

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

На правах рукописи



Костелецкий Валерий Павлович

Устройства защиты радиоэлектронной аппаратуры  
от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах

Специальность 2.2.13

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

д-р. техн. наук, доцент

Заболоцкий Александр Михайлович

Томск 2022

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР .....	13
1.1 Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости.....	13
1.2 Нарушение функционирования радиоэлектронной аппаратуры в результате воздействия сверхкороткого импульса .....	15
1.3 Устройства защиты от помех.....	23
1.3.1 Пассивные устройства защиты от импульсных помех.....	23
1.3.2 Гибридные защитные устройства .....	25
1.4 Помехи в цепях питания .....	36
1.5 Модальный анализ многопроводных линий передачи .....	38
1.6 Подходы и программы для моделирования .....	41
1.7 Постановка цели и задач исследования.....	45
2. МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ И СИНФАЗНОМ РЕЖИМАХ.....	47
2.1 Разработка модального фильтра для работы в дифференциальном и синфазном режимах.....	48
2.1.1 Аналитические математические модели для вычисления частотного и временного откликов.....	48
2.1.2 Исследование характеристик модального фильтра в синфазном и дифференциальном режимах .....	57
2.1.3 Разработка макетов.....	93
2.1.4 Экспериментальные исследования двухкаскадного экранированного модального фильтра с горизонтальным и вертикальным расположениями каскадов .....	97
2.2 Разработка модального фильтра на керамической подложке, работающего в дифференциальном и синфазном режимах .....	105
2.2.1 Исследование временных и частотных характеристик .....	106

2.2.2	Разработка макетов.....	113
2.2.3	Экспериментальные исследования .....	118
2.3	Патент на изобретение «Полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах».....	125
2.4	Основные результаты и выводы.....	129
3.	<b>ГИБРИДНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ СЕТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА .....</b>	<b>133</b>
3.1	Модальный фильтр для защиты силовой шины электропитания космического аппарата от сверхкороткого импульса.....	133
3.1.1	Моделирование временных и частотных характеристик .....	133
3.1.2	Экспериментальные исследования .....	137
3.2	Помехоподавляющий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами для силовой шины электропитания космического аппарата .	140
3.3	Разработка гибридного фильтра.....	152
3.4	Патент на изобретение «Усовершенствование устройства, защищающего от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах».....	156
3.5	Основные результаты и выводы.....	160
	<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>163</b>
	<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....</b>	<b>167</b>
	<b>СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....</b>	<b>169</b>
	<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А (справочное) КОПИИ ДОКУМЕНТОВ .....</b>	<b>193</b>
	<b>ПРИЛОЖЕНИЕ Б (справочное) КОПИИ ПРОГРАММ И МЕТОДИК ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ.....</b>	<b>206</b>
	<b>ПРИЛОЖЕНИЕ В (справочное) АКТЫ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ.....</b>	<b>208</b>

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность темы

Развитие радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) приводит к повсеместному использованию электроники, в том числе в критичных отраслях, например, военной, атомной, медицинской и космической. Эксплуатация электронного оборудования в условиях неблагоприятной электромагнитной обстановки, а также в условиях, когда отсутствует возможность его обслуживания, может привести к выходу из строя РЭА и поставить под вопрос успех проекта. В этой связи, предъявляются повышенные требования к надежности РЭА, и растет важность обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). При разработке РЭА необходимо учитывать устойчивость к вибрациям, перегрузке и перепадам температур, влажность, стабильность параметров РЭА по мере набора суммарной дозы облучения и работоспособность после контакта с тяжелыми заряженными частицами. В погоне за быстродействием увеличивается верхняя частота спектра рабочих сигналов. Кроме того, вследствие миниатюризации и уменьшения уровня питающих напряжений уменьшается запас помехоустойчивости электронных устройств. При этом РЭА часто работает в ограниченном пространстве, что увеличивает плотность компоновки. Все эти факторы ухудшают ЭМС РЭА. Помимо техногенного ухудшения ЭМС, существует вероятность преднамеренных электромагнитных воздействий специальными средствами.

Уязвимость РЭА к помеховым воздействиям актуализирует такое направление ЭМС как защита от кондуктивных помех, которые, в свою очередь, могут обладать узкой и широкой полосой спектра. Одним из опасных видов помех являются сверхширокополосные электромагнитные импульсы. Отдельно стоит выделить сверхкороткие импульсы (СКИ) наносекундного и субнаносекундного диапазонов. Для борьбы с кондуктивными СКИ используют электрические фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами. Однако спектр СКИ перекрывает широкий диапазон частот, вследствие чего значительная часть спектра такого импульса преодолевает традиционные схемотехнические и

конструктивные средства защиты от помех. Распространяясь по электрическим цепям, СКИ, даже не обладая большой мощностью и амплитудой, способны ухудшить качество функционирования РЭА, привести к возникновению ложных срабатываний, изменению электрических параметров из-за электрического пробоя диэлектриков и полупроводников и даже повреждению электронного оборудования. Стоит отметить, что импульсные помехи распространяются как в синфазном, так и в дифференциальном режимах, а требования к уровням таких помех регламентируют современные стандарты по обеспечению ЭМС. Поэтому необходимы надежные устройства защиты способные работать в дифференциальном и синфазном режимах. Конструктивные особенности таких защитных устройств должны позволять использовать их в экстремальных климатических условиях, а также иметь простую конструкцию для легкой реализации в рамках типового технологического процесса, используемого производителями печатных плат. Поэтому, актуальна разработка новых устройств защиты от СКИ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах.

#### **Степень разработанности темы**

Проблема ЭМС ежегодно обсуждается на международных конференциях Азии, Европы и Америки, например, ASIAEM, AMEREM, EMC+SIPI. Значительный вклад в ЭМС внесли Н.В. Балюк, Л.Н. Кечиев, А.В. Разумов, Ю.В. Парфенов, В.Е. Фортов, F. Sabath, S. Vass, J.L. ter Haseborg, F. Rachidi, W. Radasky. Исследованиями преднамеренных воздействий и их последствий занимаются Л.В. Баталов, А.А. Борисов, Э.Н. Фоминич, С.И. Макаренко. Исследованиями в области защиты РЭА от СКИ занимаются К.Ю. Сахаров, З.М. Гизатуллин, Л.О. Мырова, Р.В. Киричек, И.А. Фомина, А.В. Ларионенко. Исследованиями связанных линий передачи и импульсных технологий занимаются Б.И. Авдоченко, Б.А. Беляев Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, А.М. Сержантов, А.Н. Сычев.

Известны защитные устройства, применяемые для ослабления СКИ, принцип работы которых основан на использовании технологии модальной фильтрации. Исследованиями в области модальной фильтрации занимаются А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и Е.Б. Черникова.

МФ характеризуется неограниченным сроком эксплуатации и возможностью стабильно функционировать в экстремальных климатических условиях. Между тем актуален поиск возможности их функционирования в дифференциальном и синфазном режимах, а также уменьшения их массогабаритных характеристик по сравнению с существующими устройствами защиты. Так, в космической отрасли предъявляются дополнительные требования. Например, защитное устройство для силовой шины электропитания космического аппарата должно быть устойчиво к значительному изменению температур, длительным перегрузкам, сильным вибрациям, влажности и радиации. Также необходимо учитывать уровень пробивного напряжения, номинальный ток, массогабаритные характеристики.

**Цель работы** – создать устройства защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить обзор устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры.
2. Исследовать структуры модальных фильтров, позволяющих обеспечить защиту в дифференциальном и синфазном режимах.
3. Выполнить исследование и разработку гибридного фильтра для силовой шины электропитания космического аппарата.

#### **Научная новизна**

1. Сформулированы аналитические математические модели в виде конечных комбинаций элементарных функций для вычисления частотных и временных откликов двухпроводной линии, отличающиеся учетом асимметрии проводников, и четырехпроводной линии, отличающиеся учетом попарной симметрии проводников и дифференциального и синфазного режимов.

2. Предложен подход к защите радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах за счет применения модальных фильтров, отличающихся использованием центральной симметрии проводников, экранирующего корпуса, керамической подложки и каскадирования.

3. Впервые предложен гибридный фильтр для силовой шины электропитания космического аппарата, отличающийся совместным использованием помехоподавляющего и модального фильтров, работающий в дифференциальном и синфазном режимах.

#### **Теоретическая значимость**

1. Изучено влияние расположения проводников на ослабление СКИ в МФ, работающем в дифференциальном и синфазном режимах.

2. Получены зависимости коэффициента ослабления МФ от расстояний между печатными платами МФ и до экранирующего корпуса.

3. Оценено влияние температуры на коэффициент ослабления и задержки МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах.

4. Получена зависимость коэффициента ослабления МФ от толщины проводников, не подвергающихся токовым нагрузкам.

5. Оценено ослабление МФ в дифференциальном и синфазном режимах при разных формах входного воздействия.

6. Показана зависимость вносимого затухания МФ на керамической подложке от длительности импульса.

7. Изучено влияние компоновки индуктивных элементов помехоподавляющего фильтра на его полосу пропускания в дифференциальном и синфазном режимах.

#### **Практическая значимость**

1. Внедрен комплекс технических решений для обеспечения электромагнитной совместимости, конструкторских решений на основе использования пассивных помехозащитных устройств и устройств конструктивного исполнения, позволяющий сохранять работоспособность РЭА в условиях сложной электромагнитной обстановки в ООО «ТРЭМ Инновации». (Акт внедрения).

2. Внедрены результаты исследования гибридного фильтра для защиты силовой шины электропитания космического аппарата в АО «ИСС», г. Железногорск. (Акт внедрения).

3. Внедрены результаты теоретического анализа с использованием аналитических математических выражений в виде конечных комбинаций элементарных функций и моделирования модальных фильтров, работающих в дифференциальном и синфазном режимах в учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР, г. Томск. (Акт внедрения).

4. Предложено совершенствование модального фильтра, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, за счет применения керамических материалов.

5. Разработаны макеты помехозащитных устройств, обеспечивающих защиту в дифференциальном и синфазном режимах: экранированных, с горизонтальным и вертикальным расположением каскадов; на керамической подложке; гибридного, для защиты силовой шины электропитания космического аппарата от кондуктивных помех.

#### **Методология и методы исследования**

В работе применены теория линий передачи, моделирование, основанное на схмотехническом, квазистатическом и электродинамическом подходах, лабораторный эксперимент на базе скалярного и векторного анализаторов цепей, а также стробоскопического осциллографа.

#### **Положения, выносимые на защиту**

1. Предложенные математические модели в виде конечных комбинаций элементарных функций позволяют вычислить частотные и временные отклики двухпроводной линии с асимметрией проводников и четырехпроводной линии с попарной симметрией проводников в дифференциальном и синфазном режимах.

2. Предложенный подход к защите радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов позволяет разработать устройства защиты на основе модальных фильтров с центральной симметрией проводников, экранирующим корпусом, керамической подложкой и каскадированием, уменьшающие в дифференциальном и синфазном режимах в 7,8 – 11,9 раза амплитуду импульса длительностью 300 пс.



3. Разработанный гибридный фильтр для силовой шины электропитания космического аппарата позволяет ослабить сверхкороткий импульс длительностью 300 пс в 11,9 раза в дифференциальном и 5,8 раза в синфазном режимах.

#### **Достоверность результатов**

Достоверность результатов исследования основана на согласованности результатов схемотехнического, квазистатического и электродинамического моделирования, а также результатов лабораторного эксперимента, выполненном на сертифицированном оборудовании, данных полученных другими авторами и корректном использовании теории линий передачи и численных методов. Теоретические результаты подтверждены их согласованностью с результатами моделирования. Реализуемость предложенных защитных устройств на практике подтверждена макетированием и результатами эксперимента.

#### **Использование результатов исследований**

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

2. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов», проект №8.9562.2017, 2017–2019 г.

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

4. НИР «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий

образовательных организаций высшего образования, проект FEWM-2020-0041, 2020–2021 г.

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

6. НИР «Моделирование распространения сверхкоротких импульсов в многопроводных линиях передачи для решения задач проектирования радиоэлектронной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости» №19-37-51017, 2020–2021 г.

7. НИР «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента» по договору №ДП2021-60 от 15 апреля 2021 г.

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

### **Апробация результатов**

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки и победить в конкурсах: ФЦП ИР, гранта Президента РФ, РФФ, госзадания, РФФИ на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа, на назначение стипендии Правительства РФ.

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций:

1. International Siberian conference on control and communications (SIBCON-2017), г. Астана, 2017 г.
2. International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Алтай, 2020, 2022 г.

3. Международная научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2017, 2020, 2021 г.

4. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2019, 2020, 2021 г.

5. Международная научно-практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», г. Томск, 2018 г., 2021 г.

6. Международная конференция «Авиация и космонавтика–2019», г. Москва, 2019 г.

7. Межрегиональная научная конференция «Промышленная революция 4.0: взгляд молодежи», г. Тула, 2020 г.

**Публикации.** Результаты исследований опубликованы в 36 работах (3 работы без соавторов).

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	5
Статья в журналах, индексируемых в WoS и SCOPUS (Q1)	1
Статья в журналах, индексируемых в WoS и SCOPUS	5
Доклад в трудах конференций, индексируемых в WoS и SCOPUS	4
Доклад в трудах отечественных конференций	13
Тезисы в трудах отечественных конференций	4
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	2
Патент на изобретение	2
<b>ИТОГО:</b>	<b>36</b>

**Личный вклад.** Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично. Результаты электродинамического моделирования получены совместно с Жечевым Е.С. Реализация макетов помехоподавляющих фильтров выполнена совместно с Лакоза А.М. Аналитические математические модели для вычисления временных откликов получены совместно с Черниковой Е.Б. Отдельные результаты исследования получены совместно с соавторами публикаций. Непосредственный вклад автора состоит в разработке приведенных в работе устройств защиты, а именно, обзоре, моделировании, обработке и интерпретации данных моделирования и экспериментальных исследований, а также написании публикаций.

**Структура и объем диссертации.** В состав диссертации входят введение, 3 раздела, заключение, список используемых источников из 195 наименований, приложение из 18 с. Объем диссертации с приложением – 209 с., в т.ч. 146 рисунков и 20 таблиц.

**Краткое содержание работы.** Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 приведена актуальность обеспечения ЭМС, описаны нарушения функционирования РЭА, выполнен обзор пассивных и гибридных средств защиты от импульсных помех, сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 приведены аналитические математические выражения для вычисления частотных и временных откликов асимметричных двух- и четырех проводных линий передачи, рассмотрены результаты поэтапной разработки структуры поперечного сечения МФ для работы в дифференциальном и синфазном режимах, исследовано влияние параметров поперечного сечения на коэффициент ослабления, приведены результаты разработки МФ с уменьшенными габаритами. В разделе 3 выполнена разработка МФ, помехоподавляющего фильтра и гибридного фильтра на их основе, для защиты СШЭП КА от СКИ.

# 1. ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ: ОБЗОР

## 1.1 Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости

В настоящее время российские и мировые тенденции направлены на освоение космоса и Арктики. Арктика обладает большим потенциалом в развитии ресурсного сектора (около 25% мировых неразведанных запасов) и в создании новых транспортно-логистических систем мировой торговли [1, 2]. Интенсивно развивается космическая отрасль, большую часть доходов отрасли обеспечивают спутниковая связь и навигация (по данным Euroconsult 34% и 58%, соответственно) [3]. Также в последние годы внимание аэрокосмических агентств всех крупных мировых держав направлено на освоение Марса, о чем свидетельствует интенсивное развитие космических программ [4]. Вышеперечисленные направления использования РЭА сопряжены с жесткими условиями работы. При использовании в таких условиях РЭА должна быть устойчива к значительному изменению температуры, длительным перегрузкам, сильным вибрациям, влажности, а по мере набора суммарной дозы облучения отличаться стабильностью параметров и живучестью после контакта с тяжелыми заряженными частицами [5]. Отказ РЭА связан с большими рисками, что может поставить под вопрос успех проекта, в связи с чем возрастает значимость обеспечения ЭМС.

В связи с интенсивным развитием радиоэлектроники повышается значимость вопросов, связанных с повышенной чувствительностью электронных устройств к внешним электромагнитным помехам (ЭМП) [6]. Это одна из основных проблем для современной РЭА, особенно той, где нормальная работа требуется по причинам безопасности или экономики [7].

Любую проблему в области ЭМС можно представить в виде схемы, представленной на рисунке 1.1. Помехи от различных источников воздействует на приборы, линии передачи (ЛП) и системы электроснабжения, заземление средств

автоматизации, по-отдельности или в сочетании со случайными наложениями времени. ЭМП могут поступать в приборы одновременно с полезными сигналами или по цепям питания через кабели, поля или антенны [8]. Источник помехи генерирует электромагнитную энергию, которая передается через среду распространения (диэлектрик либо проводник) на рецептор помехи, оказывая на него влияние, вследствие чего происходит нарушение его нормального функционирования [8].

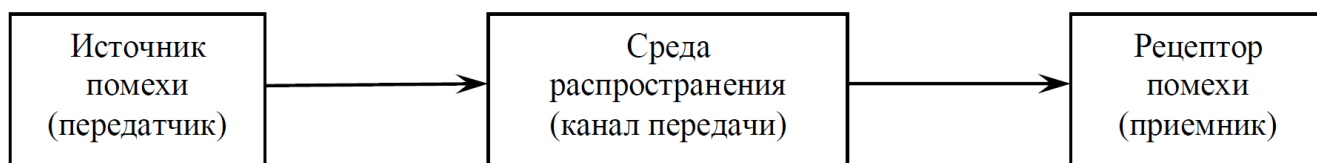


Рисунок 1.1 – Базовое представление проблемы ЭМС [8]

Помимо внешних помех, могут существовать внутренние помехи, которые распространяются по системе через кабели или в виде поля. В этом случае устройство может быть чувствительно к помехам и может само излучать помехи [9].

Причинами внутренних неисправностей системы, т.е. взаимного влияния устройств или компонентов, являются напряжение питания с частотой 50 Гц, колебания потенциала в цепях питания устройств, колебания сигнала в цепях управления или сигнальных цепях, высокочастотные или низкочастотные тактовые сигналы, процессы переключения в индуктивностях, магнитные поля в приводах с накопителями энергии, искры при замыкании или размыкании контактов, резонансные явления при замыкании контактов [8].

Таким образом, проблема обеспечения ЭМС в части восприимчивости РЭА к ЭМП актуальна, поскольку ЭМП, возникающие как при естественной, так и при преднамеренной генерации, нарушают нормальное функционирование РЭА и приводит к отказам.

## 1.2 Нарушение функционирования радиоэлектронной аппаратуры в результате воздействия сверхкороткого импульса

Ухудшение качества функционирования – нежелательное отклонение в работе РЭА от установленного режима функционирования [10, 11]. Термин "ухудшение" может применяться как к временным, так и к постоянным нарушениям работы. Неисправность – состояние элемента, характеризующееся невозможностью выполнять требуемую функцию. Отказ – прекращение возможности элемента выполнять требуемую функцию. Критерии качества функционирования [12] приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Критерии качества функционирования

Условное обозначение	Характеристика процесса функционирования
A	Нормальное функционирование в соответствии с требованиями ТУ на конкретное ТС.
B	Воздействие помехи вызывает кратковременное нарушение функционирования ТС. После прекращения помехи нормальное функционирование восстанавливается без вмешательства оператора.
C	Временное нарушение функционирования ТС. Для восстановления нормального функционирования требуется вмешательство оператора.
D	Ухудшение качества функционирования или прекращение выполнения установленной функции, которые не подлежат восстановлению оператором из-за повреждения оборудования (компонентов), нарушение программного обеспечения или потери данных.

Виды нарушения функционирования РЭА [13]:

1. Прекращение функционирования отдельных элементов РЭА или РЭА в целом, вызванное разрушением структуры этих элементов. Разрушение структуры приводит к невозможности восстановления (катастрофическим, необратимым) отказам РЭА или ее элементов (функциональное поражение) [14].

2. Нарушение функционирования отдельных элементов РЭА или РЭА в целом, вызванное изменением физической структуры этих элементов. Такое

нарушение приводит к восстанавливаемым (временным, обратимым) отказам, сопровождаемым ухудшением параметров РЭА после ее восстановления [14].

3. Функциональное нарушение работоспособности РЭА, характерно для традиционных видов помех (ложные срабатывания и сбои в работе исполнительных схем, искажения выходных сигналов обнаружительных и анализирующих устройств и т.д.) [14].

Ухудшение качества функционирования РЭА может быть вызвано ЭМП различной природы. По временной форме, электромагнитные поля, создающие помехи, разделяются на импульсные и регулярные [15]. Импульсные электромагнитные поля – это одиночные электромагнитные импульсы (ЭМИ) или их последовательность, произвольные по форме и различные по амплитуде (напряженности) [16]. Данные ЭМИ проявляются в случайные моменты времени, причем для последовательности импульсов интервалы между ними, как правило, намного больше длительности самих импульсов. Энергия спектра данных ЭМИ сосредоточена в относительно широком диапазоне [17]. Серьезную опасность для помехоустойчивости современной РЭА представляют источники сверхширокополосного (СШП) воздействия. Согласно стандарту МЭК 61000-2-13 [18] под СШП ЭМИ понимаются импульсные электромагнитные поля искусственного неядерного происхождения с параметрами процентной ширины спектра (percent bandwidth)  $> 25$  %, амплитуды электрического поля – 100 В/м и более; частотный диапазон от сотен мегагерц до нескольких гигагерц [19]. Отдельно рассматриваемым видом СШП являются сверхкороткие импульсы (СКИ), длительность которых лежит в нано- и субнаносекундных диапазонах [20, 21]. СКИ может оказывать различной степени влияние на системы связи за счет широкой полосы (рисунок 1.2). Принимая во внимание дискретный характер последовательности СКИ, потенциальная степень влияния на цифровые средства связи выше чем на аналоговые, при этом необходимо учитывать, кроме степени спектрального перекрытия, перекрытие во временном интервале [22].



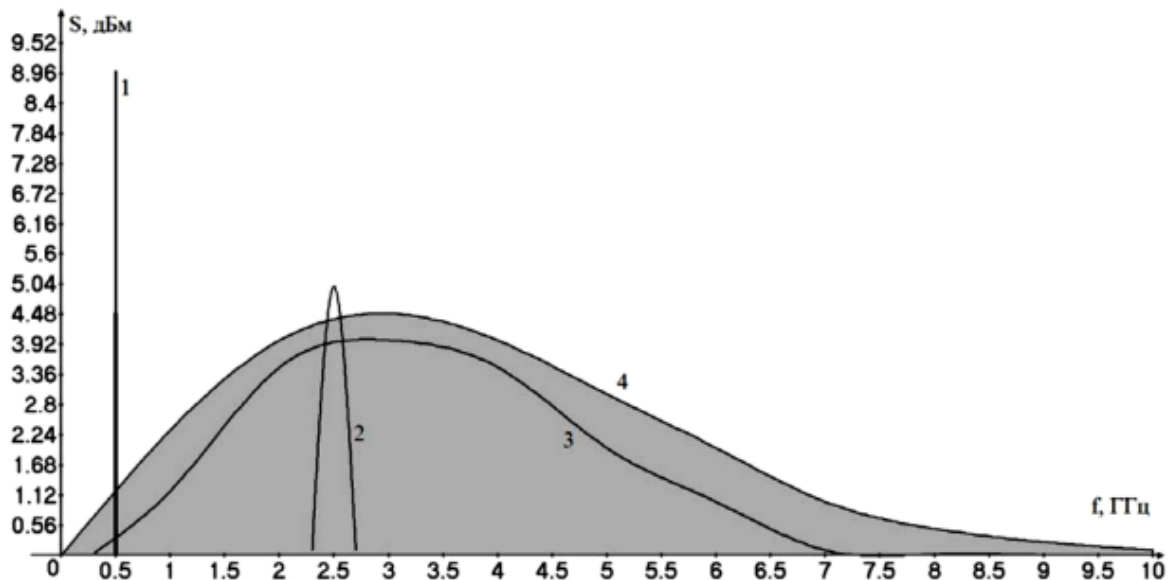


Рисунок 1.2 – Условные спектры сигналов: 1 – узкополосная связь; 2 – широкополосная связь; 3 – сверхширокополосная связь; 4 – СКИ [22]

Между тем сами СКИ могут использоваться для реализации импульсной технологии, применение которой позволяет кратковременно получать большие мощности воздействующего импульса, значительно превышающие номинальную мощность источника. Одним из направлений, где используют такие технологии является импульсная локация. Так, например, в [23–25] предполагается использование нелинейного локатора для обнаружения полупроводниковых элементов. В [26] предлагается за счет применения СКИ длительностью 40 пс определять параметры и структуру многослойных сред. В [27] предложено зондирование повреждений трубопроводов субнаносекундными импульсами. В [28] предлагается использовать импульсы СКИ с фронтом 50 пс в медицине, а именно для определения диэлектрической проницаемости органов и тканей человека, что позволяет провести оценку состояния и расположения объектов в тканях человека.

Особенностью СКИ является их малая длительность, находящаяся в диапазоне от десятков, сотен пикосекунд до единиц наносекунд [29]. Основная спектральная плотность находится в полосе частот от сотен мегагерц до единиц гигагерц [30]. Высокая скважность обеспечивает большие значения импульсных напряженностей при низких уровнях средней мощности и энергопотребления

источника. На выходе лабораторных генераторов СКИ формируются периодически повторяющиеся видеоимпульсы положительной или отрицательной полярности (рисунок 1.3а) [29].

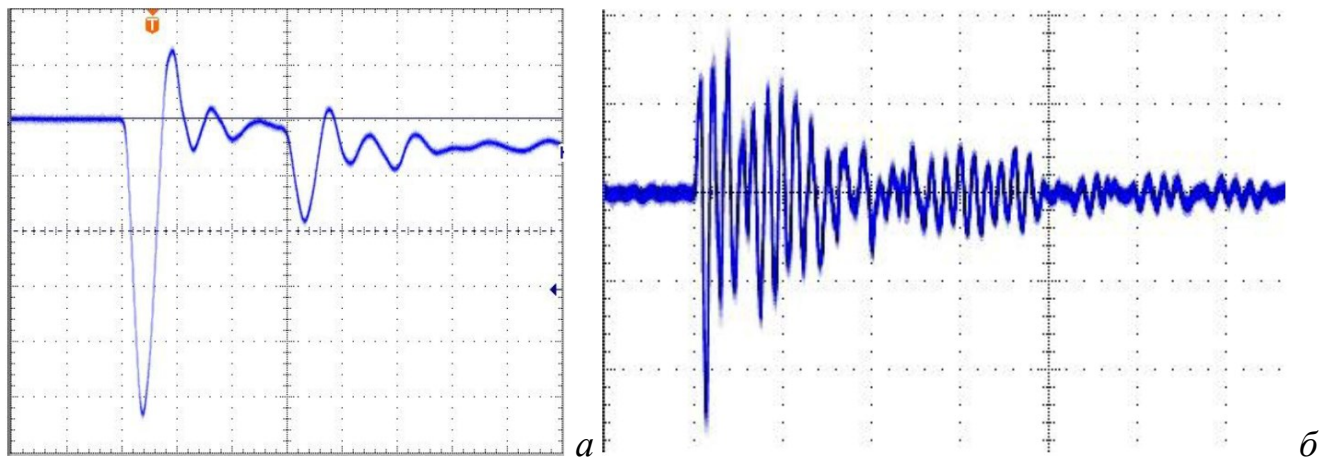


Рисунок 1.3 – Типовая форма импульса на выходе генератора (а), форма импульса на нагрузке сетевого интерфейса при емкостной инжекции (б) [29]

Результатом воздействия СКИ являются [31–33]:

- помехи: источник излучения создает напряженность электромагнитного поля в диапазоне рабочих частот приемного устройства цели; эта напряженность такая же по величине или больше полезного сигнала – приемное устройство не может выделить полезный сигнал;
- ложная информация: наведенный электромагнитный сигнал создает ложную информацию на приемном устройстве;
- переходная дестабилизация: наведенное напряжение воздействует на логическое состояние электронного компонента;
- неустранимое повреждение: полупроводниковые переходы подвергаются воздействию перенапряжения, что выводит их из строя [33].

СКИ даже не обладая большой мощностью, способны приводить к нежелательным эффектам. Они могут приводить к сбоям, отказам и нарушениям функционирования [34]. В [35] приведены экспериментальные данные об устойчивости современных полупроводниковых приборов. Уровни поражения полупроводниковых приборов при воздействии СКИ длительностью 1 нс показаны на рисунке 1.4. На рисунке 1.5 представлена динамика изменения

уровней энергии (с  $10^{-2}$  до  $10^{-9}$  Дж), вызывающей нарушения функционирования РЭА (кривая 1), из-за выхода из строя компонентов и электропитания схем этой РЭА (кривая 2) [35]. Так, СКИ с длительностью фронта 100 пс способен привести к нарушениям нормальной работы и отказам на уровне полупроводниковой подложки вплоть до ее разрушения, как показано на рисунке 1.6 [36].

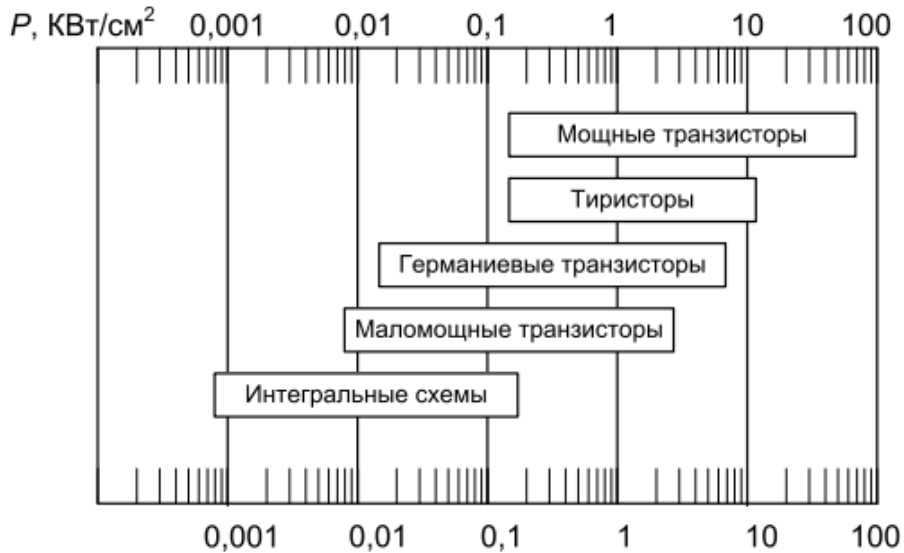


Рисунок 1.4 – Уровни поражения полупроводниковых приборов [35]

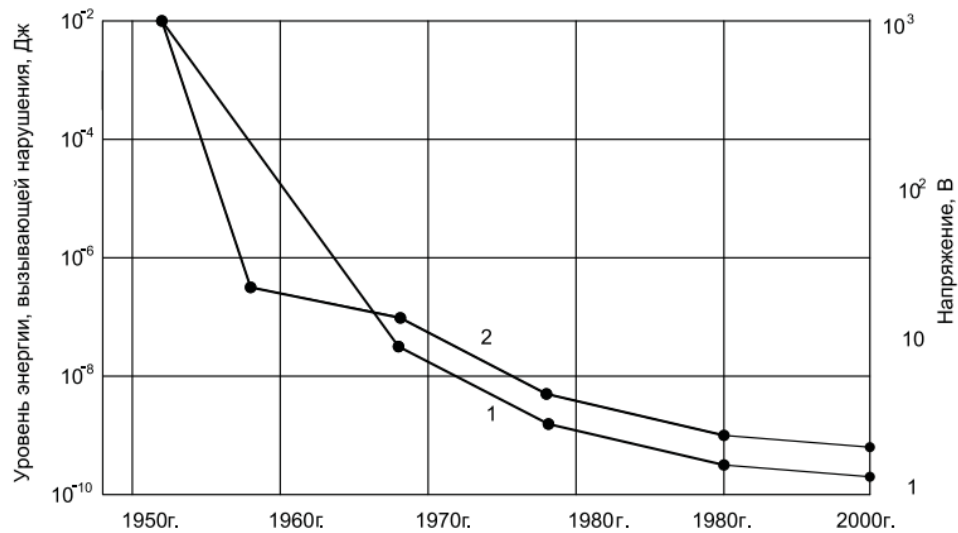


Рисунок 1.5 – Динамика изменения уровней энергии [35]

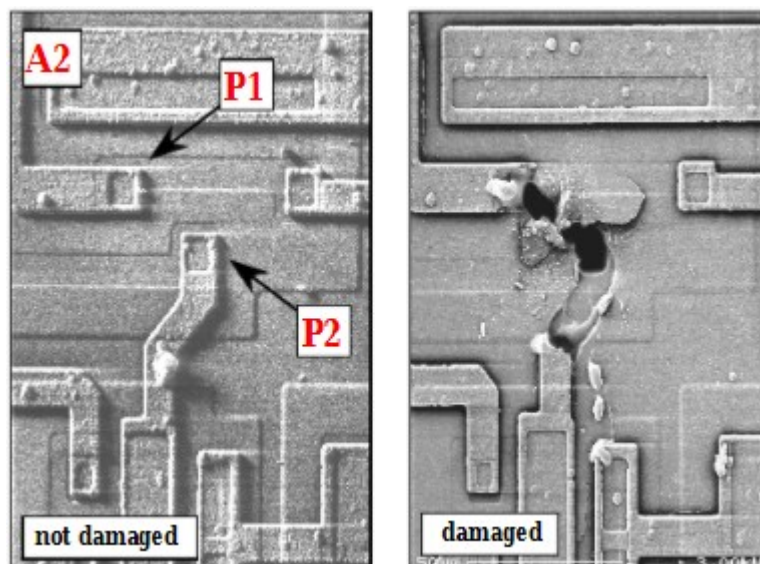


Рисунок 1.6 – Повреждения NAND памяти [36]

Появление СКИ может быть преднамеренным явлением. Мощное СВЧ-излучение может оказывать деструктивное воздействие на электронные элементы средств и систем. СКИ обеспечивают подавление приемных каналов различных РЭА за счет маскировки и имитации полезных сигналов, а применительно к системам вторичной обработки информации – за счет перегрузки их ложными сигналами [14]. В случае применения электромагнитного оружия функционального поражения воздействие влияет на физическую структуру элементов РЭА.

Основной элементной базой современной микроэлектроники служат приборы, в состав которых входят металлы, диэлектрики и полупроводники. Наиболее стойкими к воздействию СКИ являются металлы и диэлектрики. В полупроводниках фазовые превращения происходят при сравнительно небольших критических значениях плотности потока энергии  $\Pi_{кр}=10^{-6} \dots 10^{-7}$  Дж/см<sup>2</sup> [37]. При воздействии на проводники и другие металлические элементы радиоустройств можно рассчитывать на тепловое разрушение (плавление) металла. Однако для этого плотность потока энергии принятой электромагнитной волны должна быть чрезвычайно высокой.

Воздействие СКИ на диэлектрики может привести к пробоям. Электропроводность диэлектриков при пробое резко возрастает. Критическое значение напряженности поля  $E_{кр}$ , при котором происходит пробой, называется

электрической прочностью диэлектрика. Для твердых диэлектриков характерной является величина  $E_{кр}=10^7 \dots 10^8$  В/см. В твердых диэлектриках могут наблюдаться два вида пробоя – тепловой и электрический. Тепловой пробой обусловлен повышением количества тепла в объеме диэлектрика после напряженности поля  $E$ . При  $E=E_{кр}=10^7$  В/см температура диэлектрика достигает критического значения, при котором диэлектрик переходит в новое состояние, которое характеризует его, как проводник с малым удельным сопротивлением. В отличие от теплового пробоя электрический пробой не является следствием нарушения теплового равновесия диэлектрика. Электрический пробой порождает нарушения стационарного (равновесного) состояния вещества. Причиной этого является туннельный переход носителей электрического заряда из валентной зоны в зону проводимости кристалла или ударная ионизация атомов свободными электронами. В основном электрический пробой происходит при лавинообразном нарастании концентрации электронов. При  $E=E_{кр}$  ударная ионизация приводит к резкому (лавинообразному) увеличению электрических зарядов в зоне проводимости и наступает электрический пробой, для которого характерно скачкообразное нарастание температуры диэлектрика. В некоторых случаях при снятии напряжения свойства диэлектрика могут восстанавливаться. Как правило, при тепловом пробое обратное превращение не наблюдается [35].

Полупроводники обладают как магнитными, так и электрическими свойствами, основными из которых, интересными с точки зрения воздействия на них СКИ, являются весьма высокая чувствительность к внешним воздействиям, отрицательные температурные коэффициенты электропроводности при нагреве, весьма широкий разброс электронной проводимости даже при стандартной температуре. Воздействие мощного СКИ сопровождается пробоем электронно-дырочного перехода ( $p$ - $n$ -перехода) или перехода металл-проводник (перехода Шотки). Пробой перехода сопровождается резким увеличением дифференциальной проводимости этого перехода при достижении обратным напряжением критического для данного прибора значения. Наиболее распространенные повреждения полупроводниковых приборов происходят

вследствие поверхностного пробоя, объемного пробоя, пробоя диэлектрика и сквозного пробоя в транзисторах с несколькими переходами [37].

В [38] описана авиабомба (рисунок 1.7), которая создает СШП импульс подобный тому, который сопровождает ядерный взрыв, за исключением того, что ядерный материал заменен обычным химическим взрывчатým веществом.

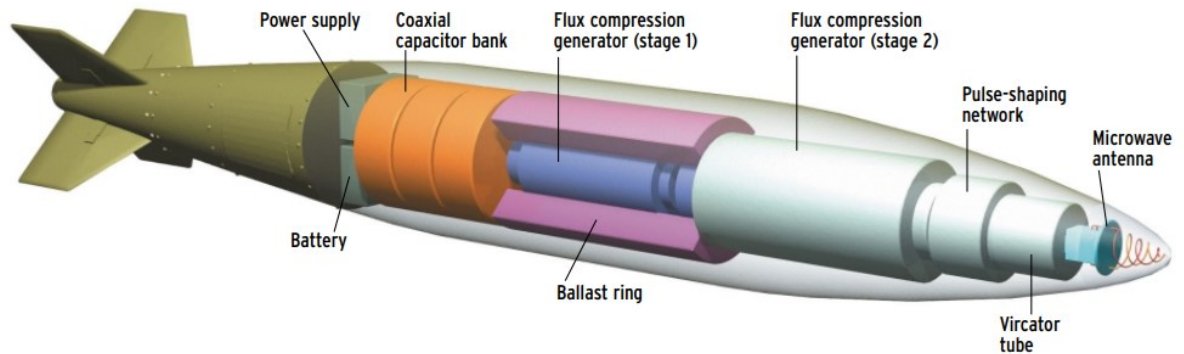


Рисунок 1.7 – Структурная схема электронной авиабомбы [38]

В [39] представлен анализ систем дестабилизирующего воздействия, с учетом их современного состояния и перспектив развития. Приведены модели, позволяющие сформировать новые подходы, способы и технические решения для повышения устойчивости систем связи. В [40] рассматривается применение мощных генераторов излучения, которые формируют направленное электромагнитное воздействие короткой длительности для борьбы с беспилотным летательным аппаратом.

Возможности такого электромагнитного оружия относятся к перспективным направлениям работы научных зарубежных и отечественных коллективов. Так 16 октября 2012 года ВВС США были проведены испытания нового типа ракеты с генераторами ЭМИ вместо боеголовки. По результатам испытаний все оборудование было полностью выведено из строя [41–43]. В [44] приведены примеры разработок электромагнитного оружия разных стран, технические средства для электромагнитного деструктивного воздействия, последствия воздействия СКИ и способы противодействия электромагнитному терроризму. В [45, 46] приведены значения типовых параметров СШП импульсов испытательных воздействий и прототипы генераторов СШП ЭМИ. В [47]

представлены результаты воздействия ПД ЭМВ, источником которого является СКИ, на сети Ethernet. Чаще всего при построении сети Ethernet для передачи данных применяется тип кабеля категории 5е, состоящий из 4 витых пар [48]. В итоге при воздействии излучаемых или кондуктивных ПД ЭМВ амплитуда помехи становится сравнима с амплитудой полезного сигнала, что может влечет искажение обрабатываемой информации. Процесс возникновения ошибок при передаче сигналов в двоичном (манчестерском) коде представлен на рисунке 1.8.

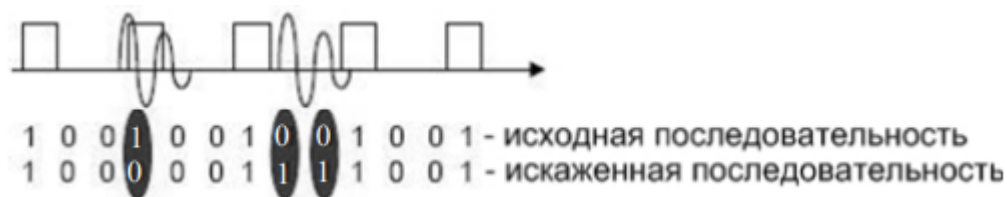


Рисунок 1.8 – Искажение битовой последовательности [47]

Таким образом, воздействие помехового СКИ может привести к ухудшению качества функционирования РЭА. Особенностью СКИ является их малая длительность, находящаяся в диапазоне от десятков, сотен пикосекунд до единиц наносекунд, соизмеримая с длительностью рабочих сигналов РЭА и сетей передачи данных структурно-сложных систем. В следствие это, СКИ даже не обладая большой мощностью, способны приводить к нежелательным эффектам. Поэтому необходимо применение устройств защиты от помех такого вида.

### 1.3 Устройства защиты от помех

#### 1.3.1 Пассивные устройства защиты от импульсных помех

Под традиционными схемотехническими средствами защиты от СКИ подразумеваются фильтры на сосредоточенных компонентах, модули гальванической развязки, ограничители помех и разрядные устройства. К конструктивным средствам защиты относят защитные экраны, методы обеспечения регулярности ЛП, различные схемы заземления и способы уменьшения импеданса цепей питания [17]. Известно, что такие устройства

защиты обладают рядом недостатков, к которым можно отнести недостаточное быстродействие, малую рассеиваемую мощность и паразитные параметры [49]. Все эти факторы затрудняют защиту от СКИ повышенной мощности.

Известно устройство для защиты от импульсных перенапряжений [50] с использованием шунтирующих устройств путем задержки воздействия наводок на защищаемые цепи радиотехнических устройств. В [51] описано устройство защиты от импульсных помех, содержащее кольцевые магнитопроводы с общей обмоткой, в которых э.д.с. синфазной помехи вычитаются. Другое устройство описано в [52] и содержит высоковольтный усилитель и два диодно-емкостных моста с нагрузочными сопротивлениями, обеспечивающих блокирование импульсных напряжений и токов, наводимых многократно повторяющимися мощными электромагнитными СКИ. В [53] описано устройство защиты, которое содержит две продольных ветви, образованных последовательно соединенными обмотками двух дросселей. С целью повышения эффективности и уменьшения энергопотребления, в каждую из ветвей введена дополнительная обмотка, общая для обоих дросселей. В работе [54] описано устройство защиты, в котором повышение качества фильтрации пиковых синфазных и дифференциальных помех достигается за счет того, что ко входным клеммам импульсного источника питания подключается входной помехоподавляющий фильтр (ПФ), содержащий два конденсатора, подключенных ко входным и выходным клеммам предлагаемого фильтра, и синфазный дроссель, расположенный между данными конденсаторами. Устройство защиты от импульсных перенапряжений [55] предназначено для повышения электро- и пожаробезопасности при появлении в электроустановках зданий грозных импульсных перенапряжений большого уровня и содержит в себе варистор и термopредохранитель с нормально замкнутыми контактами. В [56] описано устройство, защищающее приемный тракт радиолокационных систем от мощного электромагнитного излучения за счет присутствия в схеме датчика такого излучения, который управляет разрядником и схемой формирования импульса поджига. Для защиты входа радиоприемника от ЭМИ ядерного взрыва предлагается устройство [57], использующее трехсекционный



автотрансформатор и запирающую катушку. Известно устройство защиты [58], представляющее собой электрическую розетку, в которую введен высокочастотный сетевой фильтр и дополнительная клемма земли. Рассмотренные устройства имеют свои достоинства, но обладают рядом общих недостатков, таких как относительно высокие сложность и масса и низкие быстродействие, радиационная стойкость и наработка на отказ. Поэтому актуальна разработка новых устройств защиты от СКИ.

### 1.3.2 Гибридные защитные устройства

Фильтры с активным компонентом применяют в цепях питания со значениями токов от единиц до десятков ампер при рабочих напряжениях от десятков до сотен вольт. Поэтому элементы схемы имеют большую мощность и, как следствие, высокую стоимость. В свою очередь, ПФ относятся к традиционным устройствам защиты, просты в изготовлении и широко распространены, однако обладают ограниченными функциональными возможностями и являются неуправляемыми. При гибридизации АФ и ПФ, АФ выполняют роль исполнительного органа регулятора параметров ПФ. При этом мощность АФ снижается, в связи с чем устанавливается баланс между величиной добротности ПФ и его устойчивостью в динамических режимах работы. Также гибридное исполнение АФ и ФП позволяет автоматически корректировать параметры фильтра во время работы. Гибрид АФ и ПФ используют для борьбы с синфазными и дифференциальными помехами, которые образуются в современных системах электропитания за счет быстрых переходных процессов, связанных с ключевым режимом работы.

В [59, 60] предложен гибрид, представляющий собой активную схему на операционном усилителе с дискретным пассивным компонентом в виде синфазного дросселя, который состоит из двух обмоток ( $L_{C1}$  и  $L_{C2}$ ). Структурная схема такого гибрида показана на рисунке 1.9. На рисунке 1.10 показаны результаты экспериментальных измерений уровня синфазной помехи, а также

уровень регламентируемый стандартом EN55022QP. Гибридный фильтр с похожим принципом работы представлен в [61]. Такой фильтр работает следующим образом: АФ обладает собственной обмоткой-монитором ( $L_M$ ), которая отслеживает магнитные потоки, вызванные синфазной помехой в магнитопроводе синфазного дросселя. Затем на выходе схемы формируются сигналы противофазные помехе синфазного дросселя, тем самым, уменьшая ее уровень.

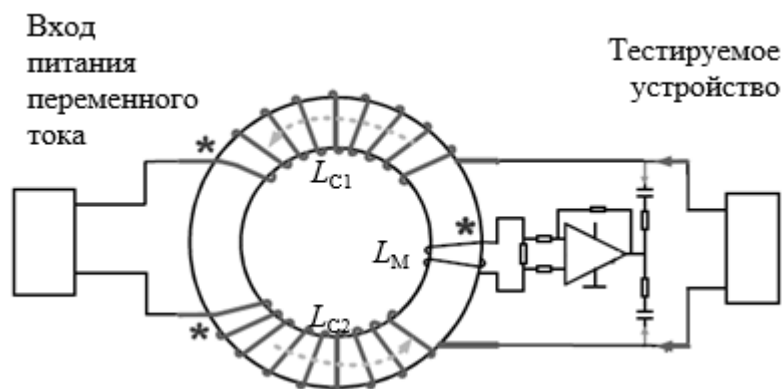


Рисунок 1.9 – Структурная схема гибридного фильтра с синфазным дросселем

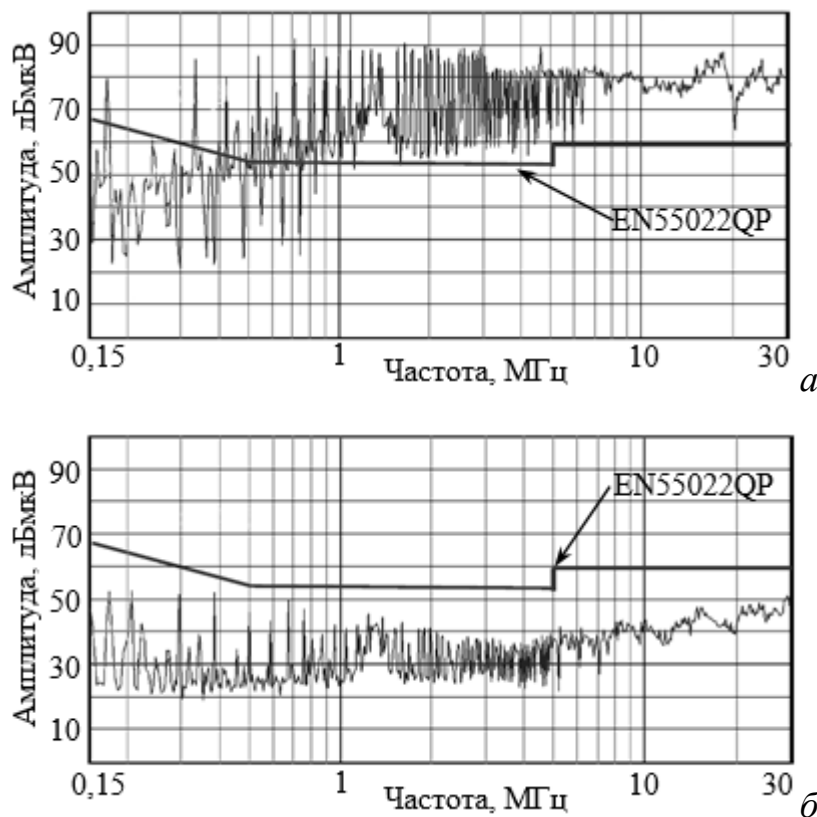
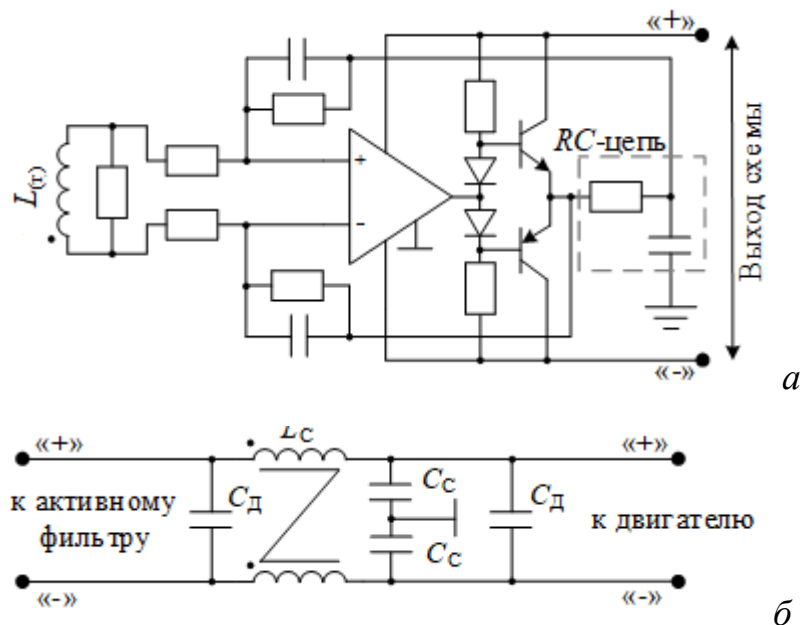


Рисунок 1.10 – Помеха без гибридного фильтра (а) и с гибридным фильтром (б)

Гибрид АФ и дискретного компонента позволяет уменьшить уровень помех в полосе частот от 150 кГц до 30 МГц в синфазном режиме. Из рисунка 1.10 видно, что использование такого гибрида позволяет получить амплитуду помехи ниже уровня кривой, показывающей допустимые значения. Это позволяет пройти испытания по ЭМС в соответствии со стандартом, регламентирующим радиопомехи от оборудования информационных технологий EN5022Q в синфазном режиме.

В [62] приведен гибрид АФ и ПФ на элементах с сосредоточенными параметрами. Схемы активной и пассивной частей фильтра показаны на рисунке 1.11. Результаты экспериментальных исследований влияния гибрида на уровень синфазных помех показаны на рисунке 1.12. Коэффициент усиления в такой схеме определяется номиналами ее компонентов, которые вычисляются по формулам, приведенным в [62]. Принцип работы заключается в использовании прямого подавления помехи. Через обмотку трансформатора тока ( $L_T$ ), отслеживается напряжение помехи, при изменении ее уровня схема, управляя транзисторами, шунтирует помеху через RC-цепочку на опорный проводник. Таким образом, схема оказывает влияние на уровень помехового напряжения в шине питания. При этом пассивная часть фильтра не претерпевает изменений.



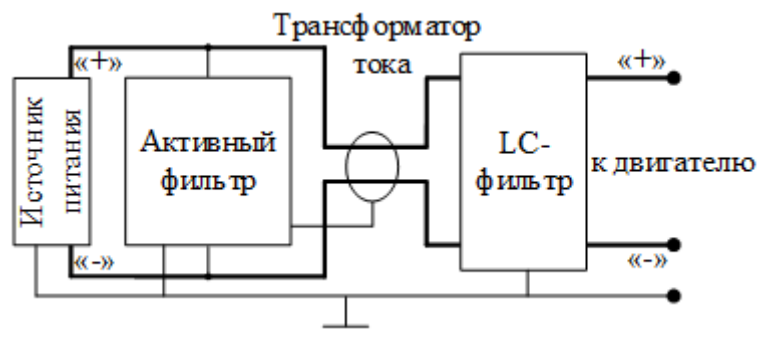


Рисунок 1.11 – Активная (а) и пассивная (б) части гибридного фильтра, а также способ их соединения (в)

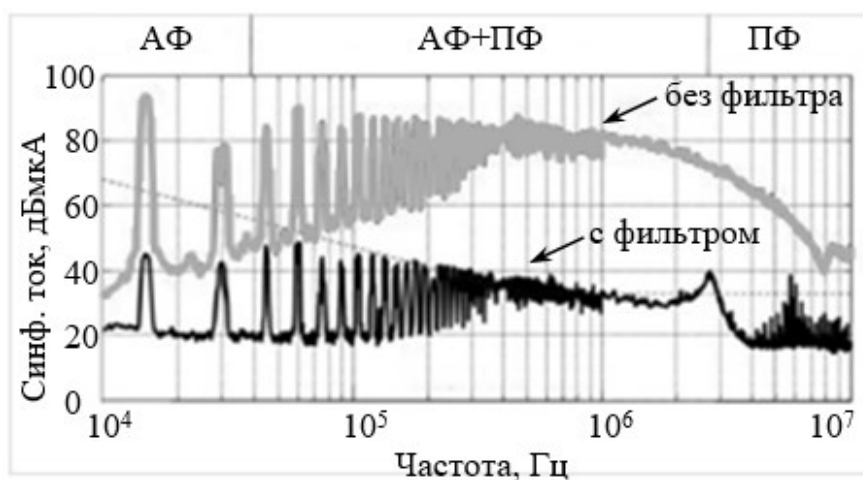


Рисунок 1.12 – Измеренные токи синфазной помехи

Этот гибридный фильтр позволяет ослабить токи синфазной помехи в диапазоне частот от 10 кГц до 10 МГц. Примечательно, что на разных частотах составные части фильтра обладают разной эффективностью. Так наиболее эффективны АФ на частотах от 10 – 39 кГц, ПФ на 2,8 – 10 МГц и на 40 кГц – 2,8 МГц оба фильтра. В [63] предложен гибридный фильтр, объединяющий ПФ в планарном исполнении, интегрированный в конструкцию печатной платы (ПП), и АФ, элементы которого располагаются на внешнем слое ПП. Конденсаторы такого ПФ выполнены с применением диэлектрика C-ply, а сердечник магнитопровода из ферритовой вставки. На рисунке 1.13 изображена электрическая принципиальная схема гибрида. Элементы пассивного фильтра обозначены индексом П, а все остальные компоненты относятся к активному фильтру. Экспериментальные результаты применения ПФ и гибрида приведены на рисунке 1.14. Похожий гибридный фильтр представлен в [64, 65]. АФ через развязывающие керамические конденсаторы

отслеживает уровень дифференциальной помехи. Затем, пропуская ток через дополнительную обмотку в центральной части пассивного интегрированного в ПП фильтра, он компенсирует магнитный поток в сердечнике, вызванный дифференциальной помехой.

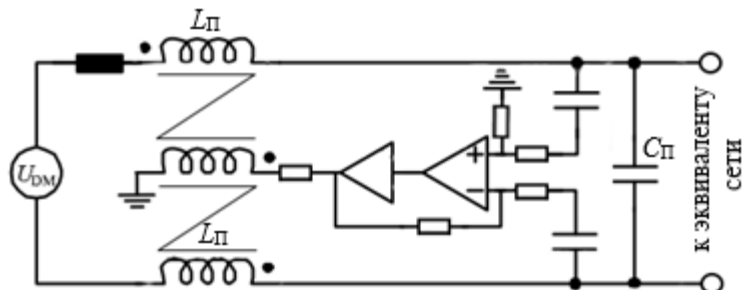


Рисунок 1.13 – Схема интегрированного гибридного фильтра

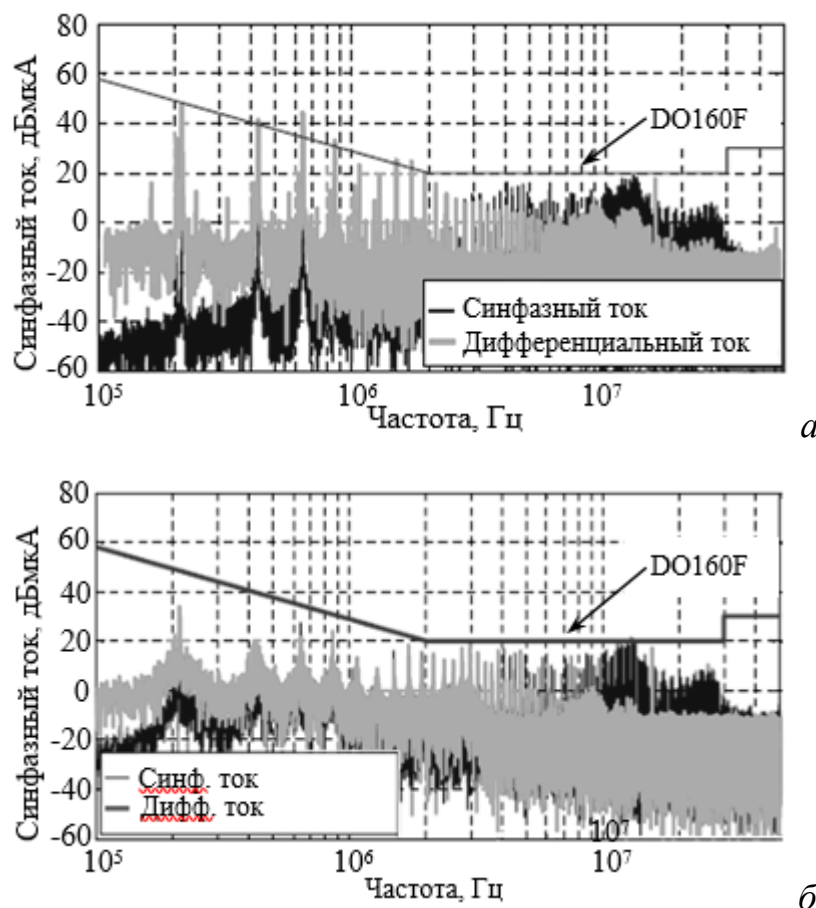


Рисунок 1.14 – Ток синфазной и дифференциальной помех после ПФ (а) и после гибрида АФ с ПФ (б)

Такой гибрид позволяет значительно снизить уровень помех в синфазном и дифференциальном режимах, в диапазоне частот от 100 кГц до 10 МГц для соответствия стандарту DO-160, определяющему процедуры испытаний

авионики. Таким образом, гибрид АФ и ПФ на дискретных элементах – это компромиссное решение для силовой электроники. Однако АФ плохо справляются с резкими переходными процессами и помехами большой амплитуды, что ограничивает верхний частотный диапазон их применения. Для уменьшения частоты среза в ПФ на дискретных элементах рекомендуется выбирать большие номиналы компонентов, что приводит к повышению массогабаритных характеристик таких устройств. Это в разы повышает стоимость готового изделия. Совместное использование АФ и ПФ фильтров позволяет скомпенсировать недостатки друг друга. Между тем такие фильтры не оказывают должного ослабления на низких и высоких частотах.

В частотно-избирательных цепях современных радиоприемных устройств актуально использование фильтров с широким диапазоном перестройки. Для обеспечения этих требований в преселекторах радиоприемных устройств, широкодиапазонных и многоканальных приемниках, системах радиомониторинга применяют гибридные фильтры, состоящие из ПАВ-фильтра и LC-резонатора. В [66] предложено звено гибридного лестничного ПАВ и LC-фильтра, состоящее из ПАВ-резонатора в последовательной ветви и LC-контура в параллельной ветви. Схема такого фильтра показана на рисунке 1.15.

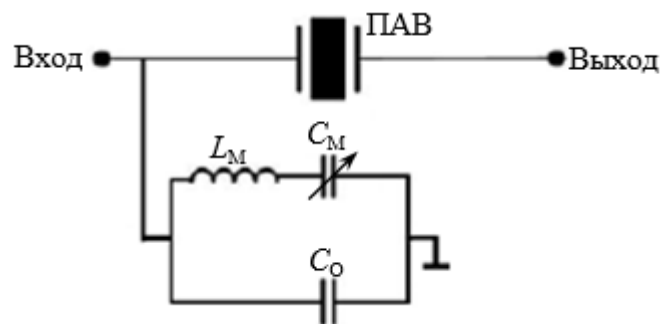


Рисунок 1.15 – Схема гибридного лестничного фильтра, состоящего из ПАВ-резонатора и LC-резонатора

За счет изменения отношения статической емкости ПАВ-резонатора и емкости LC-контура в параллельной ветви гибрида возможно изменять уровень вносимых потерь, подавление в полосе заграждения и ширину полосы пропускания фильтра. Такой гибрид, настроенный на центральную частоту

326 МГц, обладает вносимыми потерями в полосе частот, равными 1,3 дБ и ослаблением в полосе заграждения – 6 дБ.

В [67] предложен гибрид, состоящий из перестраиваемого LC-контура в последовательной ветви и ПАВ-резонаторов в параллельных ветвях. Схема такого фильтра показана на рисунке 1.16.

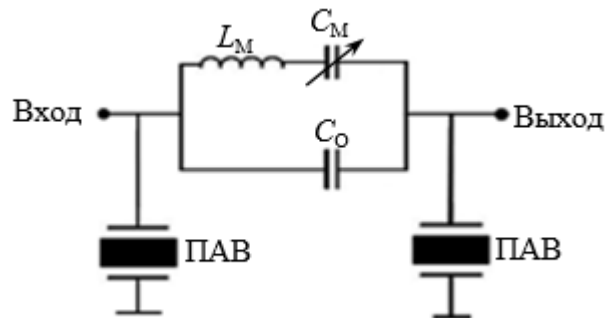


Рисунок 1.16 – Схема перестраиваемого гибрида с расположением ПАВ-фильтров в параллельных ветвях

За счет изменения емкости LC-контура в последовательной ветви гибрида достигается изменение центральной частоты фильтра. Этот гибридный фильтр, с малыми вносимыми потерями в полосе пропускания (1–2 дБ), обладает широким диапазоном перестройки (64 МГц), который достигается за счет изменения емкости  $C_M$ , при этом он имеет небольшой уровень ослабления в полосе заграждения.

Таким образом, гибрид ПАВ-фильтра и LC-контура – это компактный фильтр с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) полосно-пропускающего фильтра. Он обладает малыми вносимыми потерями в полосе пропускания и широким диапазоном перестройки. Эти фильтры характеризуются небольшим ослаблением в полосе заграждения. Проблема низкой избирательности легко решается каскадированием звеньев. Совместно либо взамен каскадирования возможно использование парного размещения резонаторов в звеньях, что позволяет увеличить уровень внеполосного подавления, но сужает полосу пропускания фильтра.

Отдельным направлением гибридизации фильтров являются гибриды новых устройств, функционирующих по технологии модальной фильтрации, которые

активно исследуются в ТУСУРе. К таким устройствам относят МФ и защитные меандровые линии (МЛ) [68]. В [69] приведено качественное сравнение их возможностей. Принцип их работы заключается в разложении во временной области помехового СКИ большой амплитуды на импульсы меньшей амплитуды из-за разности задержек мод, распространяющихся в линии. Эффект разложения СКИ достигается в структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением, что позволяет получить разные скорости распространения для каждой моды при постоянстве поперечного сечения. МЛ не подразумевает использование резисторов, обладает вдвое большими задержками при прочих равных с МФ условиях. МЛ способна раскладывать СКИ даже в однородном диэлектрике за счет импульса перекрестной наводки. МЛ с воздушным заполнением имеет единичный коэффициент передачи на всех частотах. В МФ необходимо наличие пассивных проводников и он обладает большей частотой среза, чем МЛ с неоднородным диэлектриком. Кроме того, в МФ за счет применения параллельного колебательного контура возможно добиться большего ослабления на заданных частотах [70]. Гибридное соединение МФ и МЛ позволяет добиться улучшенных защитных характеристик, а именно, увеличить ослабление СКИ (за счет разложения в МЛ каждого импульса с выхода МФ), при сравнительно небольшом увеличении массогабаритных показателей конечного устройства.

В [71] проводится апробация возможности разложения СКИ в гибриде 3-проводного МФ и 2-проводной МЛ, при этом достигается ослабление в 9,8 раза. В работе [72], где представлен гибрид 5-проводного микрополоскового МФ и витка 2-проводной МЛ с торцевой связью достигнуто большее ослабление за счет изменения количества проводников и параметров поперечных сечений. Поперечные сечения и схема электрических соединений приведены на рисунке 1.17.



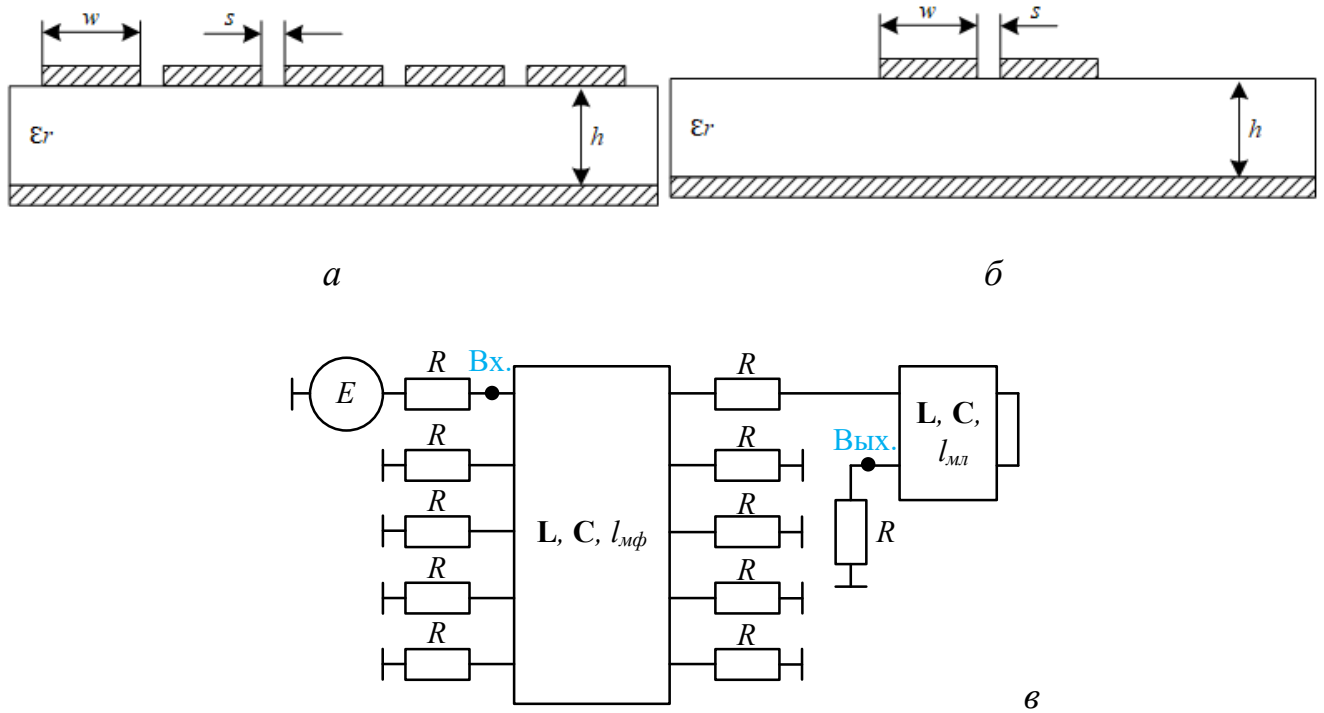


Рисунок 1.17 – Поперечные сечения 5-проводного МФ (а) и 2-проводной МЛ с торцевой связью (б), схема электрических соединений 5-проводного МФ и 2-проводной МЛ с торцевой связью (в)

В результате модального разложения СКИ на выходе гибридного устройства, состоящего из МФ и МЛ, на импульсы меньшей амплитуды, коэффициент ослабления СКИ составил 26,6 раза относительно половины э.д.с. Также известно исследование [73], где рассматривается разложение СКИ в гибриде, состоящем из 4-проводного МФ и витка 2-проводной МЛ с лицевой связью. Поперечные сечения и схема электрических соединений 4-проводного МФ и МЛ с лицевой связью приведены на рисунках 1.18 и 1.19, соответственно.

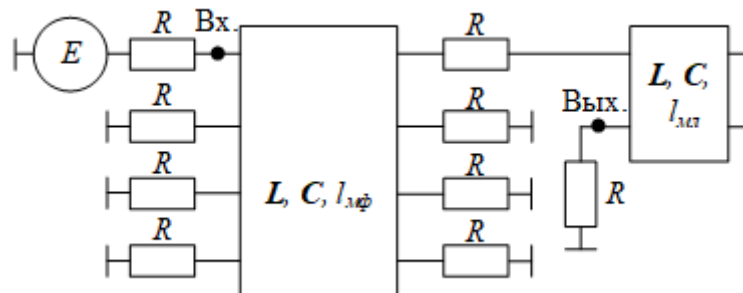


Рисунок 1.18 – Схема электрических соединений 4-проводного МФ и 2-проводной МЛ с лицевой связью

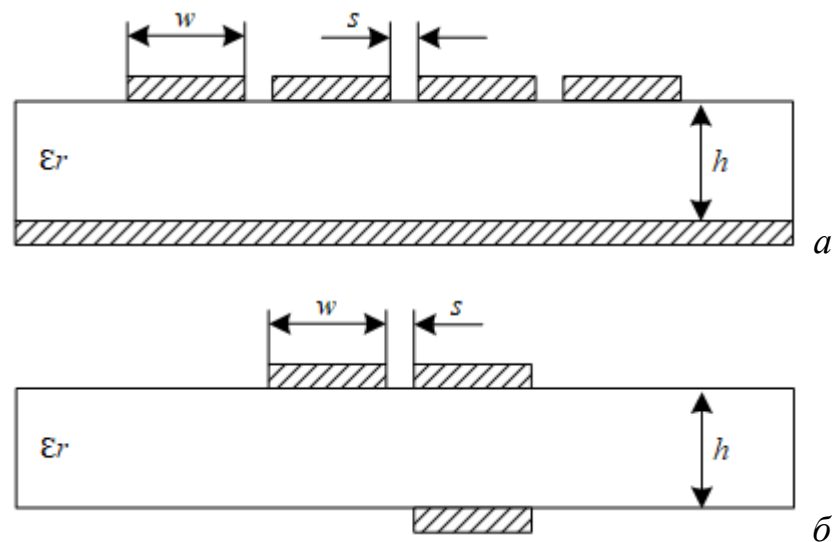


Рисунок 1.19 – Поперечные сечения 4-проводного МФ (а) и 2-проводной МЛ с лицевой связью (б)

При использовании такого гибрида коэффициент ослабления СКИ (относительно половины э.д.с.) в структуре с 4-проводным МФ составил 11,92 раза.

Таким образом, гибрид МФ и МЛ является направляющей системой из проводников и диэлектриков, которая обладает формой АЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ) и способна осуществлять модальную фильтрацию. Такой гибрид обладает частотной избирательностью в широкой полосе частот до десятков и сотен МГц. Слабые избирательные свойства гибрида легко компенсируются за счет каскадирования или использования материалов с большими значениями диэлектрической проницаемости. Такие гибриды могут быть интегрированы в ПП электронного устройства и могут функционировать даже в сложных условиях эксплуатации. Из-за конструктивных особенностей в таком фильтре вероятность поломки сводится к минимуму.

В системах питания современных РЭА присутствуют помехи как низкой, так и высокой частоты. ПФ на дискретных компонентах, спроектированные на небольшую частоту среза АЧХ, наиболее часто применяются в таких системах. Однако они обладают паразитными параметрами, вследствие чего не способны обеспечивать требуемое ослабление при воздействии СКИ. МФ эффективно подавляют СКИ, но обладают широкой полосой пропускания. Для обеспечения

эффективного подавления кондуктивных помех, включая СКИ, применяют гибридные фильтры, состоящие из ПФ на дискретных элементах, в частности LC-фильтра, и МФ [74]. Совместное использование МФ и LC-фильтров позволяет получить АЧХ необходимой формы и обеспечить требуемое ослабление СКИ. Данное устройство может применяться для защиты цепей питания, а также радиочастотных цепей РЭА, восприимчивых к импульсным помехам.

Показана возможность гибридного включения фильтра ЭМП на LC-компонентах и МФ [74]. Электрическая принципиальная схема такого гибрида показана на рисунке 1.20, а на рисунке 1.21 показано поперечное сечение МФ. В данном гибриде к одному из полюсов фильтра ЭМП подключен МФ, при этом способность ослаблять помеху рассматривается в синфазном и дифференциальном режимах. В МФ помеха в одном из полюсов питания раскладывается на последовательность импульсов при условии, если ее длительность меньше разности задержек мод. Далее в синфазном режиме на помеху оказывают влияние синфазные конденсаторы и синфазный дроссель, а в дифференциальном – лишь конденсаторы.

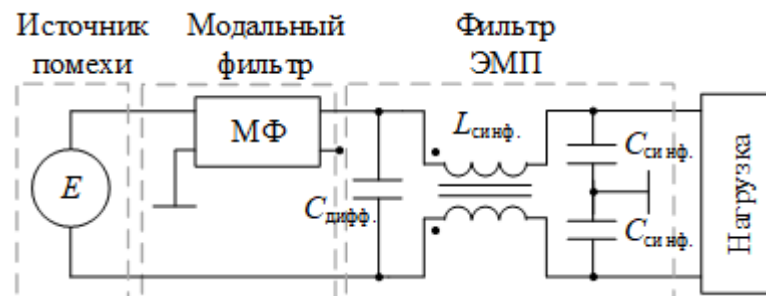


Рисунок 1.20 – Схема электрическая принципиальная гибрида МФ и ПФ

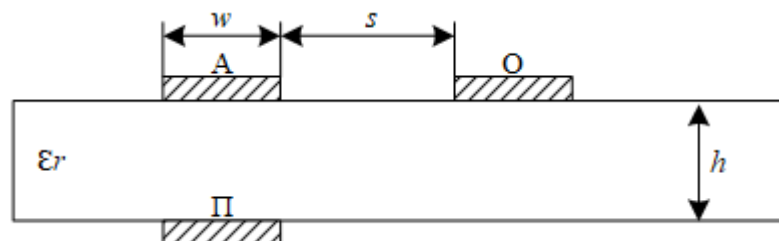


Рисунок 1.21 – Поперечное сечение МФ

При прохождении только фильтра ЭМП СКИ длительностью 1 нс ослабляется в 2,65 раза, а гибрида, состоящего из фильтра ЭМП и МФ – в 8,18 раза.

#### 1.4 Помехи в цепях питания

Независимо от причины появления помех в электрических цепях, они распространяются в асимметричном, дифференциальном и синфазном режимах. Режимы распространения кондуктивных помех показаны на рисунке 1.22. Распространяясь по проводникам, помехи в зависимости от их характеристик приводят к сбоям или повреждению оборудования [75 – 77].

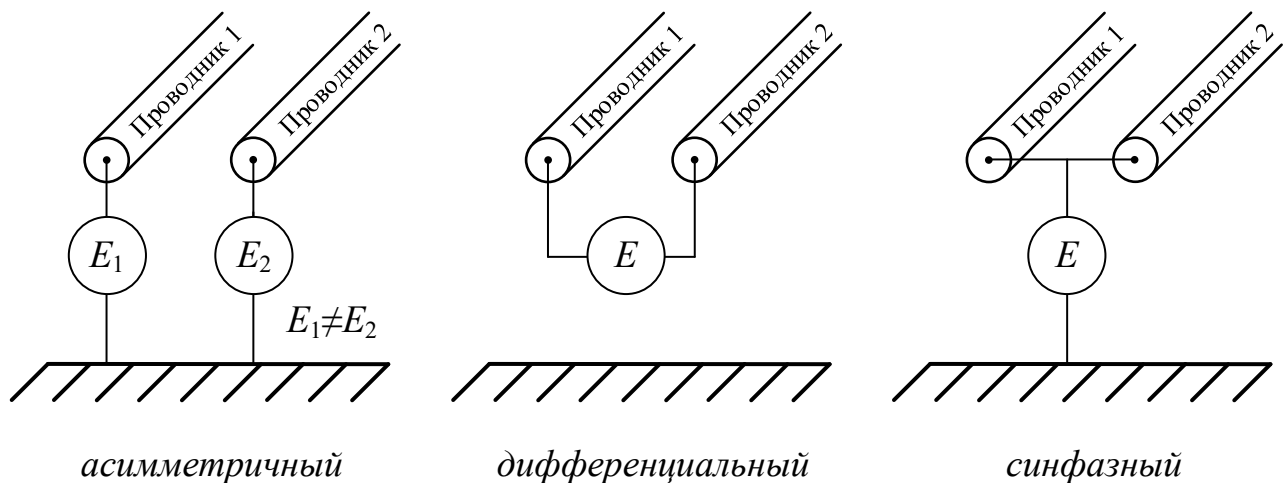


Рисунок 1.22 – Режимы распространения кондуктивных помех

Для борьбы с помехами применяют конструктивные и схемотехнические средства защиты. Уровни допустимых помеховых воздействий, виды испытаний, нормы и методы измерений определяют такие стандарты как CISPR 22, ГОСТ Р 51317.6.4-2009, ГОСТ Р 51317.1.5-2009, ГОСТ Р 51318.11-2006. Чтобы определить, насколько используемое решение эффективно, проводится его комплексное исследование в различных режимах работы. Способы подключения устройства защиты для исследования его характеристик в трех режимах: асимметричном, дифференциальном и синфазном показаны на рисунке 1.23 [78 – 81].

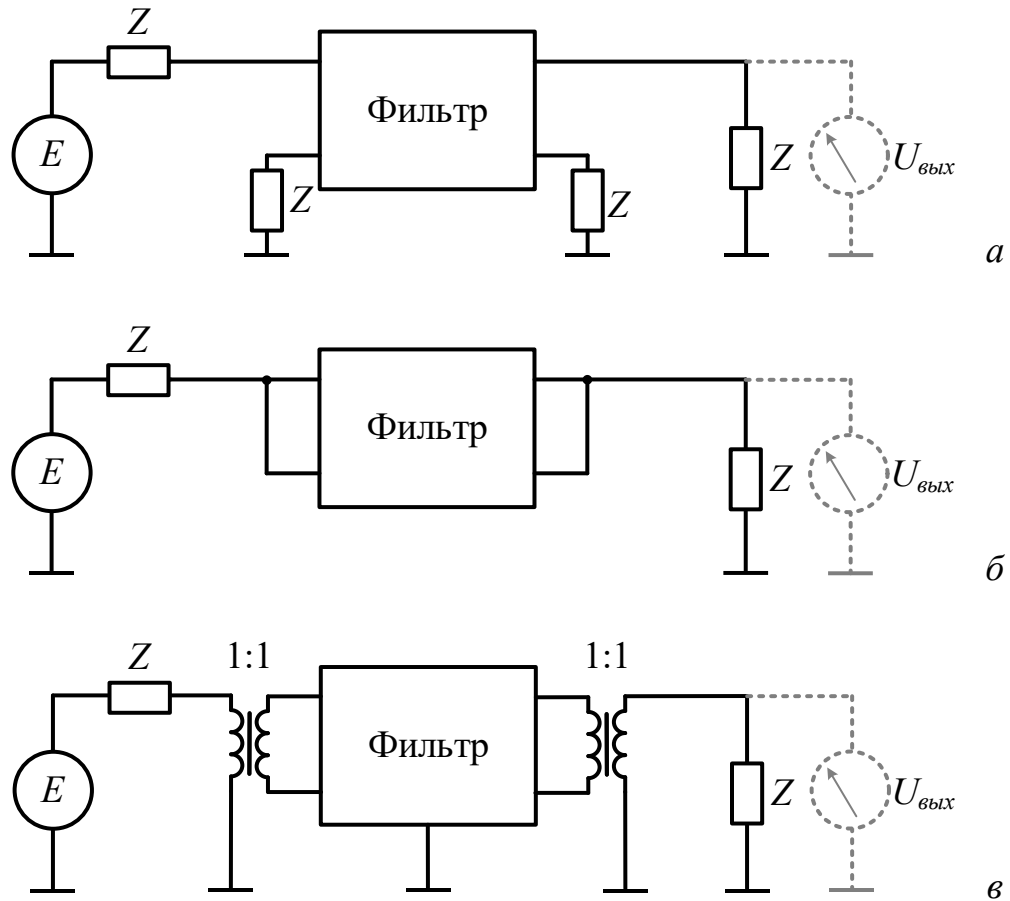


Рисунок 1.23 – Способы подключения ЭМП в асимметричном (а), синфазном (б) и дифференциальном (в) режимах

ЭМП фильтры используются для ограничения уровня кондуктивных помех, которые могут распространяться в цепях электропитания и ЛП данных. Для оценки эффективности работы ЭМП фильтра используют такие характеристики как вносимые потери или вносимое затухание в диапазоне частот. [82, 83]. На рисунке 1.24 показан принцип измерения этих характеристик.

Уровень вносимых потерь ( $\alpha$ ) и вносимое затухание ( $\beta$ ) вычисляется как

$$\alpha = 20 \lg \frac{|E|}{|2U_2|} = 20 \lg \frac{|U_1|}{|U_2|}, \quad (1.1)$$

$$\beta = 20 \lg \frac{|U_2|}{|U_1|}, \quad (1.2)$$

где напряжение с без фильтра  $U_1 = E/2$ ,  $U_2$  – напряжение с фильтром,  $Z = 50$  Ом.

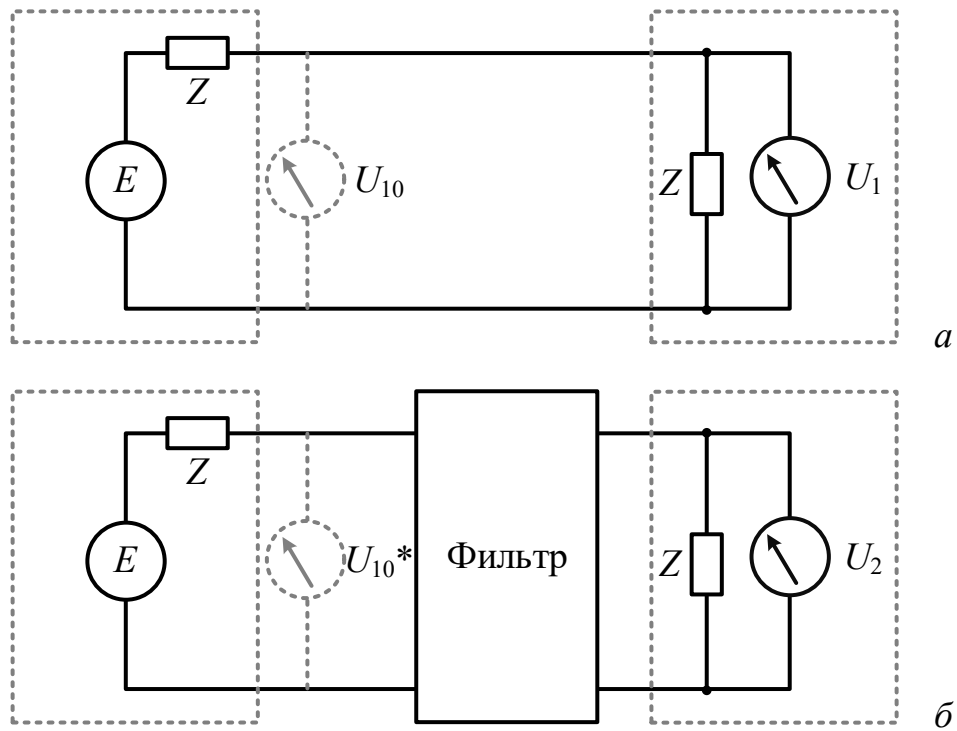


Рисунок 1.24 – Схемы для измерения напряжения без фильтра (а) и с фильтром (б)

Таким образом, помехи в электрических цепях питания распространяются в асимметричном, дифференциальном и синфазном режимах. Эффективность работы ЭМП фильтра характеризуют вносимые потери или вносимое затухание в диапазоне частот.

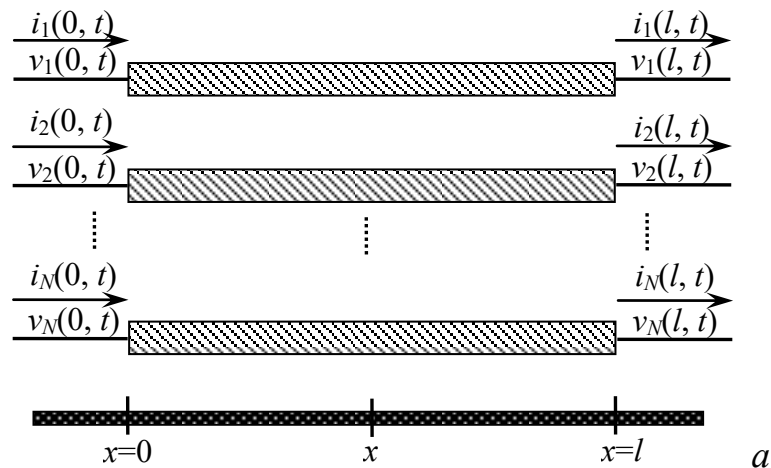
### 1.5 Модальный анализ многопроводных линий передачи

Для анализа многопроводных линий передачи (МПЛП) используют модальный анализ [84]. Так, в работах [85 – 90] исследуются ЛП с неоднородным диэлектрическим заполнением и анализируются формы откликов на выходе связанных ЛП с использованием метода разложения мод во временной области.

На рисунке 1.25а показан отрезок МПЛП с  $N$  сигнальными проводниками и земляным (опорным) проводником, где  $x$  – расстояние вдоль ЛП ( $x = 0$  в начале линии и  $x = l$  в конце линии). Полагается, что земля находится под нулевым потенциалом. ЛП регулярна по длине при произвольном поперечном сечении [91].

В межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением, а также при учете влияния потерь и их частотной зависимости, считается, что вдоль линии

распространяются смешанные, или гибридные, волны (т.е. волны, которые представляют собой некоторую комбинацию ТЕ- и ТМ-волн). Однако при соответствующих размерах линии (т.е. при максимальных поперечных размерах, достаточно малых по сравнению с длиной волны для представляющей интерес составляющей наивысшей частоты) продольные составляющие напряженности поля будут много меньше поперечных [92]. Такие гибридные волны можно аппроксимировать ТЕМ-волнами, которые для большей точности следует называть квази-ТЕМ-волнами. Поэтому далее всегда будет считаться, что в межсоединении распространяются квази-ТЕМ волны. Пример эквивалентной схемы с сосредоточенными элементами для элемента длины двухпроводной ЛП приведен на рисунке 1.25б. Обозначения элементов эквивалентной схемы: собственные ( $L_{11}$ ,  $L_{22}$ ) и взаимная ( $L_m$ ) индуктивности проводников структуры; собственные ( $C_{11}$ ,  $C_{22}$ ) и взаимная ( $C_m$ ) емкости; собственные ( $G_{11}$ ,  $G_{22}$ ) и взаимная ( $G_m$ ) проводимости, обусловленные потерями в диэлектриках; собственные ( $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ) и взаимное ( $R_m$ ) сопротивления, обусловленные потерями в проводниках [93].



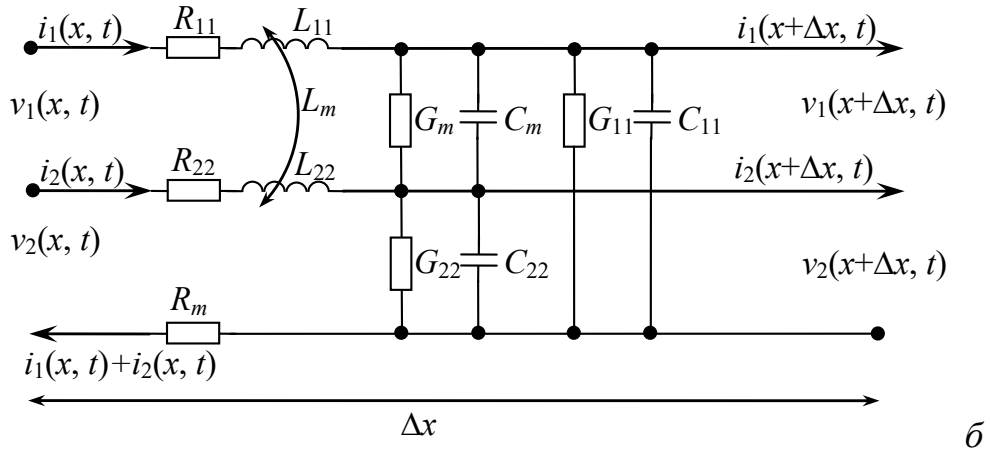


Рисунок 1.25 – Отрезок МПЛП (а) и эквивалентная схема для элемента длины двухпроводной ЛП (б) [93]

Взаимное сопротивление обусловлено влиянием конечной проводимости земляного (опорного) проводника, а также вихревых токов, наводимых в одном сигнальном проводнике при прохождении тока в другом [92, 93].

Уравнения для связанных ЛП имеют вид [94, 95]:

$$\frac{\partial \mathbf{V}}{\partial x} = -j\omega \mathbf{L} \mathbf{I}(x), \quad (1.3)$$

$$\frac{\partial \mathbf{I}}{\partial x} = -j\omega \mathbf{C} \mathbf{V}(x), \quad (1.4)$$

где

$$\mathbf{V}(x) = \begin{bmatrix} V_1(x) \\ V_2(x) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}(z) = \begin{bmatrix} I_1(x) \\ I_2(x) \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

Из [96] известно, что напряжения и токи в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S}_v \begin{bmatrix} V_C \\ V_D \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S}_I \begin{bmatrix} I_C \\ I_D \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

где  $\mathbf{S}_v$  и  $\mathbf{S}_I$  нормированные матрицы модальных напряжений и токов соответственно.

Используя выражения (1.3, 1.4 и 1.6). получим

$$\frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_C(x) \\ \mathbf{V}_D(x) \end{bmatrix} = -j\omega \mathbf{L}_m \begin{bmatrix} \mathbf{I}_C(x) \\ \mathbf{I}_D(x) \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$



$$\frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_C(x) \\ \mathbf{I}_D(x) \end{bmatrix} = -j\omega \mathbf{C}_m \begin{bmatrix} \mathbf{V}_C(x) \\ \mathbf{V}_D(x) \end{bmatrix}, \quad (1.8)$$

где

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{S}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{S}_I, \quad \mathbf{C}_m = \mathbf{S}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{S}_V. \quad (1.9)$$

Таким образом, модальный анализ позволяет определить значения токов и напряжений и проанализировать распространение сигнала в ЛП. Кроме того, модальный анализ может быть полезен для вывода аналитических математических выражений для вычисления временных и частотных откликов ЛП, а также для разработки СВЧ-устройств и фильтров.

## 1.6 Подходы и программы для моделирования

Компьютерное моделирование задач ЭМС на всех уровнях и этапах проектирования способствует уменьшению затрат на обеспечение ЭМС. Моделирование позволяет получить данные гораздо быстрее и решить возникшие проблемы на ранних этапах проектирования [97 – 99].

При моделировании защитных устройств на основе полосковых структур с учетом исходных данных и требований к точности используют схемотехнический [100], квазистатический или электродинамический подходы [101]. При этом необходимо учитывать особенности полосковых структур. Наличие тонких проводников с острыми кромками приводит к тому, что поле в окрестности острой кромки имеет крайне неоднородную структуру. Существенно также то, что зависимость поля от параметров структуры, например, от толщины проводника, его проводимости и ряда других, отличается неустойчивостью. При этом даже небольшие изменения этих параметров могут приводить к большим изменениям полей около острых кромок. Особенно это относится к потерям в полосковых проводниках, которые определяют затухание полосковых линий. Наличие больших градиентов изменения электромагнитного поля сильно усложняет электродинамический анализ полосковых структур [102]. Кроме того, анализ потерь также вызывает трудности [103].

Схемотехническое моделирование – это моделирование электрических процессов в электронных устройствах, изображаемых в виде принципиальных электрических схем, т.е. соединений условных обозначений элементов схемы (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т.д.) [104]. Схемотехническое моделирование учитывает реальные физические ограничения в электрических процессах – законы сохранения. Упомянутые ограничения описываются первым и вторым законами Кирхгофа, которые вытекают из законов сохранения заряда и энергии и называются обычно законами электрического равновесия [105]. Основная задача схемотехнического моделирования заключается в нахождении формы напряжения и тока, и их значений в разных местах схемы. Кроме того, есть возможность получить параметры сигналов, вычислить их спектр, выполнить статистический анализ схемы, оптимизацию параметров, определить чувствительность схемы по отношению к изменению параметров элементов этой схемы [106]. Схемотехническое моделирование может быть использовано, когда геометрические размеры моделируемого объекта малы по сравнению с длиной волны из рассматриваемого диапазона частот. При этом полагается, что уровни электромагнитного излучения пренебрежимо малы, и можно использовать анализ, основанный на схемах из сосредоточенных элементов. В случае, когда геометрические размеры объекта начинают становиться сопоставимыми с длинами волн рассматриваемого диапазона, схемотехнический подход становится не пригодным и необходимо применять электродинамический подход (или в частных случаях, квазистатический) [107].

Пакет схемотехнического моделирования ADS (Advanced Design System) [108] позволяет осуществить компьютерное исследование максимально приближенно к натурному эксперименту. В ПО имеется возможность выполнять моделирование в частотной и временной области. Вычисления частотных характеристик производятся для компонентов моделируемой системы. Вычисление временных характеристик происходит при интегрировании динамических уравнений элементов системы [109]. В ПО ADS имеется графический интерфейс для создания схемотехнической модели системы. Кроме

того, имеется возможность построить собственные модели компонентов и их использования при моделировании [107]. В ПО ADS можно получить временные характеристики с помощью обратного преобразования Фурье по полученным  $S$ -параметрам исследуемых структур, используя подход из [110]. На ПО ADS задается двухпортовое устройство, определяемое частотными характеристиками, полученными при измерениях, после чего на его вход подается воздействие [111].

При электродинамическом моделировании не делается никаких предположений о типе электромагнитной волны, распространяющейся в схеме. Электродинамическое моделирование основано на решении уравнений Максвелла при заданных начальных и граничных условиях. В основном, применяются следующие численные методы: метод моментов (MoM) [112], метод конечных элементов (FEM) [113], метод конечных разностей (FDTD) [114], метод конечного интегрирования (FIT) [115]. Каждый из численных методов основан на разделении задачи на отдельные элементы. В итоге задача сводится к решению неоднородной системы линейных уравнений. Электродинамическое моделирование является универсальным и подходит для решения задач с любой геометрией. Между тем электродинамическое моделирование имеет высокие требования к вычислительным ресурсам [107]. Основные этапы моделирования состоят из задания геометрии задачи, задания источников, выбора решателя, задания параметров моделирования, в том числе граничных условий, создания сетки, и получения решения.

Реализация электродинамического подхода осуществлена в таких программах как CST Microwave Studio (FIT), Altair FEKO (MoM), EMPIRE (FDTD) и др. Система EMPro является средой создания 3D-моделей и моделирования с целью анализа 3D-электромагнитного взаимодействия высокоскоростных цифровых и ВЧ/СВЧ-компонентов. В EMPro можно анализировать объемные структуры с помощью конечноэлементного решателя. Для анализа целостности сигнала [116] может быть использован симулятор на основе метода конечных разностей во временной области [107].

Квазистатический подход является эффективным средством моделирования полосковых устройств, обеспечивая при небольших вычислительных затратах точность расчетов, достаточную для инженерного проектирования [117, 118]. При квазистатическом моделировании предполагается распространение электромагнитных волн, у которых векторы напряженности электрического и магнитного полей перпендикулярны направлению распространения. Эти волны носят название поперечных электромагнитных волн или Т-волн. Т-волны существуют в ЛП при условии, что ширина токонесущего проводника и расстояние между ним и опорным проводником (землей) должны быть меньше половины длины волны в ЛП [119]. Электрическое и магнитное поля в основном сосредоточены между проводником и землей. Т-волны не могут распространяться в чистом виде в полосковых ЛП с неоднородным диэлектрическим заполнением. Между тем из практики получено, что поля сосредоточиваются в основном в диэлектрике между проводником и землей. Исходя из этого, можно допустить, что диэлектрик является однородным [120]. При фундаментальном предположении о структуре поперечного электромагнитного поля (ТЕМ), параметры индуктивности, емкости, и проводимости определяются как статическое (постоянное) решение уравнения Лапласа в двумерной плоскости поперечного сечения  $(x, y)$  линии. Поэтому индуктивность (внешняя), емкость и проводимость на единицу длины определяются внешними по отношению к проводникам линии полями, как решения статического поля в поперечной плоскости для идеальных проводников, имеющих проводимость  $\sigma = \infty$  [95]. Токи и напряжения при квазистатическом подходе описываются с помощью телеграфных уравнений, к которым сводятся уравнения Максвелла.

Квазистатическое моделирование осуществляется в ПО TALGAT [121, 122]. ПО позволяет анализировать полосковые структуры различной сложности с приемлемой точностью, с использованием большого числа квазистатических моделей, которые вычисляются быстрее, чем электродинамические модели. Для решения телеграфных уравнений применяют матрицы погонных параметров. Их вычисление основано на математических моделях МоМ. Для вычисления

ёмкостной матрицы необходимо выполнить дискретизацию границ проводников и диэлектрической подложки на подынтервалы длинами  $l_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ . На рисунке 1.26 деление на подынтервалы показано с помощью закрашенных кругов, а центры подынтервалов отмечены с помощью не закрашенных кругов. Сначала дискретизируются границы проводника, а затем границы диэлектрика [123].

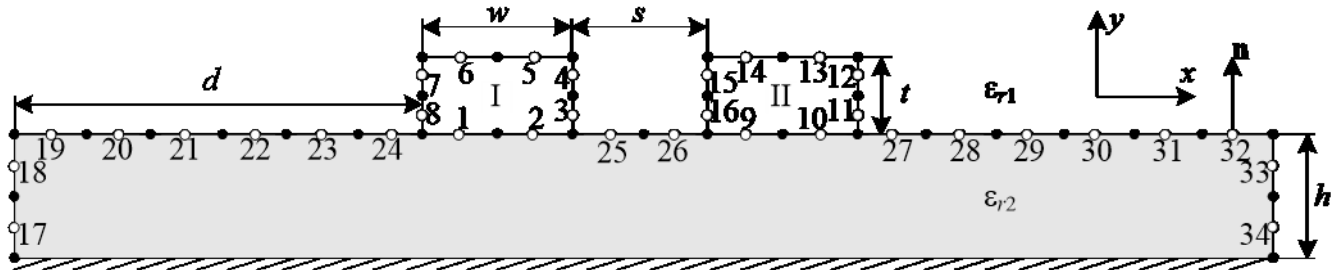


Рисунок 1.26 – Поперечное сечение связанной МПЛ [124]

Задача нахождения ёмкостной матрицы МПЛ сводится к решению СЛАУ вида  $\mathbf{S}\Sigma = \mathbf{V}$ , с квадратной и плотной матрицей  $\mathbf{S}$  размера  $N \times N$  ( $N = N_C + N_D$ ), связывающей плотности заряда на подобластях дискретизированных границ проводников и диэлектриков, составляющих матрицу  $\Sigma$ , с потенциалами этих подобластей, задаваемых матрицей  $\mathbf{V}$ , обе размера  $N \times N_{COND}$ . После вычисления  $\Sigma$ , вычисляются элементы искомой ёмкостной матрицы [123]. Достоверность результатов, полученных с помощью ПО TALGAT, подтверждена многочисленными сравнениями с результатами вычисления в других программах, в том числе с другими численными методами [125, 126], а также экспериментальных исследований [127–129], которые показали согласованность. Моделирование частотных и временных откликов в ПО TALGAT осуществляется по модели Накхлы [130] с помощью модифицированного метода узловых потенциалов [93].

## 1.7 Постановка цели и задач исследования

На основании обзора, приведенного в данном разделе, следует отметить, что задача обеспечения ЭМС РЭА и их защиты от электромагнитных воздействий является актуальной из-за возрастания восприимчивости РЭА к ЭМП.

Импульсные помехи, даже не обладая большой мощностью, способны приводить к нежелательным эффектам. Они могут приводить к сбоям, отказам и нарушениям функционирования. К особо опасным относят СКИ, которые могут привести к ряду проблем, таких как ложные срабатывания логических элементов, переходная дестабилизация и не устранимое повреждение полупроводниковых компонентов. Кроме того, импульсные помехи распространяются как в синфазном, так и в дифференциальном режимах, а требования к уровням таких помех регламентируют современные стандарты по обеспечению ЭМС.

Для защиты РЭА от СКИ перспективными помехозащитными устройствами являются устройства, в основе работы которых лежат модальные искажения. Их конструктивные особенности позволяют использовать их в жестких условиях эксплуатации, а благодаря простой конструкции, они легко реализуются в рамках типового технологического процесса, используемого производителями ПП. Между тем актуальна разработка устройств, которые совмещали бы в себе достоинства МФ, и могли бы работать в дифференциальном и синфазном режимах.

**Цель работы** – создать устройства защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов в синфазном и дифференциальном режимах. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить обзор устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры.
2. Исследовать структуры модальных фильтров, позволяющих обеспечить защиту в дифференциальном и синфазном режимах.
3. Выполнить исследование и разработку гибридного фильтра для силовой шины электропитания космического аппарата.

## **2. МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ И СИНФАЗНОМ РЕЖИМАХ**

В данном разделе представлены результаты исследования МФ, защищающего от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах [131, 132]: теоретический анализ с помощью разработанных аналитических математических выражений [133] для вычисления откликов на выходе двухпроводных и четырехпроводных структур с модальным разложением; выбор и обоснование структуры поперечного сечения МФ; определение зависимостей коэффициента ослабления от расстояния между структурами; анализ влияния электрического экрана и расположения проводников на коэффициент ослабления [134]; вычисление временных характеристик экранированного МФ [135]; оценка влияния изменения температуры на характеристики МФ [136]; квазистатическое моделирование МФ с уменьшенной массой [137, 138]; сравнительный анализ однокаскадного и двухкаскадных МФ [139]; каскадное соединение МФ [140]; квазистатическое моделирование при воздействии типовыми СКИ [141]. Приведены результаты экспериментальных исследований двухкаскадного экранированного МФ для работы в дифференциальном и синфазном режимах и экранирующих свойств корпуса [142]. Представлен подход к совершенствованию характеристик МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, за счет применения керамического материала.

## 2.1 Разработка модального фильтра для работы в дифференциальном и синфазном режимах

### 2.1.1 Аналитические математические модели для вычисления частотного и временного откликов

#### 2.1.1.1 Двухпроводная асимметричная структура

В данном пункте представлены выражения для вычисления частотного и временного откликов двухпроводных асимметричных структур связанных ЛП при условиях, что импедансы со стороны генератора равны  $R_{Г1}=R_{Г2}=R_{Г}$ , а нагрузки –  $R_{Н1}=R_{Н2}=R_{Н}$ ; источник э.д.с.  $E(\omega)$  подключается к одному из проводников, который является активным, а второй пассивным;  $Z_e, Z_o$  – импедансы четной и нечетной мод соответственно,  $\gamma_e, \gamma_o$  – коэффициенты распространения четной и нечетной мод. Для таких структур нормированная матрица модальных напряжений  $Sv$  имеет следующий вид [143 – 145]:

$$Sv = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ Rc & R\pi \end{bmatrix}$$

Аналитические выражения для вычисления частотного отклика в первом  $V_1(x, \omega)$  и втором  $V_2(x, \omega)$  проводниках двухпроводной асимметричной структуры получены на основе работ [146, 147]:

$$V_{1,2}(x, \omega) = \frac{e^{-\gamma_e x} + \rho_{Le} e^{-\gamma_e x}}{1 - \rho_{Le} \rho_{Ge} e^{-2\gamma_e x}} \frac{R\pi}{R\pi - Rc} P_e E(\omega) \pm \frac{e^{-\gamma_o x} + \rho_{Lo} e^{-\gamma_o x}}{1 - \rho_{Go} \rho_{Lo} e^{-2\gamma_o x}} \frac{Rc}{Rc - R\pi} P_o E(\omega), \quad (2.1)$$

$$\text{где } P_o = \frac{Z_o}{Z_o + R_{Г}}, \quad P_e = \frac{Z_e}{Z_e + R_{Г}}, \quad \rho_{Lo} = \frac{R_{Н} - Z_o}{R_{Н} + Z_o}, \quad \rho_{Le} = \frac{R_{Н} - Z_e}{R_{Н} + Z_e}.$$

Из (2.1) получено аналитическое выражение для вычисления  $S_{21}$ :



$$S_{21} = \frac{e^{-\gamma_e x} + \rho_{Le} e^{-\gamma_e x}}{1 - \rho_{Le} \rho_{Ge} e^{-2\gamma_e x}} \frac{R\pi}{R\pi - Rc} 2P_e + \frac{e^{-\gamma_o x} + \rho_{Lo} e^{-\gamma_o x}}{1 - \rho_{Go} \rho_{Lo} e^{-2\gamma_o x}} \frac{Rc}{Rc - R\pi} 2P_o. \quad (2.2)$$

Из (2.1) получено аналитическое выражение для вычисления временного отклика в первом  $V_1(x, t)$  и втором  $V_2(x, t)$  проводниках:

$$V_{1,2}(x, t) = (1 + \rho_{Le}) \frac{R\pi}{R\pi - Rc} P_e \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{Le} \rho_{Ge})^m E(t - (2m + 1)x\tau_e) \pm (1 + \rho_{Lo}) \frac{Rc}{Rc - R\pi} P_o \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{Lo} \rho_{Go})^m E(t - (2m + 1)x\tau_o), \quad (2.3)$$

где  $N$  – число переотражений,  $\tau_e, \tau_o$  – погонные задержки четной и нечетной мод.

Примеры частотного отклика и формы напряжения при воздействии СКИ в конце активного проводника (на выходе) асимметричной структуры длиной  $l=1$  м, вычисленные с помощью аналитических математических выражений показаны на рисунках 2.1 и 2.2. Для подтверждения достоверности приведенных выражений выполнено сравнение частотного отклика с откликом, полученным по модели Джорджевича [147], и временного – с откликом, полученным в ПО TALGAT, где реализована модель Накхлы [130]. Матрицы  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{C}$  представлены ниже, а модальные числа:  $Rc = -1,037$  и  $R\pi = 1$ .

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,27696 \cdot 10^{-9} & -1,26209 \cdot 10^{-9} \\ -1,26209 \cdot 10^{-9} & 1,768 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \Phi/\text{м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4,66323 \cdot 10^{-7} & 4,47302 \cdot 10^{-7} \\ 4,47302 \cdot 10^{-7} & 4,66895 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м}.$$

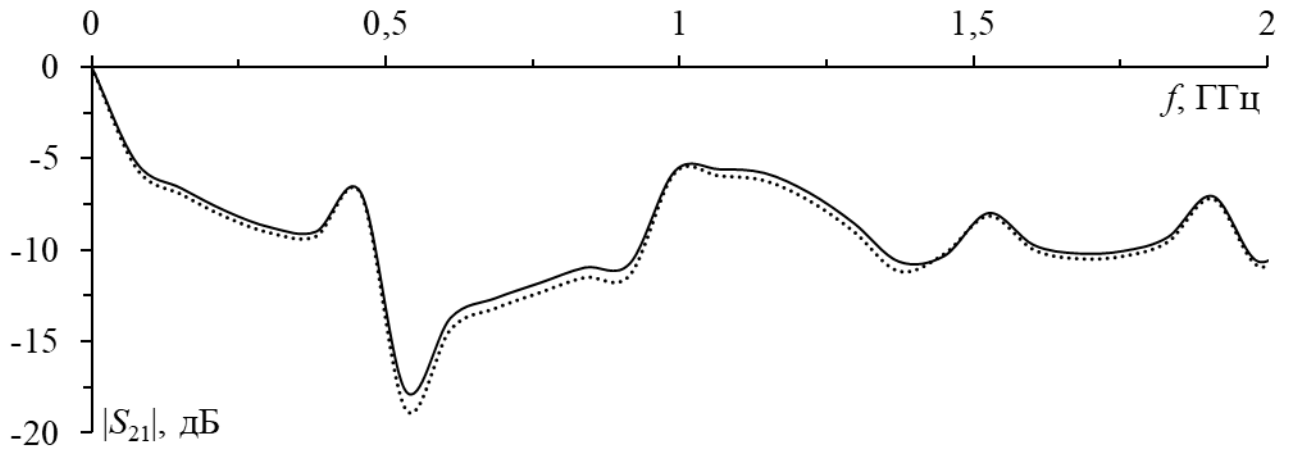


Рисунок 2.1 –  $|S_{21}|$  асимметричной двухпроводной структуры, полученные по аналитическим выражениям (—) и модели Джорджевича (···)

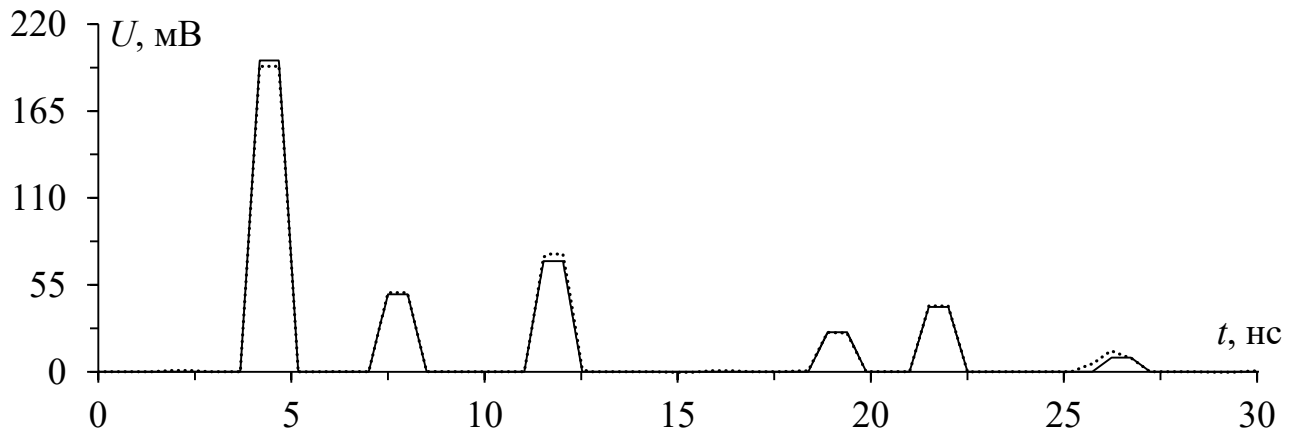


Рисунок 2.2 – Формы напряжения на выходе асимметричной двухпроводной структуры, полученные по аналитическим выражениям (—) и в ПО TALGAT (···)

Видно, что использование аналитических математических выражений позволяет вычислить временные отклики с учетом отражений от концов проводников. Вычисленные с помощью аналитических выражений амплитуды и задержки импульсов совпадают с результатами вычисления откликов в ПО TALGAT (максимальное отклонение амплитуды составило 0,83%).

Таким образом, разработанные аналитические математические выражения позволяют вычислить частотные и временные отклики асимметричных связанных ЛП.

### 2.1.1.2 Четырехпроводная структура

В данном пункте представлены выражения для вычисления частотного и временного откликов четырехпроводных структур при условиях, что импедансы равны как со стороны генератора ( $R_{\Gamma 1}=R_{\Gamma 2}=R_{\Gamma 3}=R_{\Gamma 4}=R_{\Gamma}$ ), так и со стороны нагрузки ( $R_{H1}=R_{H2}=R_{H3}=R_{H4}=R_H$ ); источник э.д.с.  $E(\omega)$  подключается к двум проводникам, которые являются активными, два оставшихся являются пассивными;  $Zm_1, Zm_2, Zm_3, Zm_4$  – импедансы мод структуры,  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$  – коэффициенты распространения мод. Для четырехпроводной структуры нормированная матрица модальных напряжений  $\mathbf{Sv}$  имеет вид [146]

$$\mathbf{Sv} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 \\ \eta_1 & \eta_2 & -\eta_3 & -\eta_4 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Далее в исследованиях предполагается, что к четырехпроводной структуре будут подключаться два источника воздействия для задания синфазного и дифференциального режимов. Поэтому вектор входного воздействия ( $E_{\Gamma}$ ) выглядит следующим образом:

$$E_{\Gamma} = [+E \quad 0 \quad 0 \quad \pm E]^T. \quad (2.4)$$

Матрица модальных напряжений  $\mathbf{Vm}$  вычисляется как [94]

$$\mathbf{Vm} = \mathbf{Sv}^{-1} E_{\Gamma}. \quad (2.5)$$

В таблице 2.1 приведены результаты вычисления  $\mathbf{Vm}$  в соответствии с режимами воздействия. Из нее видно, что для вычисления откликов в дифференциальном режиме используются моды 3 и 4, а синфазного – моды 1 и 2.

Таблица 2.1 – Модальные напряжения для синфазного и дифференциального режимов

Режим	Воздействие	Модальные напряжения ( $\mathbf{Vm}$ )
Дифф.	$E_{\Gamma} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ -E \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 \\ \eta_1 & \eta_2 & -\eta_3 & -\eta_4 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ -E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{E\eta_4}{\eta_3 - \eta_4} \\ \frac{E\eta_3}{\eta_3 - \eta_4} \end{bmatrix}$
Синф.	$E_{\Gamma} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ E \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 & \eta_4 \\ \eta_1 & \eta_2 & -\eta_3 & -\eta_4 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{E\eta_2}{\eta_1 - \eta_2} \\ \frac{E\eta_2}{\eta_1 - \eta_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

Аналитические математические выражения для вычисления частотного отклика в дифференциальном и синфазном режимах на активных ( $Vd_1(x, \omega)$ ,  $Vc_1(x, \omega)$ ) и пассивных ( $Vd_2(x, \omega)$ ,  $Vc_2(x, \omega)$ ) проводниках четырехпроводной асимметричной структуры получены на основе работ [146, 147]:

$$Vd_{1,2}(x, \omega) = \left[ \frac{e^{-\gamma_3 x} (1 + \rho_{L3})}{1 - \rho_{G3} \rho_{L3} e^{-2\gamma_3 x}} \right] \frac{\eta_4}{\eta_4 - \eta_3} P_3 E(\omega) \pm \left[ \frac{e^{-\gamma_4 x} (1 + \rho_{L4})}{1 - \rho_{G4} \rho_{L4} e^{-2\gamma_4 x}} \right] \frac{\eta_3}{\eta_3 - \eta_4} P_4 E(\omega), \quad (2.6)$$

$$Vc_{1,2}(x, \omega) = \left[ \frac{e^{-\gamma_1 x} (1 + \rho_{L1})}{1 - \rho_{G1} \rho_{L1} e^{-2\gamma_1 x}} \right] \frac{\eta_2}{\eta_2 - \eta_1} P_1 E(\omega) \pm \left[ \frac{e^{-\gamma_2 x} (1 + \rho_{L2})}{1 - \rho_{G2} \rho_{L2} e^{-2\gamma_2 x}} \right] \frac{\eta_1}{\eta_1 - \eta_2} P_2 E(\omega), \quad (2.7)$$

где  $P_i = \frac{Zm_i}{Zm_i + R_{\Gamma}}$ ,  $\rho_{Li} = \frac{R_{\text{Н}} - Zm_i}{R_{\text{Н}} + Zm_i}$ ,  $\rho_{Gi} = \frac{R_{\Gamma} - Zm_i}{R_{\Gamma} + Zm_i}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ .

Из (2.6) и (2.7) получены аналитические математические выражения для вычисления  $S_{21}$  в дифференциальном и синфазном режимах:

$$S_{21}diff = \left[ \frac{e^{-\gamma_3 x} (1 + \rho_{L3})}{1 - \rho_{G3} \rho_{L3} e^{-2\gamma_3 x}} \right] \frac{\eta_4}{\eta_4 - \eta_3} 2P_3 +$$

$$+ \left[ \frac{e^{-\gamma_4 x} (1 + \rho_{L4})}{1 - \rho_{G4} \rho_{L4} e^{-2\gamma_4 x}} \right] \frac{\eta_3}{\eta_3 - \eta_4} 2P_4, \quad (2.8)$$

$$S_{21}sinf = \left[ \frac{e^{-\gamma_1 x} (1 + \rho_{L1})}{1 - \rho_{G1} \rho_{L1} e^{-2\gamma_1 x}} \right] \frac{\eta_2}{\eta_2 - \eta_1} 2P_1 +$$

$$+ \left[ \frac{e^{-\gamma_2 x} (1 + \rho_{L2})}{1 - \rho_{G2} \rho_{L2} e^{-2\gamma_2 x}} \right] \frac{\eta_1}{\eta_1 - \eta_2} 2P_2. \quad (2.9)$$

Из (2.6) и (2.7) получены аналитические выражения для вычисления временного отклика в дифференциальном и синфазном режимах на активных ( $Vd_1(x, t)$ ,  $Vc_1(x, t)$ ) и пассивных ( $Vd_2(x, t)$ ,  $Vc_2(x, t)$ ) проводниках:

$$Vd_{1,2}(x, t) = (1 + \rho_{L3}) \frac{\eta_4}{\eta_4 - \eta_3} P_3 \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{L3} \rho_{G3})^m E(t - (2m + 1)x\tau_3) \pm$$

$$\pm (1 + \rho_{L2}) \frac{\eta_3}{\eta_3 - \eta_4} P_4 \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{L4} \rho_{G4})^m E(t - (2m + 1)x\tau_4), \quad (2.10)$$

$$Vc_{1,2}(x, t) = (1 + \rho_{L1}) \frac{\eta_2}{\eta_2 - \eta_1} P_1 \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{L1} \rho_{G1})^m E(t - (2m + 1)x\tau_1) \pm$$

$$\pm (1 + \rho_{L2}) \frac{\eta_1}{\eta_1 - \eta_2} P_2 \sum_{m=0}^{N-1} (\rho_{L2} \rho_{G2})^m E(t - (2m + 1)x\tau_2), \quad (2.11)$$

где  $N$  – число переотражений,  $\tau_{1, 2, 3, 4}$  – погонные задержки мод.

Примеры частотных откликов и формы напряжения при воздействии СКИ в конце (на выходе) четырехпроводной асимметричной структуры в дифференциальном и синфазном режимах, вычисленные с помощью аналитических выражений показаны на рисунках 2.3 – 2.6. Аналогично двухпроводной асимметричной структуре для подтверждения достоверности приведенных выражений выполнено сравнение частотного отклика с откликом, полученным по модели Джорджевича [147], и временного – с откликом, полученным в ПО TALGAT, где реализована модель Накхлы [130].

Матрицы  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{C}$  представлены ниже, а модальные числа:  $\eta_1 = 1$ ,  $\eta_2 = -1$ ,  $\eta_3 = -0,654$ ,  $\eta_4 = 0,609$ .

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,27841 \cdot 10^{-9} & -1,25902 \cdot 10^{-9} & -4,33331 \cdot 10^{-13} & -5,1767 \cdot 10^{-13} \\ -1,25902 \cdot 10^{-9} & 1,28843 \cdot 10^{-9} & -1,6039 \cdot 10^{-12} & -4,33331 \cdot 10^{-13} \\ -4,33331 \cdot 10^{-13} & -1,6039 \cdot 10^{-12} & 1,28843 \cdot 10^{-9} & -1,25902 \cdot 10^{-9} \\ -5,1767 \cdot 10^{-13} & -4,33331 \cdot 10^{-13} & -1,25902 \cdot 10^{-9} & 1,27841 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \Phi/\text{м},$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2,80778 \cdot 10^{-7} & 2,5731 \cdot 10^{-7} & 2,01936 \cdot 10^{-8} & 1,99337 \cdot 10^{-8} \\ 2,5731 \cdot 10^{-7} & 2,72304 \cdot 10^{-7} & 2,04893 \cdot 10^{-8} & 2,01936 \cdot 10^{-8} \\ 2,01936 \cdot 10^{-8} & 2,04893 \cdot 10^{-8} & 2,72304 \cdot 10^{-7} & 2,5731 \cdot 10^{-7} \\ 1,99337 \cdot 10^{-8} & 2,01936 \cdot 10^{-8} & 2,5731 \cdot 10^{-7} & 2,80778 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м}.$$

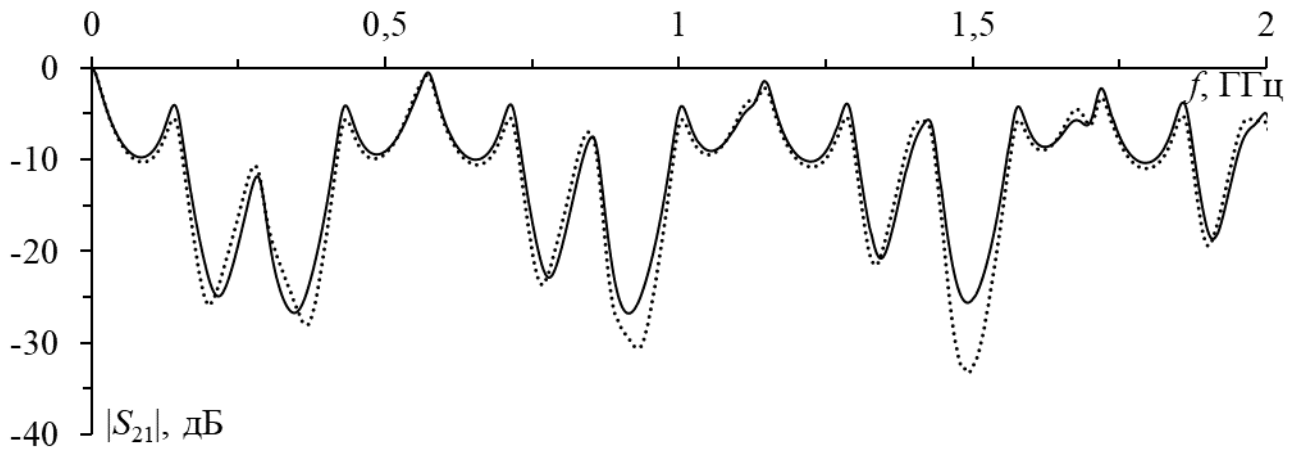


Рисунок 2.3 –  $|S_{21}|$  четырехпроводной структуры в дифференциальном режиме, полученные по аналитическим выражениям (—) и модели Джорджевича (···)

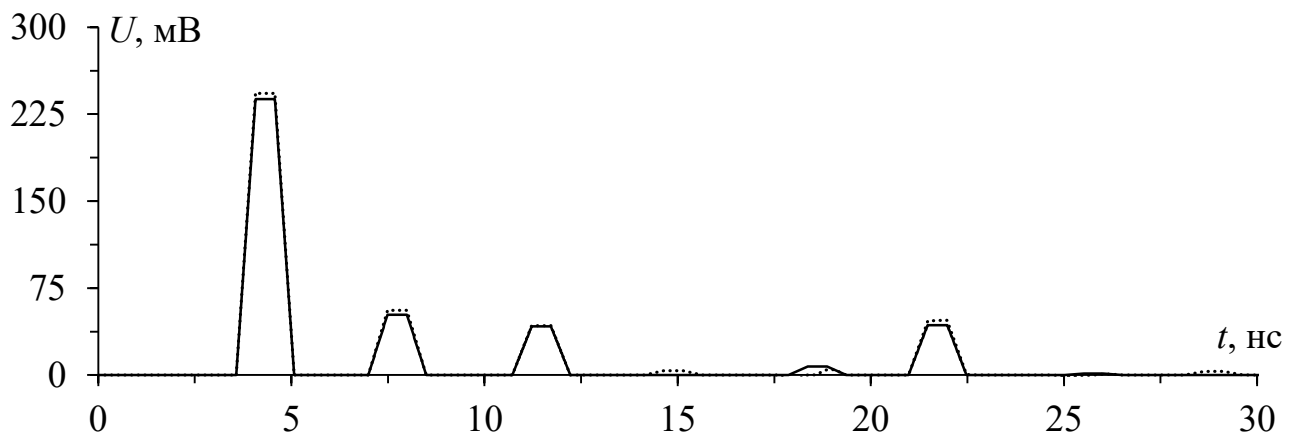


Рисунок 2.4 – Формы напряжения на выходе четырехпроводной структуры в дифференциальном режиме, полученные по аналитическим выражениям (—) и в ПО TALGAT (···)

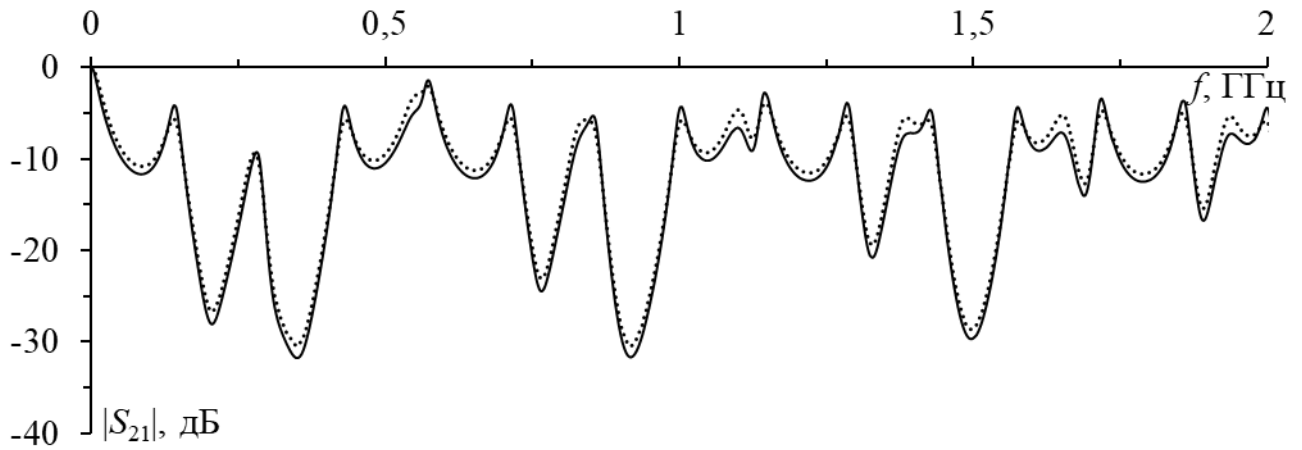


Рисунок 2.5 –  $|S_{21}|$  четырехпроводной структуры в синфазном режиме, полученные по аналитическим выражениям (—) и модели Джорджевича (···)

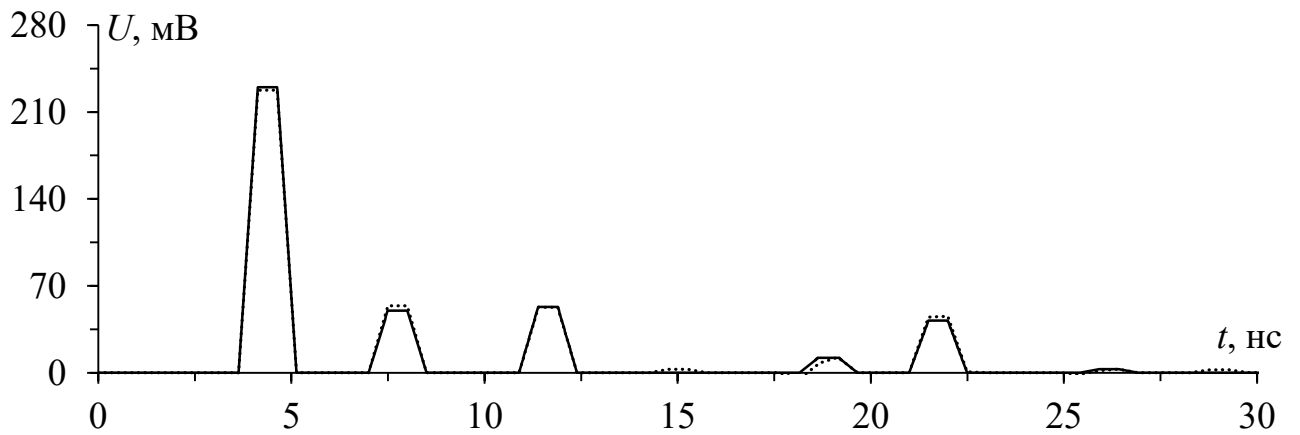


Рисунок 2.6 – Формы напряжения на выходе четырехпроводной структуры в синфазном режиме, полученные по аналитическим выражениям (—) и в ПО TALGAT (···)

Видно, что использование аналитических выражений позволяет вычислить  $|S_{21}|$  и временные отклики с учетом отражений от концов проводников. Вычисленные с помощью аналитических выражений амплитуды и задержки импульсов совпадают с результатами вычисления откликов в ПО TALGAT (максимальное отклонение амплитуды в дифференциальном и синфазном режимах составило 2,66% и 2,47%, соответственно). Таким образом, разработанные аналитические выражения позволяют вычислить частотные и временные отклики асимметричных четырехпроводных ЛП в дифференциальном и синфазном режимах.

### 2.1.1.3 Обоснование выбора сопротивлений согласующих резисторов

Дифференциальный и синфазный режимы работы имеют свою специфику в части согласования. Для этого необходимо сформулировать условия выбора сопротивлений согласующих резисторов. Исходя из условия выравнивания амплитуд импульсов, не претерпевших отражение, сопротивления для согласования структуры в дифференциальном и синфазном режимах выбираются как

$$R_{\text{синф.}} = \sqrt{Z_{m_1} Z_{m_2}}, \quad (2.12)$$

$$R_{\text{дифф.}} = \sqrt{Z_{m_3} Z_{m_4}}, \quad (2.13)$$

где элементы матрицы  $\mathbf{Zm}$  соответствуют ненулевым элементам матрицы  $\mathbf{Vm}$  (таблица 2.1).

Для симметричных структур сопротивления резисторов согласования в синфазном и дифференциальном режимах одинаковы, а асимметричных – отличаются. В качестве выхода четырехпроводной ЛП используются дальние от генератора концы активных проводников (А и А'). В этой связи предложено использование П- и Т-схем согласования, как в таблице 2.2. Они равноценны и может быть выбрана любая [148, 149].

Таблица 2.2 – Резистивные схемы для согласования



Номиналы сопротивлений резистивных схем  $R_{\text{синф.}}$  и  $R_{\text{дифф.}}$  вычислены по (2.12) и (2.13), а  $R_{\text{П}}$  и  $R_{\text{Т}}$  вычисляются как

$$R_{\text{П}} = \frac{2R_{\text{синф.}} \cdot R_{\text{дифф.}}}{R_{\text{синф.}} - R_{\text{дифф.}}}, \quad (2.14)$$



$$R_T = \frac{R_{\text{синф.}} - R_{\text{дифф.}}}{2}. \quad (2.15)$$

Временные характеристики, полученные при использовании  $R_{\text{синф/дифф}}$  и П-, Т-схем приводит к одинаковым результатам во временной области.

## 2.1.2 Исследование характеристик модального фильтра в синфазном и дифференциальном режимах

### 2.1.2.1 Выбор и обоснование структуры поперечного сечения модального фильтра

В данном разделе выполнены выбор и обоснование оптимальной структуры поперечного сечения МФ, обеспечивающего защиту от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах. На основании обзора, представленного в подразделе 1.5, выбран двухпроводный асимметричный МФ с лицевой связью (рисунок 1.21), поскольку в таком МФ обеспечивается наибольшее ослабление помехового СКИ по сравнению с другими двухпроводными МФ. Для минимизации сопротивления по постоянному току ширина опорного проводника принята вдвое больше чем у МФ из [150], т. е. ( $w_1=2w$ ). Поперечное сечение предлагаемого МФ показано на рисунке 2.7.

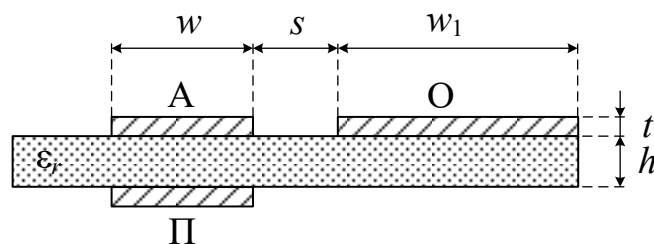


Рисунок 2.7 – Поперечное сечение МФ с лицевой связью, где А – активный, О – опорный, П – пассивный проводники

В качестве материала диэлектрика выбрана наиболее распространенная марка стеклотекстолита (FR-4). МФ, выполненные на его основе, устойчивы к вибрациям, перегрузкам, резким перепадам температур и радиации. Кроме того, такой материал позволяет реализовать МФ в рамках типового технологического

процесса, используемого производителями ПП. Выбор параметров поперечного сечения обоснован требованиями, предъявляемыми к защитным устройствам для цепей питания и учетом технологических возможностей компаний-изготовителей. При использовании в цепях питания важным параметром МФ является пропускная способность по току, она определяется по стандартам, которые выбирают в соответствии с условиями эксплуатации МФ. Так, например, для использования в условиях космического пространства применяют стандарты ECSS-Q-ST-30-11C [151155], ГОСТ В 23584-79 [152], а для эксплуатации на земле часто применяют международный стандарт по производству ПП EN 55022 [153]. Во всех стандартах основой для расчета пропускной способности по току является площадь поперечного сечения проводников. В соответствии с требованиями ГОСТ В 23584-79 для обеспечения номинальной токовой нагрузки в 10 А, значения параметров  $t$  и  $w$  равны 105 мкм и 10 мм, соответственно. Значение параметра  $s$  обусловлено токами утечки по поверхности и принято равным 2 мм. Значение  $h$  обусловлено массой конструкции, пробивным напряжением и толщиной стандартизированных материалов для изготовления. Длина МФ ( $l=10$  см). При  $t=105$  мкм, значения  $h$  могут составлять 0,33, 0,71, 1 и 1,5 мм. Для выбора значения  $h$  выполнено моделирование несимметричного МФ с лицевой связью в ПО TALGAT. В качестве входного воздействия использован трапециевидный импульс с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 100 пс, амплитудой э.д.с. 1 В (рисунок 2.8).

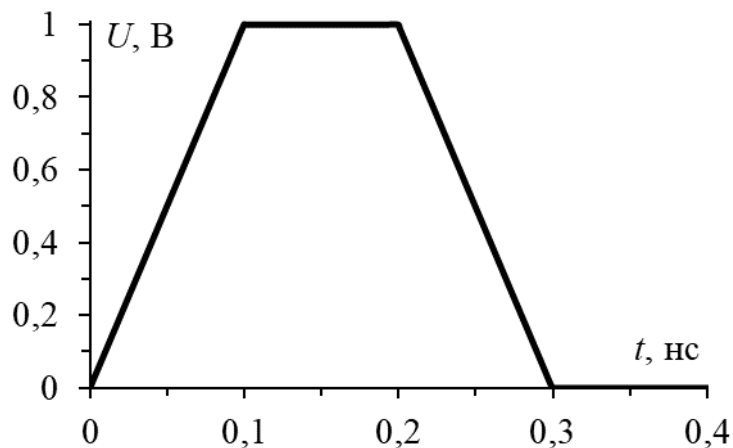


Рисунок 2.8 – Форма э.д.с. трапециевидного входного воздействия

Сопротивление согласующих резисторов МФ вычислено как в [146, 154]. Результаты вычислений  $R$  для разных  $h$  приведены в таблице 2.3. Построена зависимость коэффициента ослабления МФ, определяемого отношением напряжения на согласованной нагрузке без МФ ( $U_1$ ) или половины э.д.с. к напряжению на выходе МФ ( $U_{\text{ВЫХ}}$ ) от  $h$  [93]. Результаты показаны на рисунке 2.9 и сведены в таблицу 2.3.

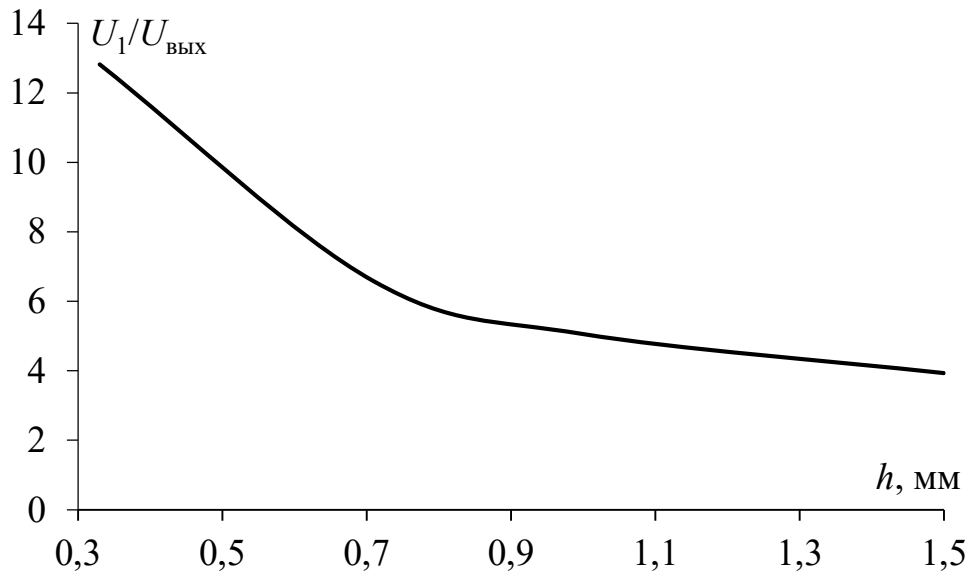


Рисунок 2.9 – Зависимость коэффициента ослабления МФ от  $h$

Таблица 2.3 – Значения  $R$ ,  $U_{\text{ВЫХ}}$  и  $U_1/U_{\text{ВЫХ}}$  при изменении  $h$

$h, \text{ мм}$	$R, \text{ Ом}$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ мВ}$	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$
0,33	26,18	86	5,81
0,71	35,84	119	4,21
1	40,83	137	3,64
1,5	47,26	160	3,12

Из таблицы 2.3 видно, что увеличение значения  $h$  приводит к уменьшению коэффициента ослабления, вычисленному относительно половины э.д.с., поэтому оптимальное значение толщины диэлектрика составляет 0,33 мм. В результате, получены геометрические параметры поперечного сечения МФ с лицевой связью:  $w = 10 \text{ мм}$ ,  $w_1 = 20 \text{ мм}$ ,  $t = 0,105 \text{ мм}$ ,  $s = 2 \text{ мм}$ ,  $h = 0,33 \text{ мм}$ ,  $\epsilon_r = 4,6$ . Матрицы  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$ , полученные в результате моделирования МФ с оптимальными параметрами, приведены ниже.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,27696 \cdot 10^{-9} & -1,26209 \cdot 10^{-9} \\ -1,26209 \cdot 10^{-9} & 1,768 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{Ф/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4,66323 \cdot 10^{-7} & 4,47302 \cdot 10^{-7} \\ 4,47302 \cdot 10^{-7} & 4,66895 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м.}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 125,654 & 122,928 \\ 122,928 & 125,718 \end{bmatrix} \text{Ом}, \quad \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 3,67 \cdot 10^{-9} \\ 7,01 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{с/м.}$$

Для поперечного сечения МФ, представленного на рисунке 2.7, необходимо выбрать окончные нагрузки пассивного проводника на ближнем ( $R_{\text{П1}}$ ) и дальнем ( $R_{\text{П2}}$ ) концах, обеспечивающие максимальное ослабление. Схема электрических соединений МФ с лицевой связью показана на рисунке 2.10. Моделирование, результаты которого сведены в таблицу 2.4, выполнено при разных окончных нагрузках: сопротивление ( $R$ ), короткое замыкание (КЗ), холостой ход (ХХ).

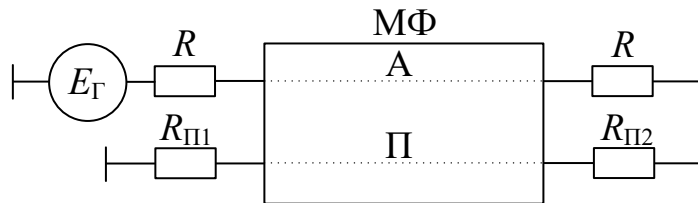


Рисунок 2.10 – Схема электрических соединений МФ с лицевой связью

Таблица 2.4 – Значения  $U_{\text{ВЫХ}}$  и  $U_1/U_{\text{ВЫХ}}$  при разных нагрузках пассивного проводника

Варианты	$U_{\text{ВЫХ}}$ , мВ	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$
$R - R$	86	5,81
ХХ – ХХ	283	1,76
КЗ – КЗ	282	1,77
КЗ – ХХ	59	8,47
ХХ – КЗ	56	8,92

Видно, что наибольший коэффициент ослабления достигнут при варианте ХХ–КЗ:  $U_{\text{ВЫХ}}$  МФ 56 мВ, а коэффициент ослабления относительно половины э.д.с. – 8,92 раза. Сопротивление нагрузок в начале и конце активного проводника  $R = 26,18$  Ом. Схема электрических соединений МФ при таком варианте окончных нагрузок показана на рисунке 2.11.

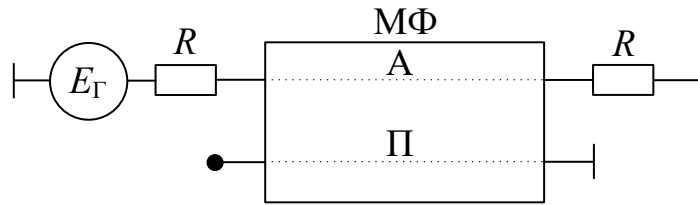


Рисунок 2.11 – Схема электрических соединений МФ с лицевой связью

Исследовано влияние изменения опорного проводника на коэффициент ослабления в МФ с лицевой связью. Для этого в поперечном сечении МФ добавлен дополнительный опорный проводник  $O'$  (рисунок 2.12). Выполнено моделирование симметричного МФ при оптимальных геометрических параметрах, полученных ранее для исходного МФ (значения ширины опорных проводников  $O'$  и  $O$  равны), а сопротивления на концах активного проводника  $R = 25,74$  Ом. Вычисленные матрицы  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$  приведены ниже, при них  $U_{\text{вых}}$  МФ – 59 мВ, а ослабление – 8,47 раз.

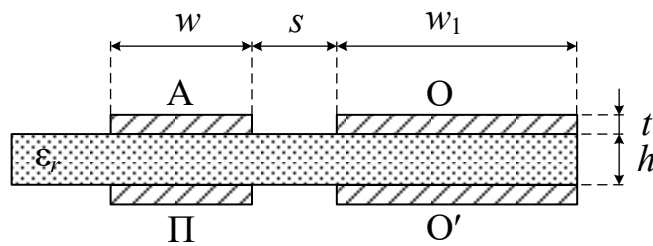


Рисунок 2.12 – Поперечное сечение симметричного МФ с лицевой связью

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,277 \cdot 10^{-9} & -1,261 \cdot 10^{-9} \\ -1,261 \cdot 10^{-9} & 1,277 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{Ф/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4,483 \cdot 10^{-7} & 4,29 \cdot 10^{-7} \\ 4,29 \cdot 10^{-7} & 4,483 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 121,6 & 118,8 \\ 118,8 & 121,6 \end{bmatrix} \text{Ом}, \quad \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 3,65 \cdot 10^{-9} \\ 7,01 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{с/м}.$$

Исследована структура симметричного МФ с лицевой связью с уменьшенным в 2 раза значением  $w_1$  каждого из опорных проводников  $O'$  и  $O$  (рисунок 2.13). В таком случае суммарное значение  $w_1$  будет аналогичным исходному МФ, т.е. пропускная способность по току останется без изменений, однако общая масса МФ уменьшится по сравнению со структурой симметричного МФ. Результаты моделирования получены при  $R = 26,35$  Ом. Вычисленные

матрицы  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$  приведены ниже, При них  $U_{\text{вых}} = 59$  мВ, а ослабление – 8,47 раза.

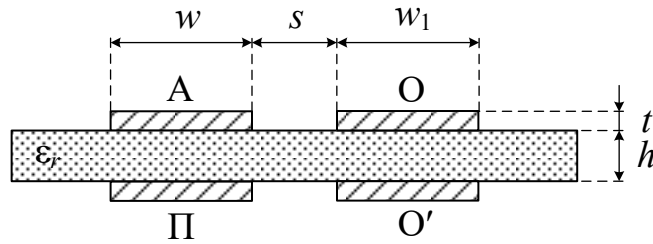


Рисунок 2.13 – Поперечное сечение симметричного МФ с лицевой связью с уменьшенным значением  $w_1=10$  мм

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,276 \cdot 10^{-9} & -1,262 \cdot 10^{-9} \\ -1,262 \cdot 10^{-9} & 1,276 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{Ф/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4,721 \cdot 10^{-7} & 4,528 \cdot 10^{-7} \\ 4,528 \cdot 10^{-7} & 4,721 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 127,3 & 124,6 \\ 124,6 & 127,3 \end{bmatrix} \text{Ом}, \quad \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 3,67 \cdot 10^{-9} \\ 7,01 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{с/м}.$$

Таким образом, добавление опорного проводника  $O'$  привело к уменьшению коэффициента ослабления на 5% по сравнению с исходной структурой в симметричном и в асимметричном МФ с уменьшенным значением  $w_1$ . Кроме того, исходная структура МФ с лицевой связью более предпочтительна, за счет расположения проводников, для применения в конструкции МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах.

### 2.1.2.2 Зависимость ослабления сверхкороткого импульса от расстояния между структурами модального фильтра

Для работы устройства защиты от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах необходимо объединить в одну конструкцию две структуры МФ с лицевой связью, в которой опорные проводники соединены между собой на ближнем и дальнем концах (рисунки 2.14 и 2.15). Вариантом окончных нагрузок пассивных проводников в каждой из структур принят ХХ-КЗ. Значение сопротивлений резисторов на дальнем от генератора конце МФ вычислено как в подразделе 2.1.1.3. Для реализации режимов воздействия в схеме присутствуют

источники э.д.с.  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$ . Для дифференциального режима  $E_{Г1}=0,5$  В и  $E_{Г2}=-0,5$  В, а для синфазного –  $E_{Г1}=E_{Г2}=1$  В. В дифференциальном режиме  $R_{Г} = R_{\text{дифф}}$ , а в синфазном  $R_{Г} = R_{\text{синф}}$  в соответствии с подразделом 2.1.1.3.

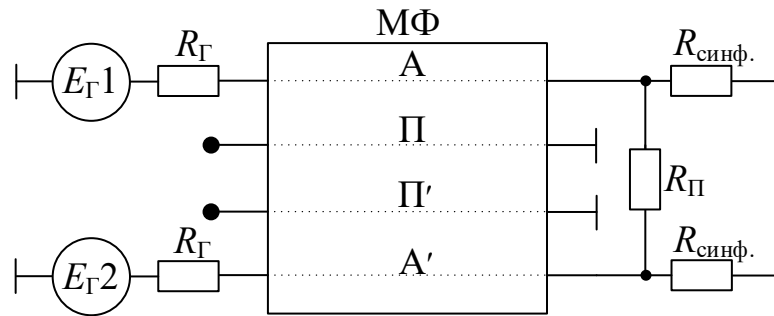


Рисунок 2.14 – Схема электрических соединений МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

Необходимо определить оптимальное расстояние между структурами ( $h_1$ ), при котором коэффициент ослабления будет максимальным. На рисунке 2.15 показано поперечное сечение МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, который состоит из МФ с лицевой связью (рисунок 2.7), где  $\epsilon_{r1}$  – относительная диэлектрическая проницаемость воздуха.

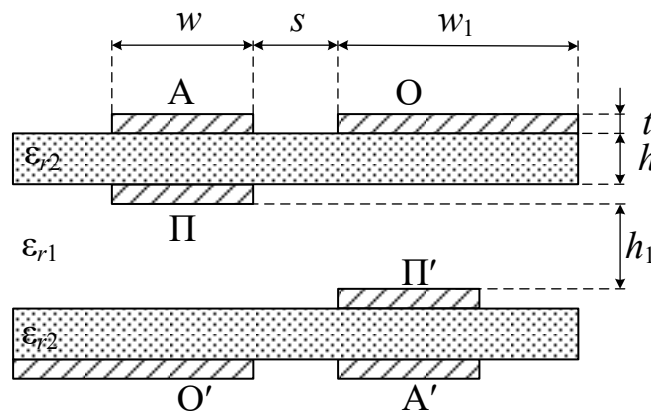


Рисунок 2.15 – Поперечное сечение МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

На рисунке 2.16 показаны зависимости коэффициента ослабления от  $h_1$  в дифференциальном и синфазном режимах. Значения  $U_{\text{вых}}$  и  $U_1/U_{\text{вых}}$  в дифференциальном и синфазном режимах при разных  $h_1$  сведены в таблицу 2.5.

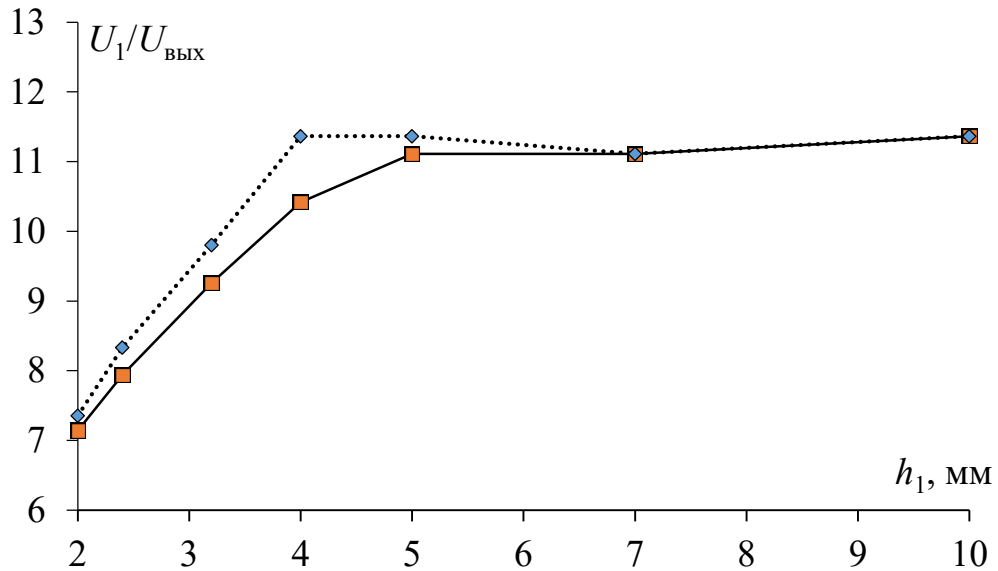


Рисунок 2.16 – Зависимость коэффициента ослабления МФ от  $h_1$  в дифференциальном (—) и синфазном (····) режимах

Таблица 2.5 – Значения  $U_{\text{ВЫХ}}$  и  $U_1/U_{\text{ВЫХ}}$  в дифференциальном и синфазном режимах

$h_1$ , мм	$U_{\text{ВЫХ}}$ (дифф.), мВ	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$ (дифф.)	$U_{\text{ВЫХ}}$ (синф.), мВ	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$ (синф.)
2	70	7,14	68	7,35
2,4	63	7,93	60	8,33
3,2	54	9,25	51	9,80
4	48	10,41	44	11,36
5	45	11,11	44	11,36
7	45	11,11	45	11,11
10	44	11,36	44	11,36

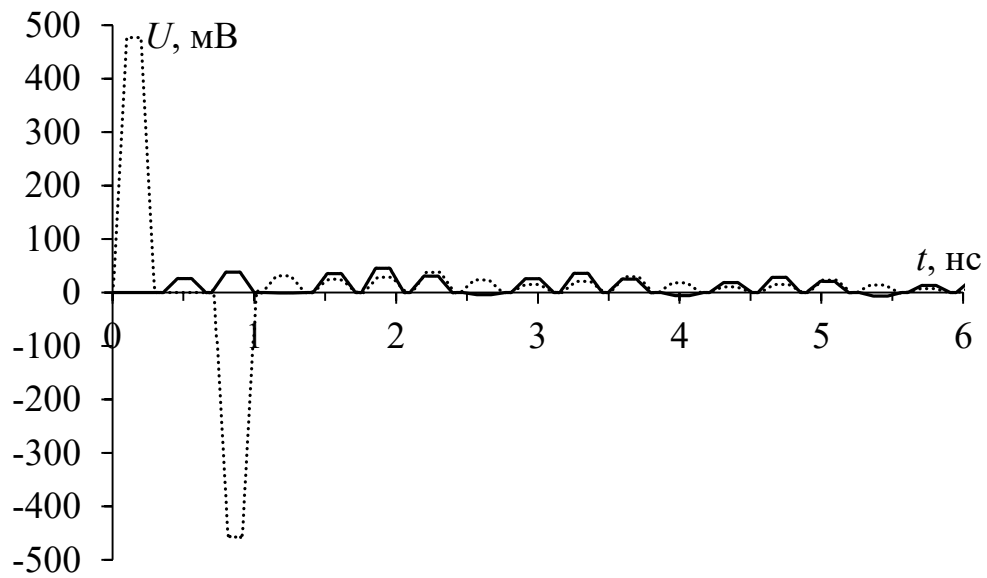
Видно, что в дифференциальном режиме максимальный коэффициент ослабления достигается при  $h_1 = 10$  мм, а в синфазном при  $h_1 = 4, 5$  и  $10$  мм. Так как работа МФ должна осуществляться сразу в двух режимах, необходимо выбрать оптимальное значение  $h_1$ , позволяющее максимально ослабить СКИ как в дифференциальном, так и в синфазном режимах одновременно и обеспечить минимально возможные габариты. Таким образом, оптимальное значение  $h_1$  равно  $5$  мм, так как дальнейшее увеличение  $h_1$  приводит к незначительному росту отношения  $U_1/U_{\text{ВЫХ}}$  в обоих режимах, а размеры МФ увеличиваются. Выполнено моделирование МФ при  $h_1 = 5$  мм, результаты которого приведены на рисунке 2.17. Вычисленные матрицы  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$  приведены ниже.



$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,279 \cdot 10^{-9} & -1,257 \cdot 10^{-9} & -6,162 \cdot 10^{-13} & -5,68 \cdot 10^{-13} \\ -1,257 \cdot 10^{-9} & 1,304 \cdot 10^{-9} & -1,313 \cdot 10^{-12} & -6,051 \cdot 10^{-13} \\ -6,162 \cdot 10^{-13} & -1,313 \cdot 10^{-12} & 1,304 \cdot 10^{-9} & -1,257 \cdot 10^{-9} \\ -5,68 \cdot 10^{-13} & -6,051 \cdot 10^{-13} & -1,257 \cdot 10^{-9} & 1,279 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \Phi/M,$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2,101 \cdot 10^{-7} & 1,836 \cdot 10^{-7} & 1,081 \cdot 10^{-8} & 1,092 \cdot 10^{-8} \\ 1,836 \cdot 10^{-7} & 1,954 \cdot 10^{-7} & 1,072 \cdot 10^{-8} & 1,081 \cdot 10^{-8} \\ 1,081 \cdot 10^{-8} & 1,072 \cdot 10^{-8} & 1,954 \cdot 10^{-7} & 1,836 \cdot 10^{-7} \\ 1,092 \cdot 10^{-8} & 1,081 \cdot 10^{-8} & 1,836 \cdot 10^{-7} & 2,101 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \Gamma_{H/M},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 55,6 & 51,8 & 2,7 & 2,71 \\ 51,8 & 53,5 & 2,68 & 2,7 \\ 2,7 & 2,68 & 53,5 & 51,8 \\ 2,71 & 2,7 & 51,8 & 55,6 \end{bmatrix} \text{OM}, \quad \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 3,57 \cdot 10^{-9} \\ 3,63 \cdot 10^{-9} \\ 6,98 \cdot 10^{-9} \\ 6,99 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{c/M.}$$



a

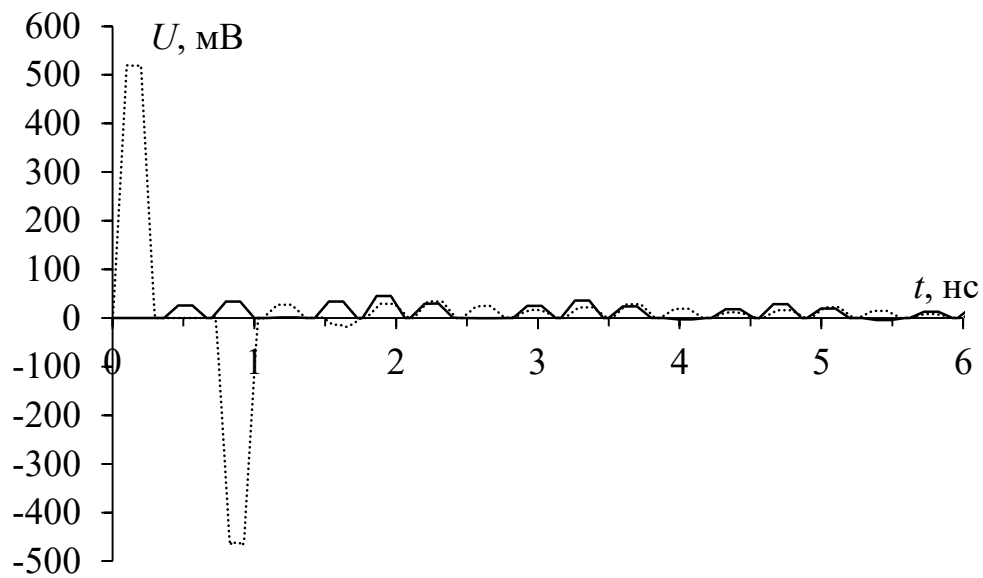


Рисунок 2.17 – Формы напряжения на входе ( $\cdot \cdot \cdot$ ) и выходе ( $\text{—}$ ) МФ, работающего в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах

Таким образом, выполнено предварительное моделирование МФ для определения структуры поперечного сечения, его оптимальных параметров и вариантов нагрузок на концах пассивного проводника, позволяющих обеспечить максимальное ослабление на выходе МФ. На основе полученных результатов разработано поперечное сечение МФ, защищающего от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах. Выявлена зависимость коэффициента ослабления в дифференциальном и синфазном режимах от расстояния между структурами, определено его оптимальное значение.

### 2.1.2.3 Влияние электрического экрана

МФ, работающий в дифференциальном и синфазном режимах, предполагается разместить в экранирующем корпусе. Это позволяет добиться стабильных параметров МФ за счет минимизации влияния внешних электромагнитных связей, а также уменьшит уровень излучаемых и наводимых помех (рисунок 2.18). Для оценки влияния экранирующего корпуса на коэффициент ослабления МФ, выполнено моделирование с оптимальными параметрами поперечного сечения при изменении расстояния от верхней и нижней стенок экрана до проводников МФ ( $h_2$ ). Опорные проводники МФ вдоль

всей длины соединены с электрическим экраном и при моделировании заданы как один опорный проводник сложной формы. Зависимость коэффициента ослабления от высоты  $h_2$  показана на рисунке 2.19. Результаты моделирования для дифференциального и синфазного режимов сведены в таблицу 2.6.

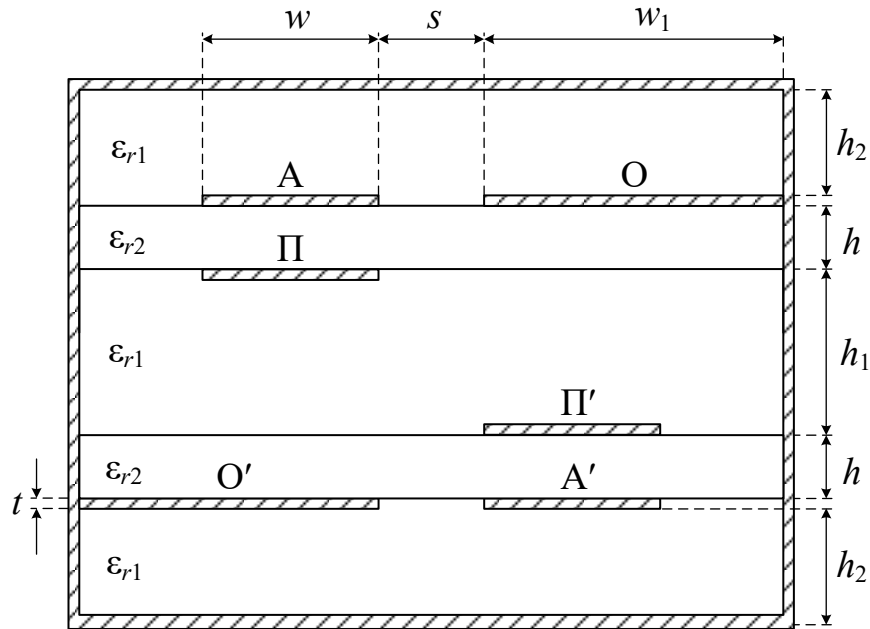


Рисунок 2.18 – Поперечное сечение экранированного МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

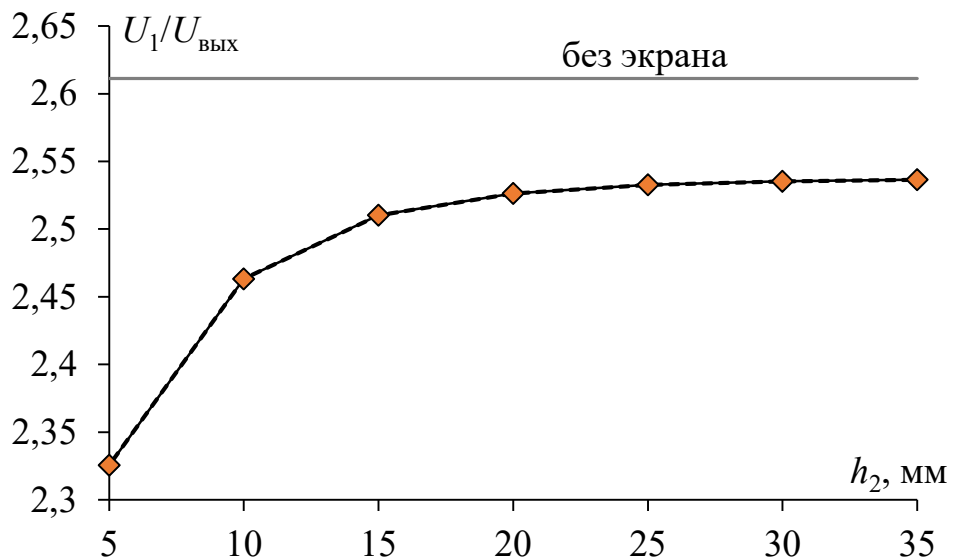


Рисунок 2.19 – Зависимость коэффициента ослабления МФ от  $h_2$  в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

Таблица 2.6 – Значения  $U_{\text{ВЫХ}}$  и  $U_1/U_{\text{ВЫХ}}$  в дифференциальном и синфазном режимах

Режим $h_2$ , мм	дифференциальный		синфазный	
	$U_{\text{ВЫХ}}$ , мВ	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$	$U_{\text{ВЫХ}}$ , мВ	$U_1/U_{\text{ВЫХ}}$
без экрана	191	2,61	191	2,61
5	215	2,32	215	2,32
10	202	2,46	202	2,46
15	199	2,51	199	2,51
20	197	2,52	197	2,52
25	197	2,53	197	2,53
30	197	2,53	197	2,53
35	197	2,53	197	2,53

Видно, что максимальные значения коэффициента ослабления в дифференциальном и синфазном режимах получены без экрана. Также видно, что коэффициент ослабления увеличивается по мере отдаления экрана от МФ. При  $h_2$  больше 15 мм коэффициенты ослабления МФ с экраном и без отличаются на 3% в обоих режимах. Данное исследование подтверждает возможность использования электрического экрана при незначительном ухудшении коэффициента ослабления.

#### 2.1.2.4 Влияние расположения проводников

Исследовано влияние расположения проводников в конструкции экранированного МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, на его коэффициент ослабления. Выполнено моделирование 4 видов поперечных сечений, включая исходное, представленных на рисунке 2.20 при воздействии СКИ из рисунка 2.8).

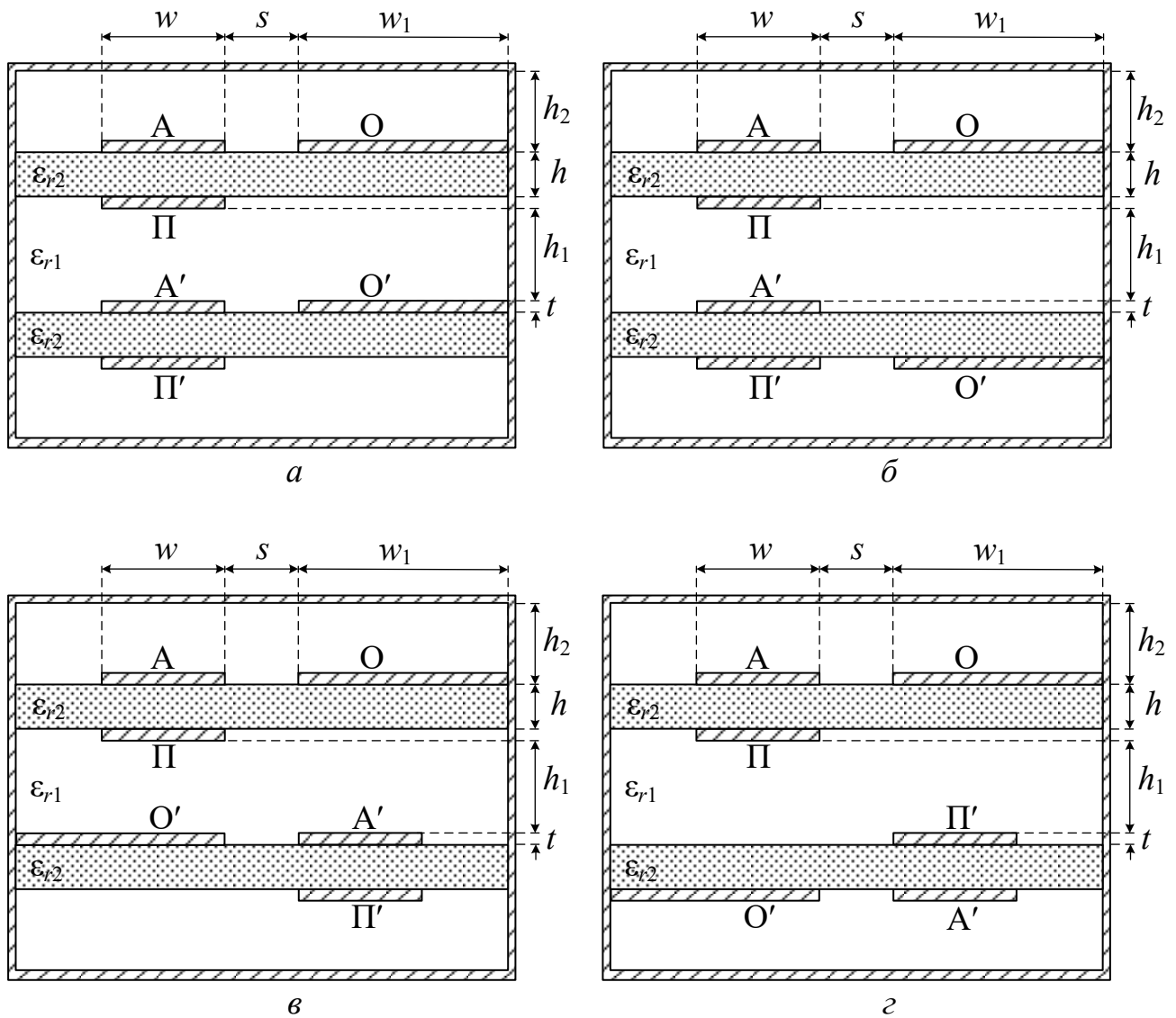


Рисунок 2.20 – Поперечные сечения структур МФ: 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (з)

Значение тока вычислено в соответствии с международным стандартом по производству ПП IPC-2221 [155]. Согласно стандарту ток, на который рассчитан проводник, определяется как

$$I = k_{\Delta} \quad ^5, \quad (2.16)$$

где  $k = 0,048$  (для внешних слоев),  $\Delta T$  – изменение температуры проводника в градусах Цельсия,  $A$  – площадь поперечного сечения проводника в милах.

Активные проводники рассчитаны на ток 1 Ампер с запасом 30%. Используются следующие значения геометрических параметров (мм):  $h = 0,43$ ,  $h_1 = 3$ ,  $h_2 = 6$ ,  $w = 3$ ,  $w_1 = 6$ ,  $s = 0,5$ ,  $d = 4,2$ ,  $t = 0,035$ ,  $l = 110$ .  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{r2} = 4,6$  и  $R = 50$  Ом. Схема электрических соединений МФ показана на рисунке 2.21.

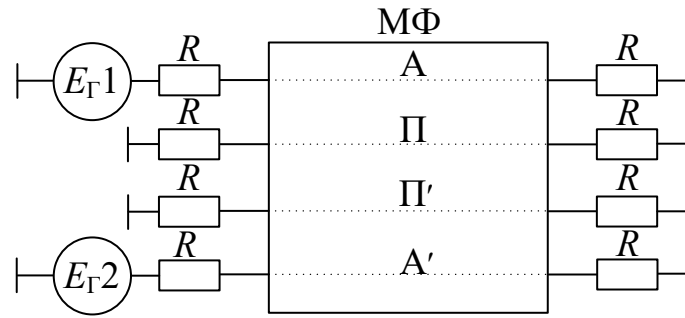
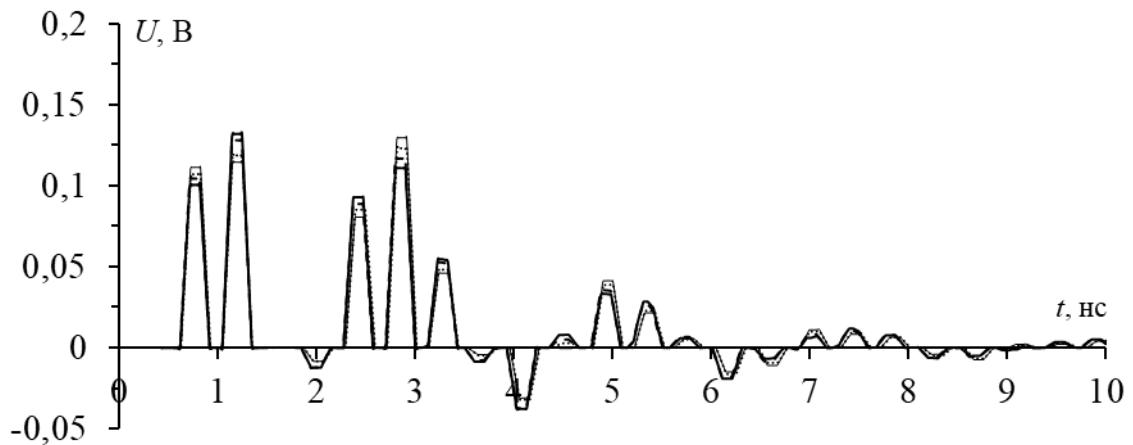
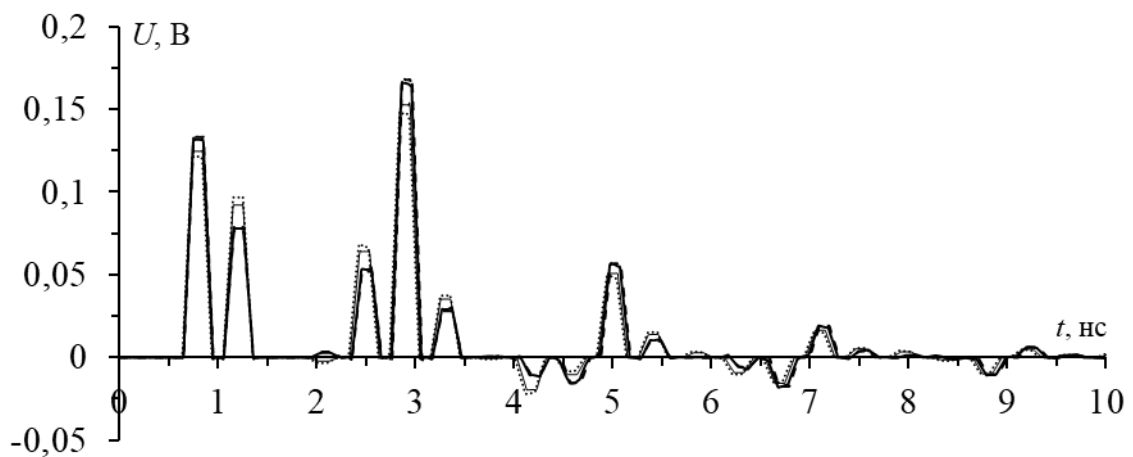


Рисунок 2.21 – Схема электрических соединений МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

Моделирование выполнено в ПО TALGAT без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Полученные формы напряжения на выходе МФ в синфазном и дифференциальном режимах показаны на рисунке 2.22, значения максимальной амплитуды напряжения на выходе МФ ( $U_{\max}$ ) сведены в таблицу 2.7.



*a*



*б*

Рисунок 2.22 – Формы напряжения на выходе МФ 1 (—), 2 (---), 3 (-.-) и 4 (···) в дифференциальном (*a*) и в синфазном (*б*) режимах

Таблица 2.7 – Амплитуды напряжения (мВ) на выходе МФ в синфазном и дифференциальном режимах

Режим \ МФ	1	2	3	4
Синфазный	165	169	153	148
Дифференциальный	132	128	130	124

Из результатов видно, что расположение проводников в МФ оказывает влияние на  $U_{\max}$ . Наименьшее значение  $U_{\max}$  наблюдается на выходе МФ 4 (исходное расположение проводников) как в синфазном, так и в дифференциальном режимах. Ослабление помехового импульса (относительно половины его э.д.с.) в дифференциальном режиме составило 3,78, 3,9, 3,84 и 4 раза, в синфазном 3, 2,95, 3,27 и 3,38 для МФ 1, 2, 3, 4 соответственно.

### 2.1.2.5 Влияние температуры

Исследовано влияние температуры на характеристики МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах. С использованием температурной модели [156] вычислены зависимости параметров поперечного сечения МФ, от температуры  $T$ , изменяющейся в диапазоне от минус 50°C до +150°C. Исходные параметры поперечного сечения (рисунок 2.23) при 25°C:  $w=3$  мм,  $w_1=6$  мм,  $s=0,5$  мм,  $d=3$  мм,  $t=35$  мкм,  $g=1$  мм,  $h=0,33$  мкм,  $\epsilon_{r2}=4,5$ . В качестве материала диэлектрика выбран FR4 KB-6160. Схема электрических соединений представлена на рисунке 2.21. Оконечные нагрузки на активных и пассивных проводниках выбраны  $R=50$  Ом.

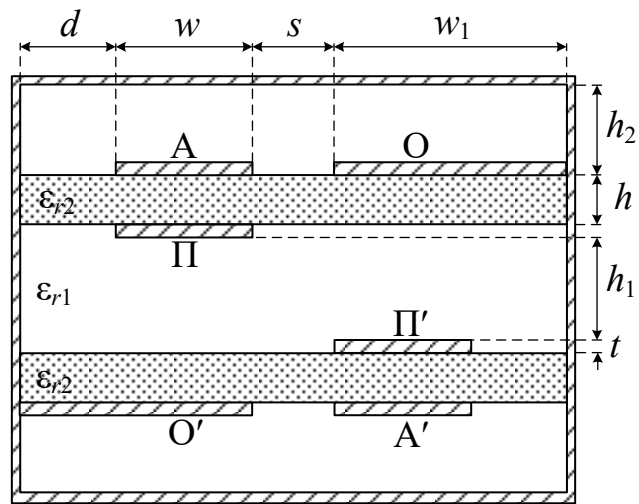


Рисунок 2.23 – Поперечное сечение МФ работающего в дифференциальном и синфазном режимах

Вычисление временных откликов и параметров МФ выполнялось в ПО TALGAT при воздействии СКИ, показанного на рисунке 2.8. В таблице 2.8 представлены параметры поперечного сечения при разных  $T$ . На рисунке 2.24 показаны формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном и синфазном режимах. Зависимости коэффициента ослабления и значений погонных задержек ( $\tau_i$ ) в синфазном и дифференциальном режимах при изменении  $T$  показаны на рисунке 2.25.

Таблица 2.8 – Зависимости параметров поперечного сечения МФ от  $T$

$T, ^\circ\text{C}$	$w, \text{мкм}$	$w_1, \text{мкм}$	$t, \text{мкм}$	$s, \text{мкм}$	$h, \text{мкм}$	$d, \text{мкм}$	$g, \text{мкм}$	$\epsilon_r$
-50	2996,1	5 992,3	34,955	499,36	328,67	2996,1	998,72	4,680
-25	2997,4	5994,8	34,970	499,57	328,84	2997,4	999,15	4,620
0	2998,7	5 997,4	34,985	499,78	329,42	2998,7	999,57	4,560
25	3000	6000	35	500	330	3000	1000	4,5
50	3001	6 002	35,014	500,21	330,57	3001,2	1000,4	4,439
75	3002,5	6 005,1	35,029	500,42	331,15	3002,5	1000,8	4,379
100	3003,8	6 007,6	35,044	500,63	331,73	3003,8	1001,2	4,319
125	3005,1	6010,2	35,059	500,85	332,31	3005,1	1001,7	4,259
150	3006,3	6012,7	35,074	501,06	332,88	3006,3	1002,1	4,199



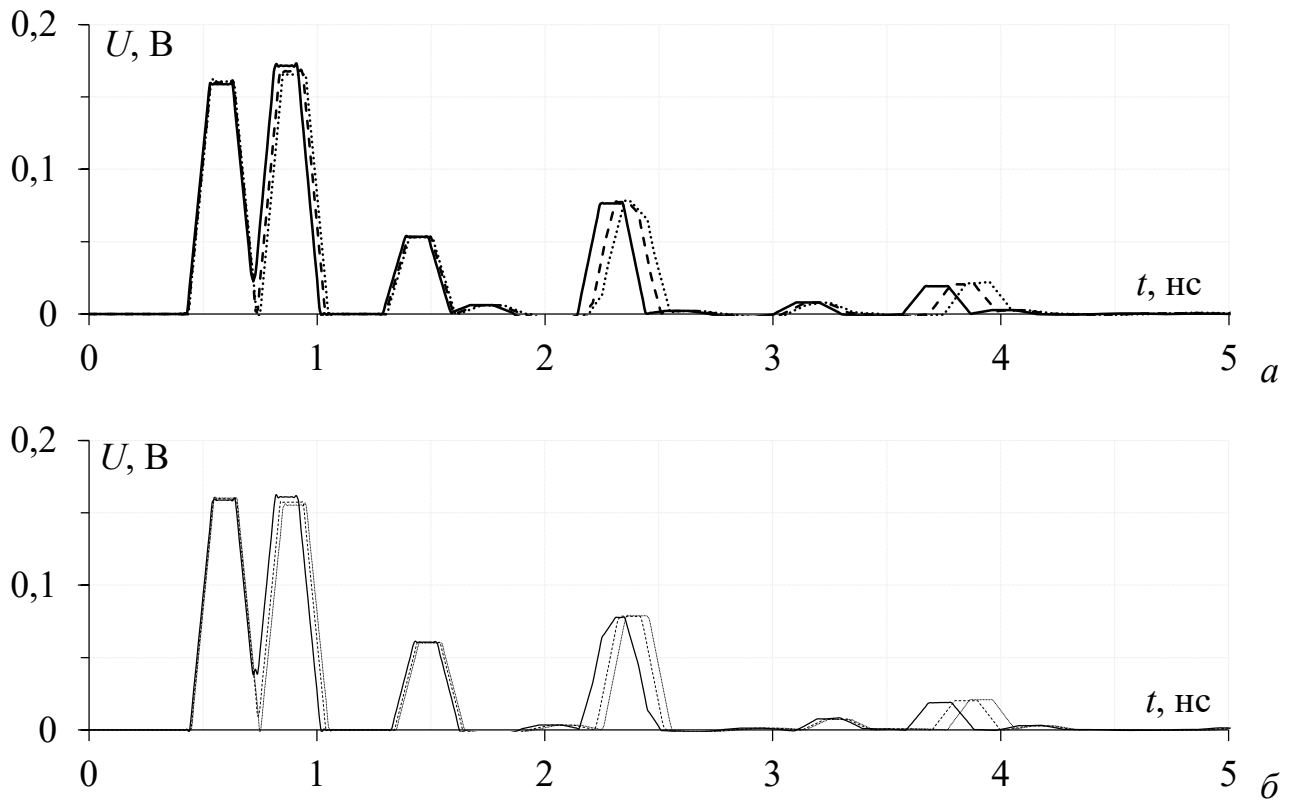


Рисунок 2.24 – Формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах, при  $T = -50$  ( $\cdots$ ),  $50$  ( $- - -$ ),  $150$  ( $—$ ) °С.

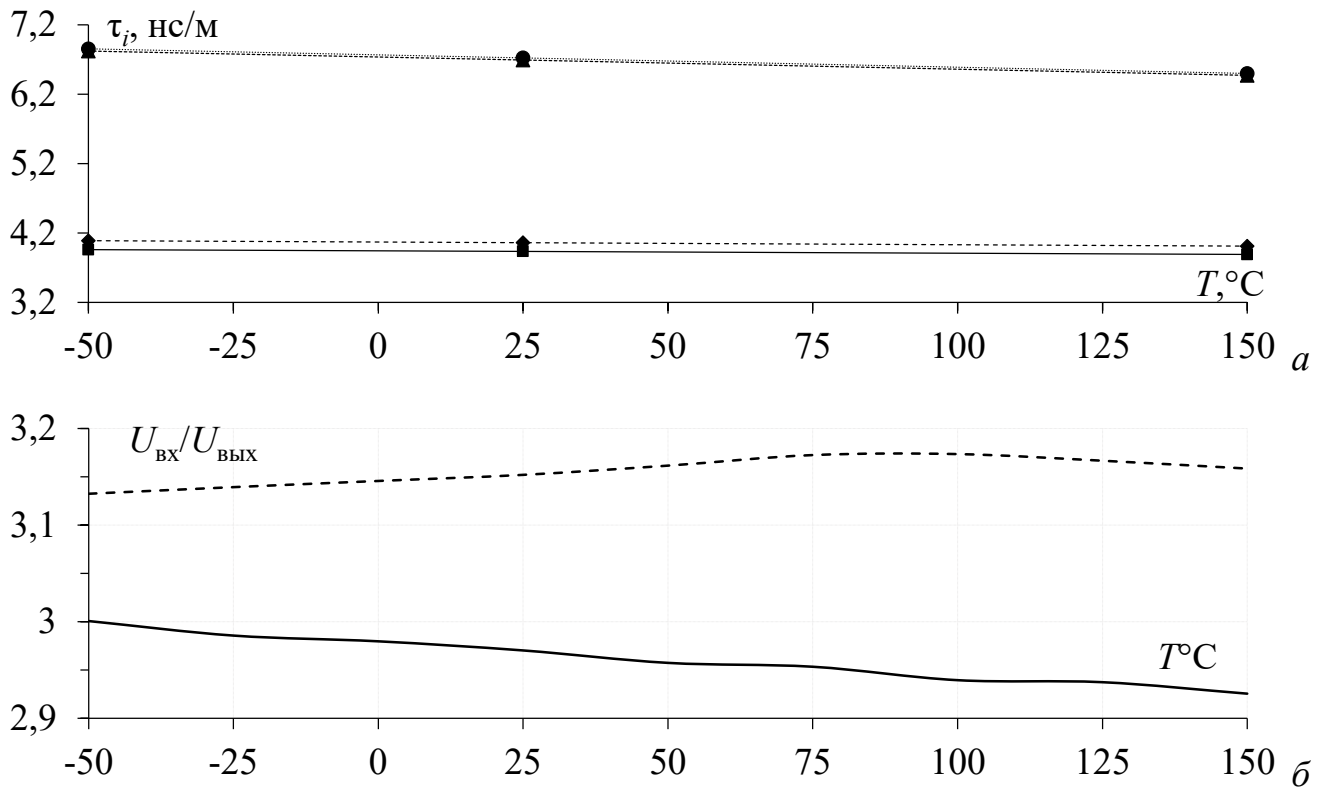


Рисунок 2.25 – Зависимость значений  $\tau_i$  (а) и коэффициента ослабления (б) МФ от  $T$  в дифференциальном ( $—$ ) и синфазном ( $- - -$ ) режимах

В дифференциальном режиме значение  $U_{\max}$  на выходе МФ составило 171 мВ, а в синфазном – 161 мВ. Из рисунка 2.25б видно, что значения  $\tau_i$  уменьшаются с ростом  $T$ . При этом  $\tau_1$  и  $\tau_2$  уменьшаются на 1,7% и 1,9% соответственно, а  $\tau_3$  и  $\tau_4$  – на 5,1%. При изменении  $T$  в диапазоне от минус 50°C до +150°C коэффициент ослабления МФ в дифференциальном режиме плавно уменьшается на 2,5%. В синфазном режиме в диапазоне температур от минус 50°C до +100°C коэффициент ослабления плавно увеличивается на 1,3%, а в дальнейшем опускается на 0,83%. Таким образом, изменение температуры МФ в диапазоне от минус 50°C до +150°C, не приводит к значительным изменениям его коэффициента ослабления.

#### 2.1.2.6 Уменьшение массы за счет тонких проводников

Выполнена разработка МФ с уменьшенной массой, под номинальный ток 50 А, ослабляющего помехи в дифференциальном и синфазном режимах. В системе токоведущих частей МФ активные проводники являются критическими узлами, с точки зрения нагрузочной способности по току. В соответствии с ГОСТ В 23584-79 [152] основой для расчета площади поперечного сечения токоведущей жилы является допустимая плотность тока. Токоведущие части МФ, подвергающиеся токовым нагрузкам, рассчитаны на номинальный ток в 50 А. Представляется возможным уменьшить массу МФ за счет изменения толщины проводников, не подверженных токовым нагрузкам ( $t_1$ ). Для анализа влияния уменьшения  $t_1$  с 1100 мкм до 35 мкм выполнено моделирование МФ при:  $w = 10$  мм,  $w_1 = 20$  мм,  $s = 2$  мм,  $t = 1100$  мкм,  $t_1 = 35$  мкм,  $h = 330$  мкм,  $\varepsilon_{r1} = 1$ ,  $\varepsilon_{r2} = 4,6$ ,  $l = 150$  мм. Поперечные сечения структур МФ с исходными и тонкими проводниками приведены на рисунке 2.26.

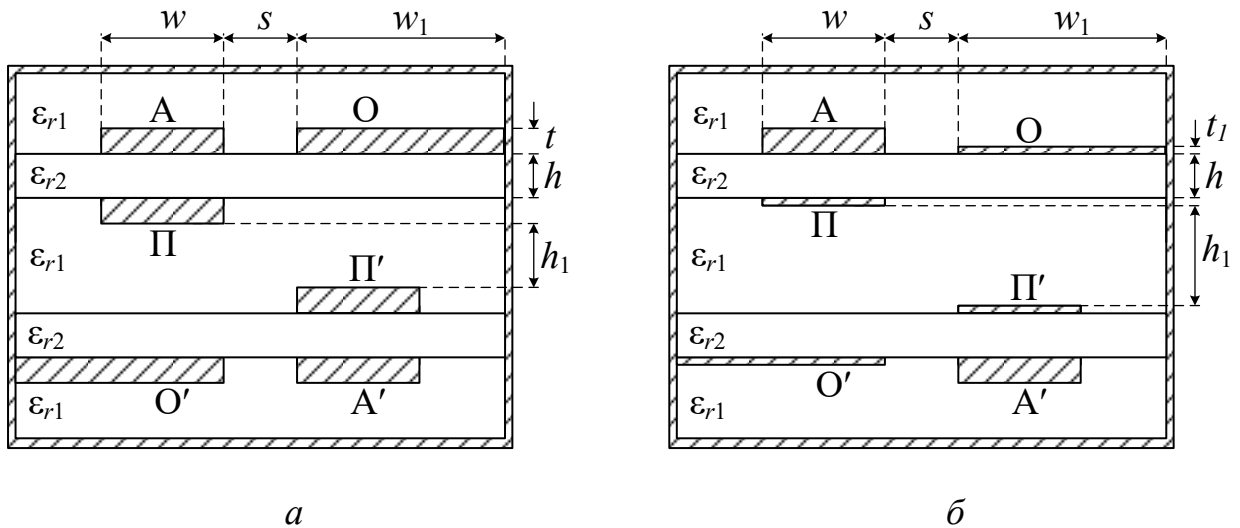


Рисунок 2.26 – Поперечные сечения МФ

с исходной (а) и уменьшенной (б) толщиной проводников

Квазистатическое моделирование выполнено без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Тестовое воздействие СКИ представлено на рисунке 2.8, а схема электрических соединений МФ – на рисунке 2.21. Номиналы всех сопротивлений  $R = 50$  Ом.

Расчёт массы МФ с исходной и уменьшенной толщиной проводников осуществлен по формулам, включающим плотности материалов и параметры поперечного сечения структуры:

$$m_u = 4twlp_m + 2tw_1lp_m + 2hlp_{FR4}(2w + s + w_1), \quad (2.17)$$

$$m_o = 2twlp_m + 2t_1wlp_m + 2tw_1lp_m + 2hlp_{FR4}(2w + s + w_1), \quad (2.18)$$

где  $p_m$  и  $p_{FR4}$  – плотности меди и стеклотекстолита марки FR4 соответственно.

При расчете принято  $p_m = 8,92$  г/см<sup>3</sup>, а для  $p_{FR4}$ , находящейся в пределах от 1,6 до 1,9 г/см<sup>3</sup>, использовано среднее значение 1,75 г/см<sup>3</sup>. В результате масса МФ с исходной толщиной составила 125 г, а с уменьшенной – 39,52 г, меньше в 3,16 раза. Формы напряжения на выходе МФ приведены на рисунке 2.27.

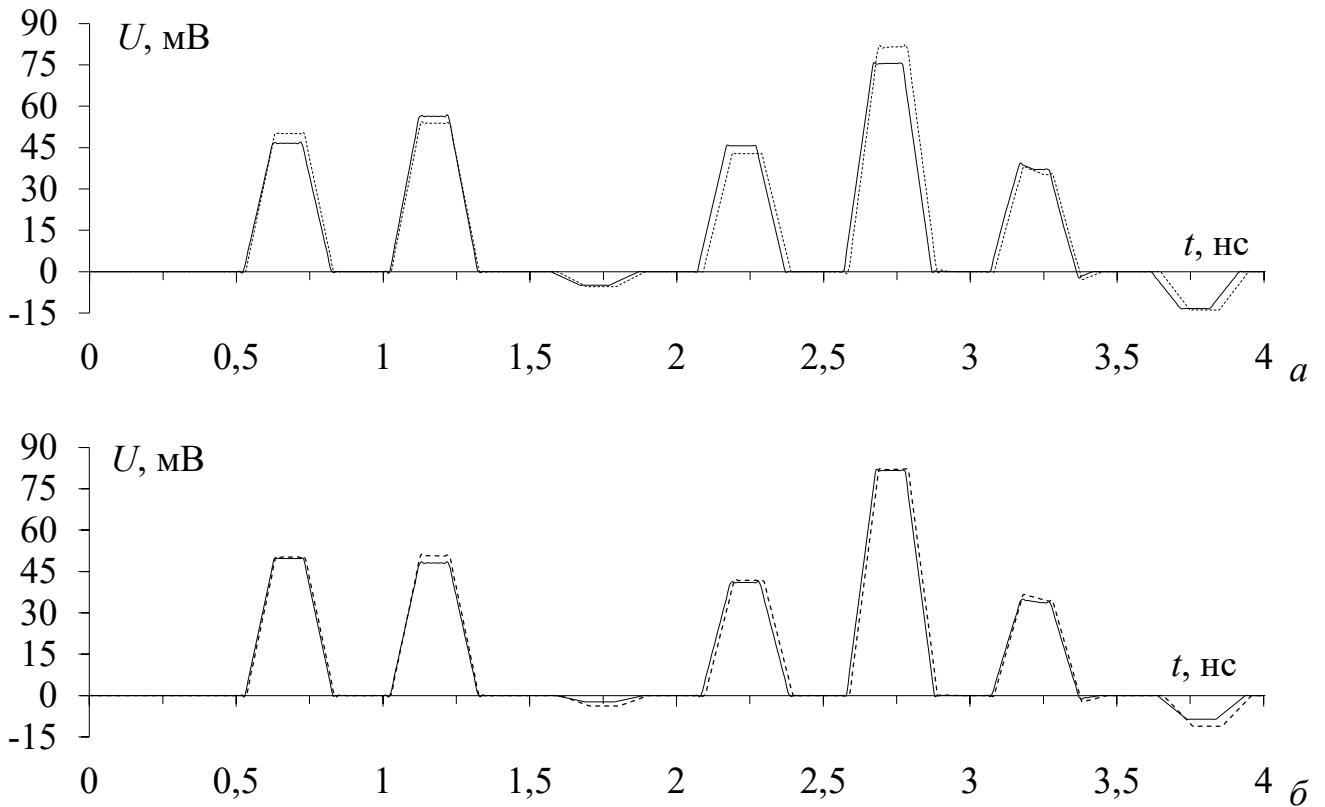


Рисунок 2.27 – Формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах с исходной (—) и уменьшенной (- - -) толщиной

При моделировании в дифференциальном режиме  $U_{\max}$  составила 65 мВ для МФ с исходной и 69 мВ – с уменьшенной толщиной, а в синфазном – 70 мВ и 70,5 мВ, соответственно. Кроме того, получена зависимость коэффициента ослабления МФ при изменении  $t_1$  с 35 мкм до 1100 мкм (рисунок 2.28).

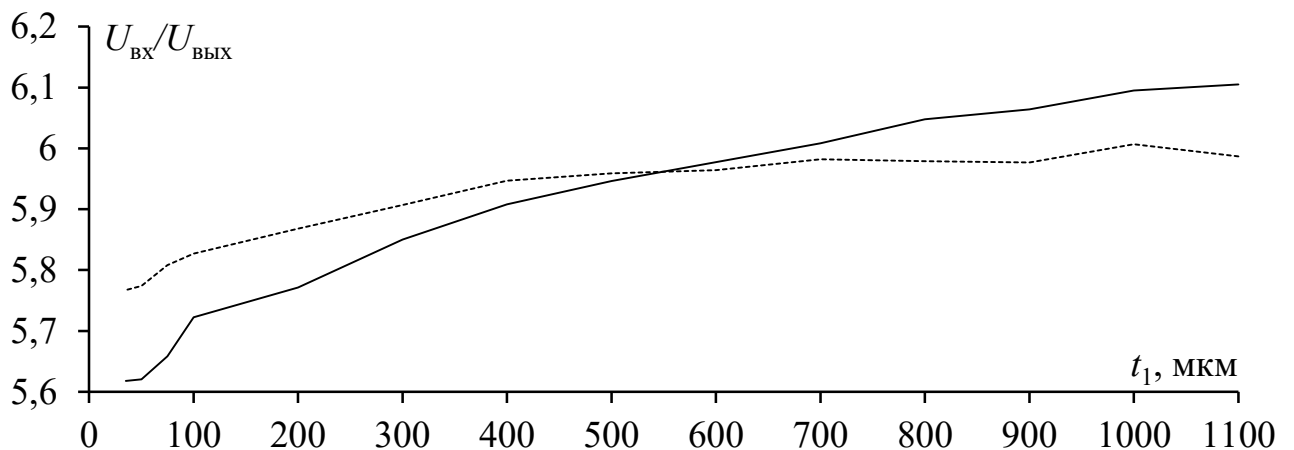


Рисунок 2.28 – Зависимость коэффициента ослабления МФ от  $t_1$  в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

Таким образом, с уменьшением  $t_1$  в дифференциальном и синфазном режимах наблюдается незначительное уменьшение коэффициента ослабления. Так, при уменьшении  $t_1$  в 31 раз (с 1100 мкм до 35 мкм), в следствие чего масса МФ уменьшилась в 3,16 раза, коэффициент ослабления МФ уменьшился лишь на 8% для дифференциального режима и на 3,5% – для синфазного.

### **2.1.2.7 Сравнительный анализ однокаскадного и двухкаскадного модальных фильтров**

Исследованы временные и частотные характеристики каскадно соединенных МФ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах. Выполнено квазистатическое моделирование однокаскадного и двухкаскадного экранированных МФ и проведен сравнительный анализ полученных результатов. Согласно подразделу 1.5 применение каскадирования МФ позволяет уменьшить амплитуды импульсов разложения на выходе МФ.

Для уменьшения амплитуды импульсов разложения применено каскадирование МФ. Электрические параметры материалов, поперечное сечение и длина МФ выбраны по критериям допустимой токовой нагрузки, уменьшения амплитуды импульсов на выходе МФ, а также доступности материалов для изготовления макета. Так, в соответствии с международным стандартом по производству ПП IPC-2221 [155], активные проводники рассчитаны на номинальный ток 1 А, при условии, что протекание тока увеличит температуру проводника на 1 °С.

На рисунке 2.29 приведено поперечное сечение МФ при:  $w = 3$  мм,  $w_1 = 6$  мм,  $g = 4,2$  мм,  $s = 0,5$  мм,  $t = 35$  мкм,  $h = 430$  мкм,  $h_1 = 3$  мм,  $h_2 = 6$  мм,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{r2} = 4,7$ .

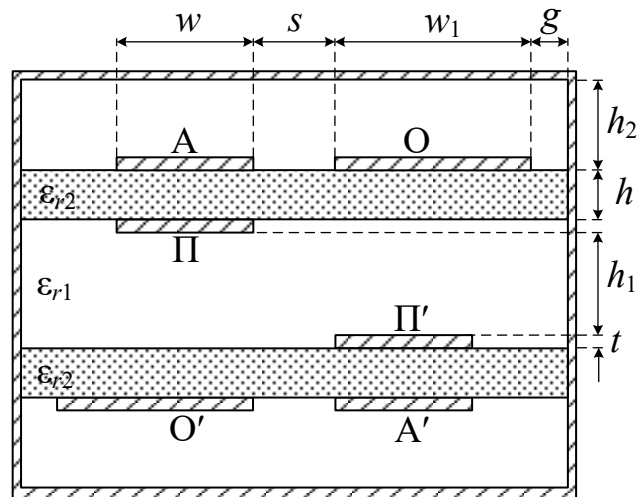


Рисунок 2.29 – Поперечное сечение МФ

Моделирование выполнено без учета потерь в проводниках и диэлектриках.

Вычисление погонных матриц  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$  выполнено в ПО TALGAT.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 336,3 & -305,9 & -0,23 & -1,76 \cdot 10^{-2} \\ -305,9 & 337,6 & -2,2 & -0,23 \\ -0,23 & -2,2 & 337,6 & -305,9 \\ -1,76 \cdot 10^{-2} & -0,23 & -305,9 & 336,3 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 315,8 & 243,7 & 21,9 & 17,6 \\ 243,7 & 315,1 & 27,3 & 21,9 \\ 21,9 & 27,3 & 315,1 & 243,7 \\ 17,6 & 21,9 & 243,7 & 315,8 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 72,6 & 61,9 & 4,1 & 3,5 \\ 61,9 & 72,4 & 4,7 & 4,1 \\ 4,1 & 4,7 & 72,4 & 61,9 \\ 3,5 & 4,1 & 61,9 & 72,6 \end{bmatrix} \text{ Ом, } \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 4,23 \\ 6,81 \\ 4,07 \\ 6,77 \end{bmatrix} \text{ нс/м.}$$

Моделирование временных откликов и частотных характеристик на основе полученных матриц выполнено в ПО ADS. При моделировании временных откликов в качестве тестового воздействия использован оцифрованный сигнал с осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, с длительностью 300 пс по уровню 0,5 и амплитудой э.д.с. 500 мВ (рисунок 2.30). Для получения частотных характеристик в дифференциальном и синфазном режимах использована методика, изложенная в [157], и формулы:

$$S_{dd_{21}} = \frac{S_{21} - S_{41} - S_{23} + S_{43}}{2}, \quad (2.19)$$

$$S_{cc_{21}} = \frac{S_{21} + S_{41} + S_{23} + S_{43}}{2}. \quad (2.20)$$

По выражениям (2.19) и (2.20) из небалансных характеристик вычисляют балансные характеристики для дифференциального  $S_{dd_{21}}$  и синфазного  $S_{cc_{21}}$  режимов.

Схемы электрических соединений одно- и двухкаскадного МФ приведены на рисунке 2.31. При моделировании полагается, что опорные проводники соединены с электрическим экраном, по всей длине, а пассивные – только на дальнем конце каждого каскада, тем самым реализуя режим ХХ – КЗ, МФ1 – первый каскад, МФ2 – второй каскад. Длина МФ1 110 мм, а МФ2 – 220 мм.

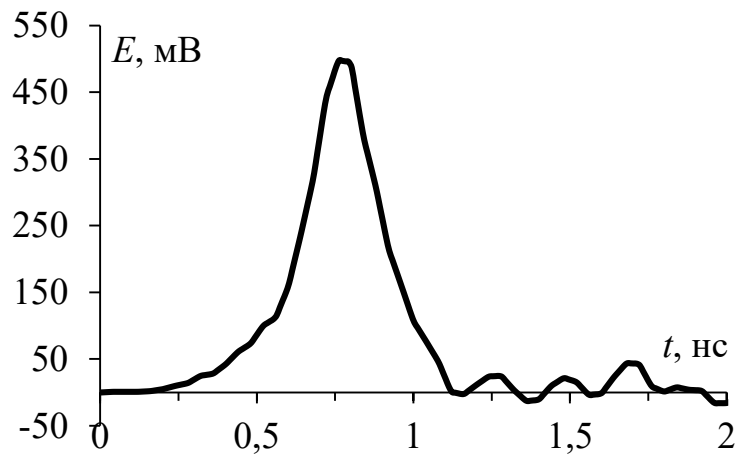


Рисунок 2.30 – Форма э.д.с. входного воздействия

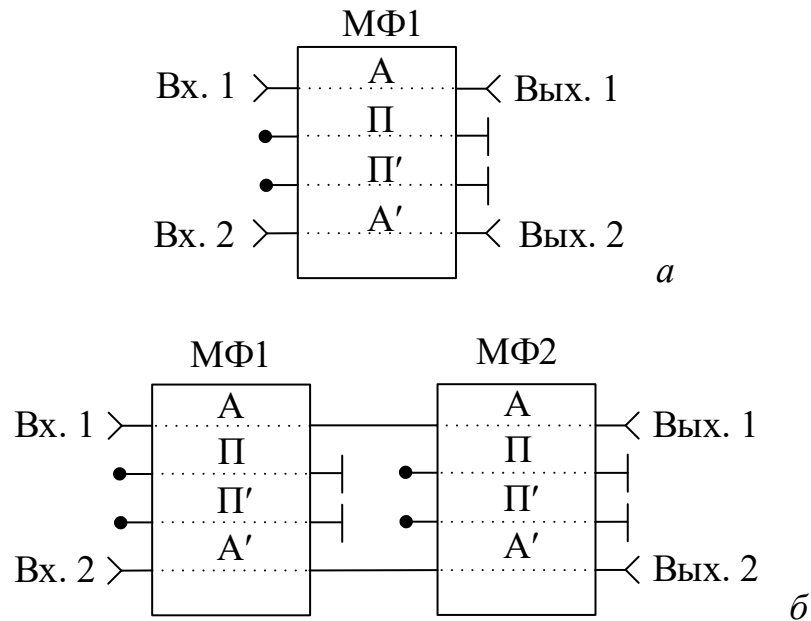


Рисунок 2.31 – Схема электрических соединений одно- (а) и двух- (б) каскадного экранированного МФ

На рисунке 2.32 представлены результаты моделирования однокаскадного экранированного МФ во временной области. Из него видно, что в дифференциальном режиме  $U_{\max}$  82 мВ, а в синфазном – 74 мВ. Вносимое затухание [82] составило 9,68 дБ в дифференциальном и 10,57 дБ в синфазном режимах.



Рисунок 2.32 – Формы напряжения на входе (···) и выходе однокаскадного МФ в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

На рисунке 2.33 приведены балансные частотные характеристики однокаскадного экранированного МФ в дифференциальном и синфазном режимах, вычисленные по формулам (2.19) и (2.20). Частота среза ( $f_c$ )



однокаскадного МФ равна 190 МГц в дифференциальном и 181 МГц – в синфазном режимах.

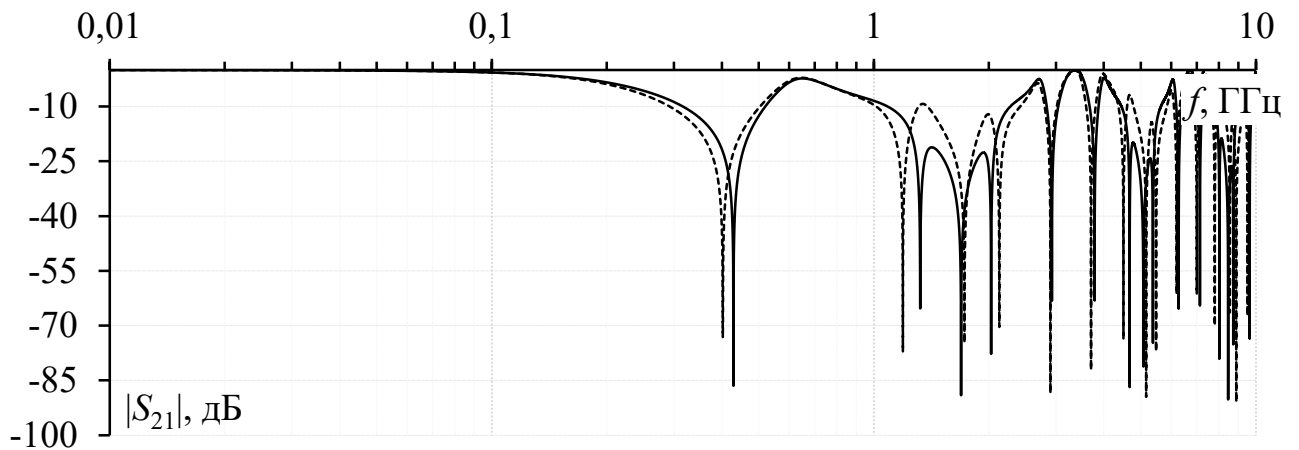


Рисунок 2.33 – Частотные характеристики однокаскадного МФ в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

На рисунке 2.34 представлены результаты моделирования для двухкаскадного МФ во временной области. В дифференциальном режиме  $U_{\max}$  составила 31 мВ, а в синфазном – 23 мВ. Вносимое затухание составило 18,13 дБ в дифференциальном и 20,72 дБ – в синфазном режимах.

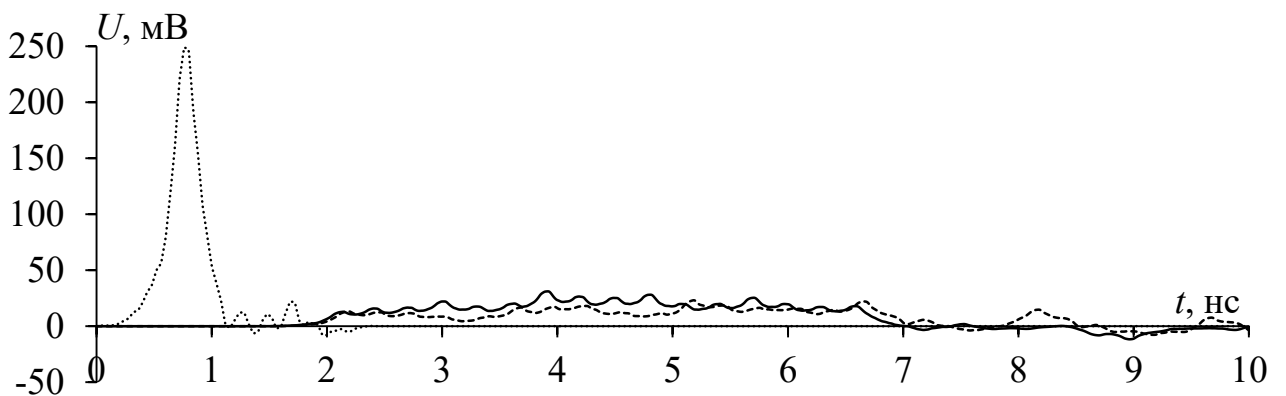


Рисунок 2.34 – Формы напряжения на входе (···) и выходе двухкаскадного МФ в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

На рисунке 2.35 приведены балансные частотные характеристики двухкаскадного МФ в дифференциальном и синфазном режимах, вычисленные по (2.19) и (2.20). Значение  $f_c$  в дифференциальном режиме составило 130 МГц, а в синфазном – 121 МГц.

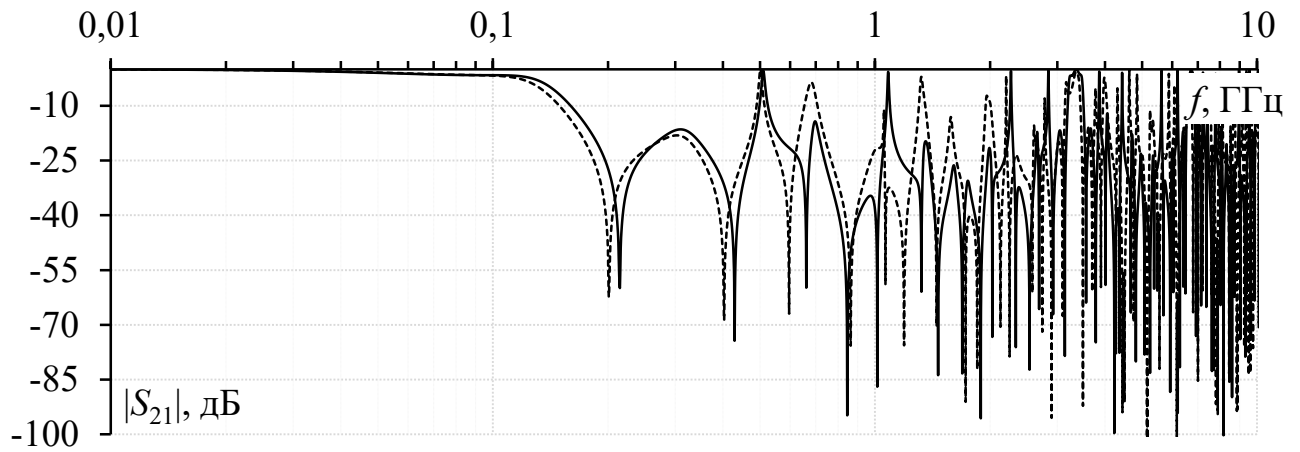


Рисунок 2.35 – Частотные характеристики двухкаскадного МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах

Основываясь на данных компьютерного моделирования однокаскадного и двухкаскадного экранированного МФ, вычислено минимальное вносимое затухание по формуле (1.2). Также по формулам (2.19) и (2.20) вычислены балансные частотные зависимости  $|S_{dd21}|$  и  $|S_{cc21}|$ . Частоты среза сведены в таблицу 2.9.

Таблица 2.9 – Вносимое затухание и частота среза МФ

Параметр	Режим	1 каскад	2 каскада
Вносимое затухание, дБ	Дифференциальный	9,68	18,13
	Синфазный	10,57	20,72
Частота, МГц	Дифференциальный	190	130
	Синфазный	181	121

Из результатов исследования (таблица 2.9) видно, что увеличение числа каскадов МФ приводит к увеличению вносимых потерь. Так, в дифференциальном режиме ослабление увеличилось на 8,45 дБ, а в синфазном – на 10,15 дБ. Также увеличение числа каскадов МФ привело к уменьшению полосы пропускания полезного сигнала на 60 МГц в обоих режимах.

### 2.1.2.8 Влияние расположения каскадов при воздействии СКИ и электростатического разряда

Геометрические параметры двухкаскадного МФ оптимизированы эвристическим поиском по критерию минимизации амплитуды на выходе МФ.

Для более полной оценки возможностей такого типа МФ необходимо провести моделирование воздействия нескольких видов импульса. Рассмотрим влияние способов каскадирования МФ на коэффициент затухания в дифференциальном и синфазном режимах при воздействии СКИ и электростатического разряда (ЭСР). В моделировании использованы два типа импульсов, трапециевидный СКИ (рисунок 2.8) с длительностью фронта, спада и плоской вершины по 100 пс и импульс ЭСР (рисунок 2.36), имеющий форму и амплитуду тока, близкие к третьему уровню жесткости по МЭК 61000-4-2.

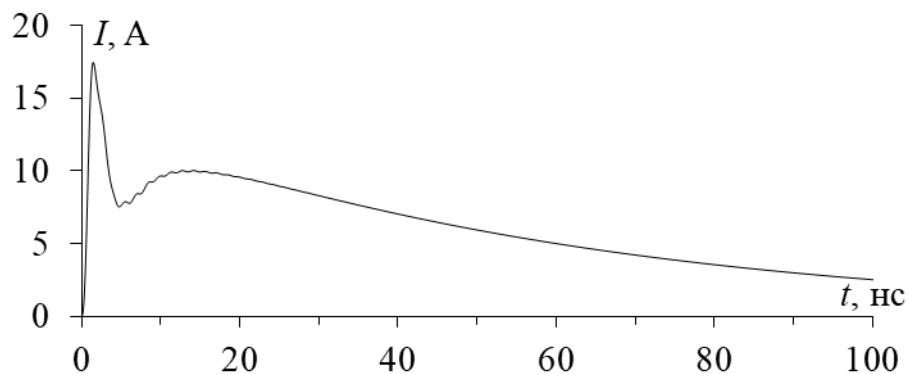


Рисунок 2.36 – Форма тока воздействующего ЭСР

Для имитации синфазного режима э.д.с.  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$  равны между собой и подаются на вход МФ. Для дифференциального режима амплитуды э.д.с. для  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$  имеют разную полярность. Следует отметить, что э.д.с. импульсов возбуждения в дифференциальном режиме равна половине э.д.с. в синфазном режиме. Значения сопротивлений генератора, нагрузки и резисторов согласования одинаковы ( $R = 33,69 \text{ Ом}$ ). Схемы электрических соединений для конфигураций расположения каскадов МФ представлены на рисунке 2.37.

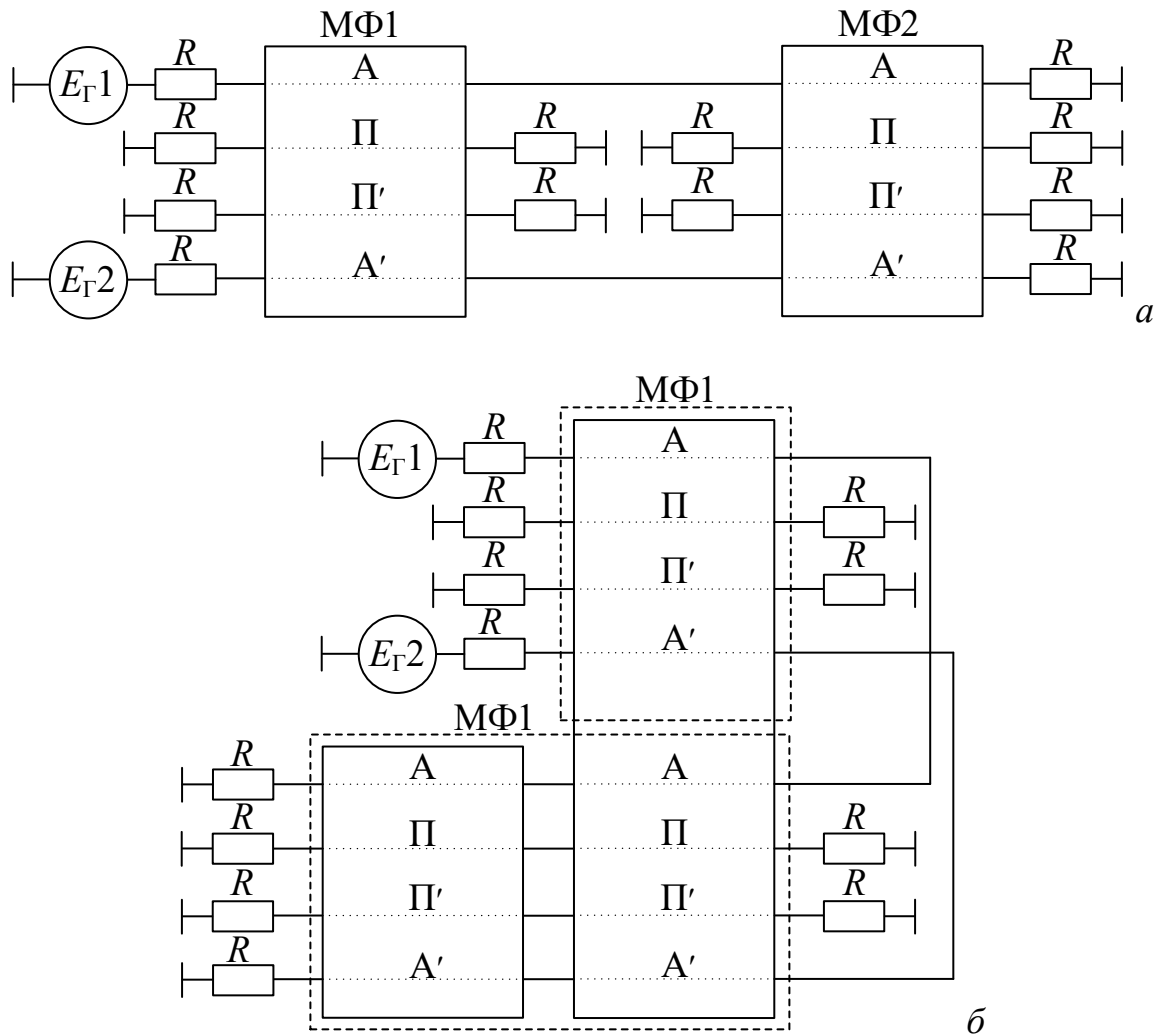
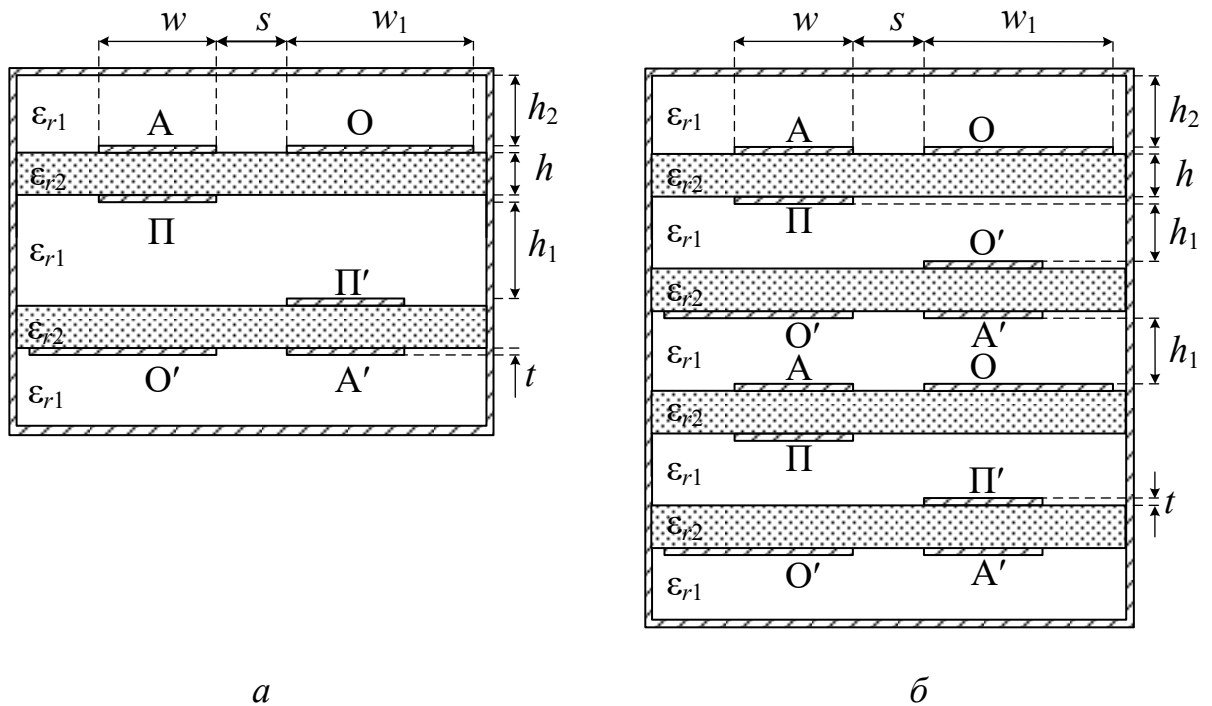


Рисунок 2.37 – Схемы электрических соединений МФ для горизонтальной (а) и вертикальной (б) конфигураций расположения каскадов

На схеме  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$  – источники э.д.с.,  $R$  – номиналы резисторов, А и А' – активные проводники, П и П' – пассивные проводники, МФ1 – это первый каскад, а МФ2 – второй. Длина МФ1 – 11 см, а МФ2 – 22 см. Исследованы две конфигурации каскадов МФ. В первой конфигурации каскады МФ располагаются один за другим (горизонтальная конфигурация). Ее схема электрических соединений представлена на рисунке 2.37а. МФ1 и МФ2 имеют поперечное сечение, показанное на рисунке 2.38а. Во второй конфигурации каскады размещены друг над другом (вертикальная конфигурация), а схема МФ состоит из четырехпроводной структуры, соединенной с восьмипроводной структурой (рисунок 2.38б), как показано на рисунке 2.37б. Поперечные сечения конфигураций показаны на рисунке 2.38.



a

б

Рисунок 2.38 – Поперечные сечения

четырёхпроводной (а) и восьмипроводной (б) структур,

где А – активный, П – пассивный, О – опорный проводники

Осциллограммы напряжения на выходе МФ при воздействии ЭСР представлены на рисунке 2.39. Амплитуда напряжения на входе МФ составила 565 В для обоих режимов. ЭСР содержит первый пик с длительностью 1,9 нс (по уровню 0,5). Из рисунка 2.39 видно, что при воздействии ЭСР на МФ ослабляется только первый пик ЭСР. На рисунке 2.39а видно, что при возбуждении ЭСР в дифференциальном режиме максимальное напряжение на выходе МФ составило 331 В для горизонтальной и 322 В для вертикальной конфигурации каскадов МФ. Видно, что напряжение первого пика меньше и равно 311 В и 285 В соответственно. Из рисунка 2.39б видно, что максимальное напряжение на выходе МФ составило 331 В для горизонтальной и 322 В для вертикальной конфигураций каскадов МФ в синфазном режиме. Напряжение первого пика составило 307 В и 280 В соответственно. Видно, что первый пик значительно ослаблен, но не определяет максимальную амплитуду на выходе МФ. Таким образом, коэффициенты ослабления составили 1,51 раза для горизонтального и 1,55 раза для вертикального положения каскадов в обоих режимах. При воздействии ЭСР

опасными факторами являются амплитуда и мощность, применение МФ позволяет исключить влияние первого импульса, который определяет максимальную амплитуду ЭСР.

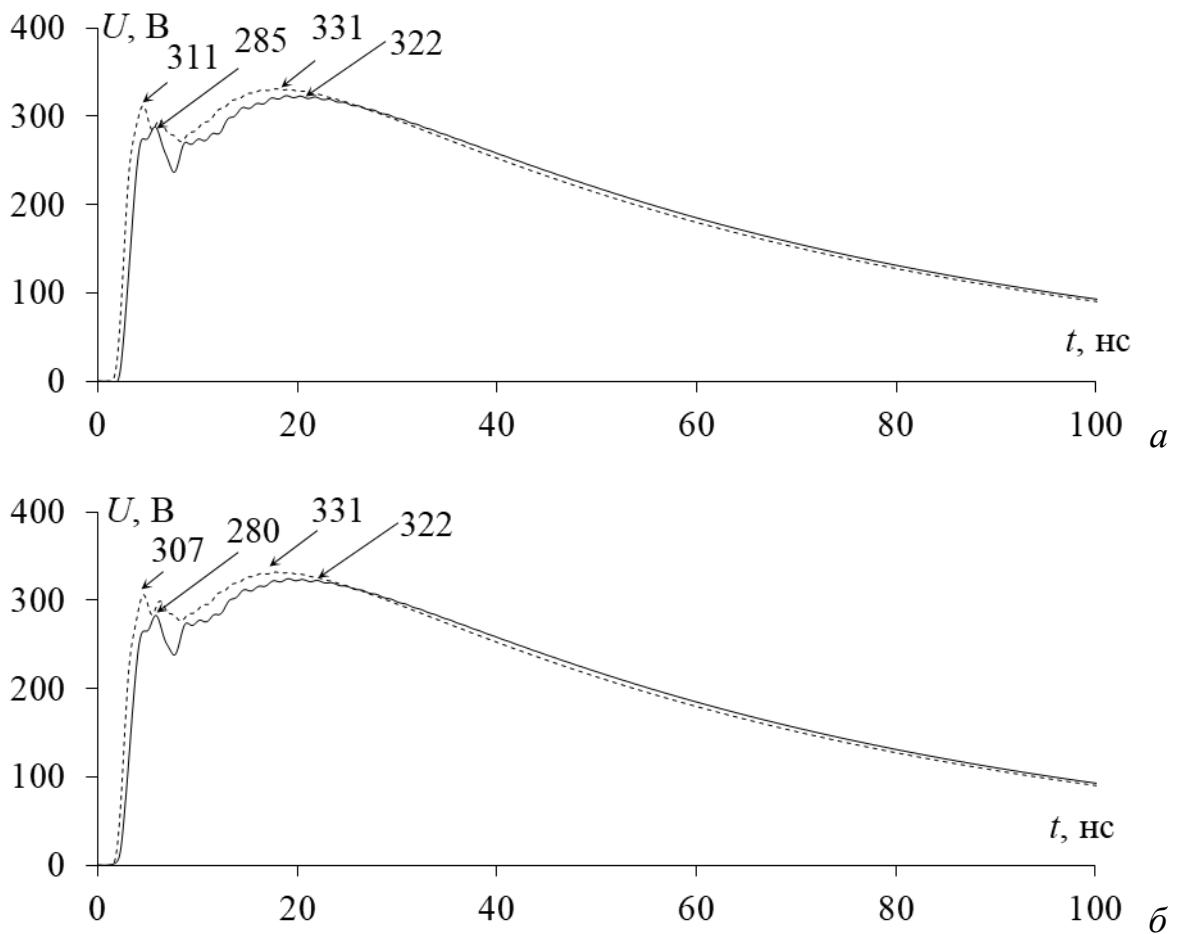


Рисунок 2.39 – Осциллограммы напряжения на выходе МФ при возбуждении ЭСР в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах, для горизонтальной (---) и вертикальной (—) конфигураций

Осциллограммы напряжения на выходе МФ при возбуждении СКИ представлены на рисунке 2.40. Амплитуда на входе МФ составляла 500 мВ для обеих конфигураций. Из рисунка 2.40а видно, что максимальная амплитуда импульсов разложения на выходе МФ составила 73 мВ для горизонтальной и 72 мВ для вертикальной конфигураций каскадов МФ при воздействии СКИ в дифференциальном режиме. Это соответствует коэффициентам ослабления 6,84 и 6,94 раза соответственно.

Из рисунка 2.40б видно, что максимальная амплитуда импульсов разложения на выходе МФ составила 68 мВ для горизонтальной и 66 мВ для

вертикальной конфигураций каскадов МФ в синфазном режиме. Таким образом, коэффициенты ослабления составили 7,35 и 7,57 раза соответственно. Кроме того, на рисунка 2.40 видно, что для конфигурации с вертикально расположенными каскадами характерны перекрестные помехи в дифференциальном и синфазном режимах. В МФ с горизонтальным расположением каскадов максимальная амплитуда импульсов на выходе МФ определяется импульсом 4, а с вертикальным – импульсом 3.

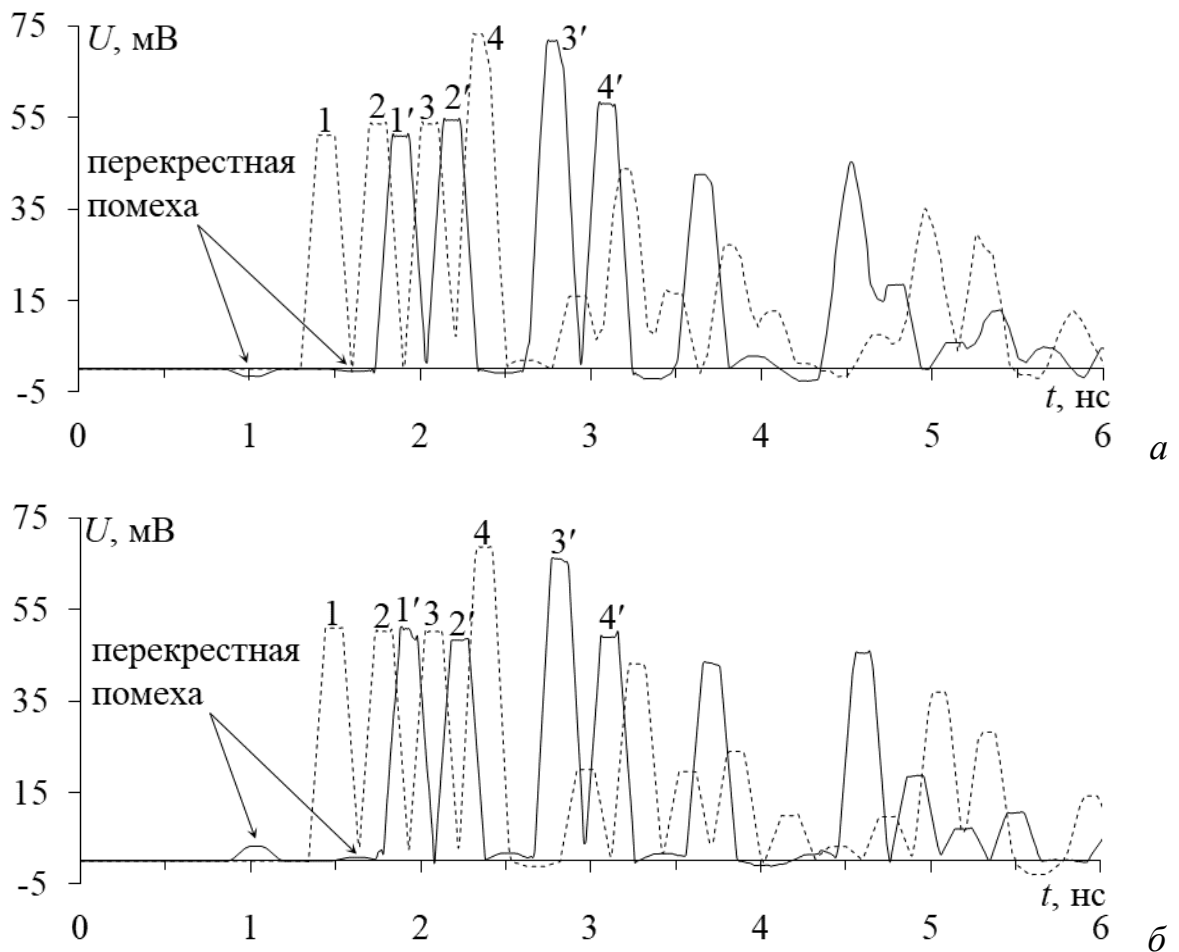


Рисунок 2.40 – Осциллограммы напряжения на выходе МФ при возбуждении СКИ в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах, для горизонтальной (- - -) и вертикальной (—) конфигураций

В таблице 2.10 приведены задержки четырех импульсов с максимальной амплитудой. Видно, что в вертикальной конфигурации импульсы разложения приходят позже, чем в горизонтальной конфигурации для обоих режимов.

Таблица 2.10 – Задержки импульсов с максимальной амплитудой

Режим	Расположение каскадов	$t_1$ , нс	$t_2$ , нс	$t_3$ , нс	$t_4$ , нс
Дифф.	горизонтальное	1,34	1,64	1,94	2,22
	вертикальное	1,73	2,03	2,61	2,93
Синф.	горизонтальное	1,3	1,6	1,9	2,2
	вертикальное	1,78	2,08	2,66	2,96

В горизонтальной конфигурации импульсы разложения имеют примерно равные (около 0,3 нс) временные интервалы. При вертикальной конфигурации интервал между вторым и третьим импульсами значительно увеличивается. В вертикальной конфигурации временные интервалы между импульсами с задержками  $t_1$  и  $t_2$  в обоих режимах составляют 0,3 нс;  $t_2$  и  $t_3$  в обоих режимах – 0,58 нс;  $t_3$  и  $t_4$  в обоих режимах – около 0,3 нс. Изменение временных интервалов при вертикальном расположении каскадов обусловлено изменением погонных параметров.

Помимо электрических характеристик при выборе конфигурации МФ необходимо учитывать его массогабаритные характеристики. Расчет массы МФ производится без учета экранирующего корпуса и основывается на значениях плотности используемых материалов, параметров поперечного сечения и длины МФ. Используя геометрические параметры МФ, рассчитана площадь, а затем вычислена масса МФ как

$$m = 4twl\rho_m + 4tw_1l\rho_m + 2hl\rho_{FR4}(2w + s + w_1), \quad (2.21)$$

где  $\rho_m$  и  $\rho_{FR4}$  – плотность меди и стеклотекстолита марки FR4 соответственно. Плотность меди принята равной  $\rho_m = 8,92$  г/см<sup>3</sup>, а для  $\rho_{FR4}$  в диапазоне от 1,6 до 1,9 г/см<sup>3</sup> использовано среднее значение. Масса МФ без экранирующего корпуса составила 7,23 г при общей длине 33 см, как для горизонтальной, так и вертикальной конфигураций. Размеры МФ при горизонтальной конфигурации: длина 33 см, ширина 13,7 мм, высота 13 мм. При вертикальной конфигурации длина 22 см, ширина 13,7 мм, высота 19,42 мм.

Таким образом, коэффициент ослабления при воздействии СКИ в дифференциальном режиме составил 6,84 раза для горизонтальной конфигурации и 6,94 раза для вертикальной, а в синфазном 7,35 раза для горизонтальной



и 7,57 раза – для вертикальной. Для ЭСР коэффициенты ослабления составили 1,51 раза для горизонтальной и 1,55 раза – для вертикальной конфигураций в обоих режимах. Выявлено, что МФ ослабляет только первый пик ЭСР.

### 2.1.2.9 Воздействие типовыми сверхкороткими импульсами

На примере двухкаскадного фильтра схема электрических соединений и поперечное сечение которого представлены на рисунках 2.42 и 2.38а. Моделирование произведено в ПО TALGAT с параметрами:  $w = 3$  мм,  $w_1 = 6$  мм,  $s = 0,5$  мм,  $h = 0,43$  мм,  $h_1 = 3$  мм,  $h_2 = 6$  мм,  $t = 0,035$  мм,  $g = 4,2$  мм,  $\epsilon_{r1} = 1$  и  $\epsilon_{r2} = 4,7$ .

В качестве тестовых воздействий использованы: оцифрованный сигнал с осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, с длительностью 300 пс по уровню 0,5 и амплитудой э.д.с.  $E=500$  мВ (рисунок 2.30) и два импульсных сигнала, рекомендованных стандартом МЭК 61000-2-13, соответствующие полупериоду и периоду синусоиды с длительностью 0,5 и 1 нс соответственно (далее по тексту воздействия 1, 2 и 3). Формы э.д.с. воздействий из стандарта МЭК 61000-2-13 приведены на рисунке 2.41.

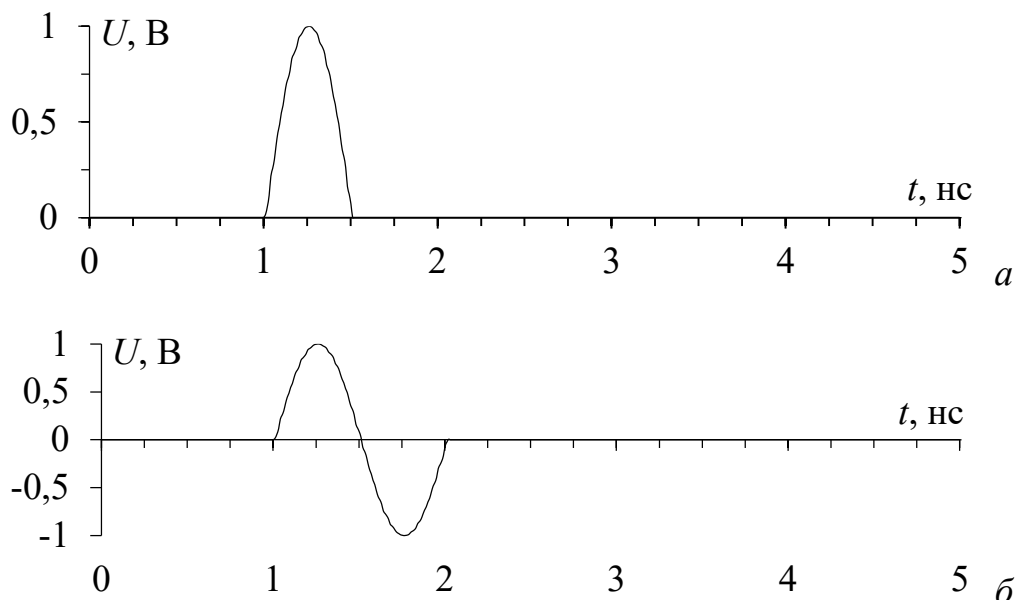


Рисунок 2.41 – Формы э.д.с. импульсных воздействий 2 (б) и 3 (в)

На рисунке 2.42 изображена схема электрических соединений МФ. Пассивные проводники соединены с электрическим экраном только на дальнем

конце каждого каскада. МФ1 – первый каскад, а МФ2 – второй, длина МФ1 = 110 мм, а МФ2 = 220 мм.

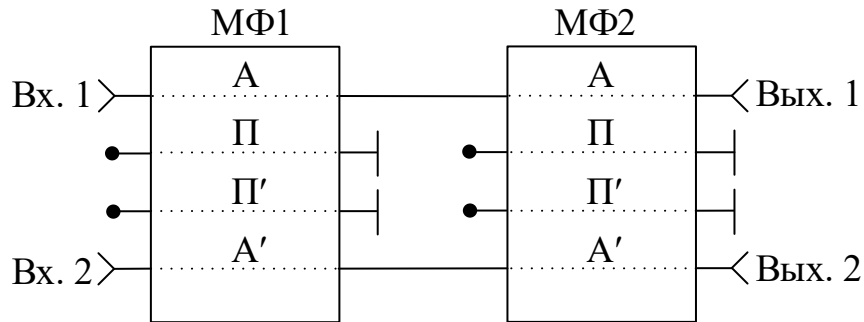


Рисунок 2.42 – Схема соединения МФ1 и МФ2: А и А' – активные проводники, П и П' – пассивные проводники

Для моделирования дифференциального режима между входными клеммами подключался генератор с внутренним сопротивлением 50 Ом, а между выходными – нагрузочное сопротивление 50 Ом. Для моделирования синфазного режима входные клеммы соединялись между собой перемычкой, к которой подключался генератор с внутренним сопротивлением 50 Ом. Выходные клеммы также соединялись перемычкой и подключались к нагрузочному сопротивлению 50 Ом.

Компьютерное моделирование выполнено без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Вычислены матрицы коэффициентов электромагнитной ( $\mathbf{L}$ ) и электростатической ( $\mathbf{C}$ ) индукций в ПО TALGAT [11]. Вычисленные матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$  имеют вид

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 336,3 & -305,9 & -0,23 & -0,0176 \\ -305,9 & 337,6 & -2,2 & -0,23 \\ -0,23 & -2,2 & 337,6 & -305,9 \\ -0,0176 & -0,23 & -305,9 & 336,3 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 315,8 & 243,7 & 21,9 & 17,6 \\ 243,7 & 315,1 & 27,3 & 21,9 \\ 21,9 & 27,3 & 315,1 & 243,7 \\ 17,6 & 21,9 & 243,7 & 315,8 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

На рисунке 2.43 приведены полученные формы напряжения на выходе МФ при воздействии 1. Максимальные напряжения импульсов на выходе МФ

составили 31 и 23 мВ для дифференциального и синфазного режимов. Вносимые затухания вычислены как в [83] и составили 18,1 и 20,7 дБ соответственно.

На рисунке 2.44 приведены формы напряжения на выходе МФ при воздействии 2. Максимальные напряжения импульсов составили 57 и 45 мВ, а вносимые затухания составили 18,9 и 20,9 дБ для дифференциального и синфазного режимов соответственно.

На рисунке 2.45 приведены формы напряжения на выходе МФ при воздействии 3. Максимальные напряжения на выходе составили минус 38 и 44 мВ, а вносимые затухания составили 37,6 и 38,9 дБ для дифференциального и синфазного режимов соответственно. Результаты моделирования сведены в таблицу 2.11. Из нее видно, что МФ ослабляет все три типа воздействий как в дифференциальном, так и синфазном режимах.

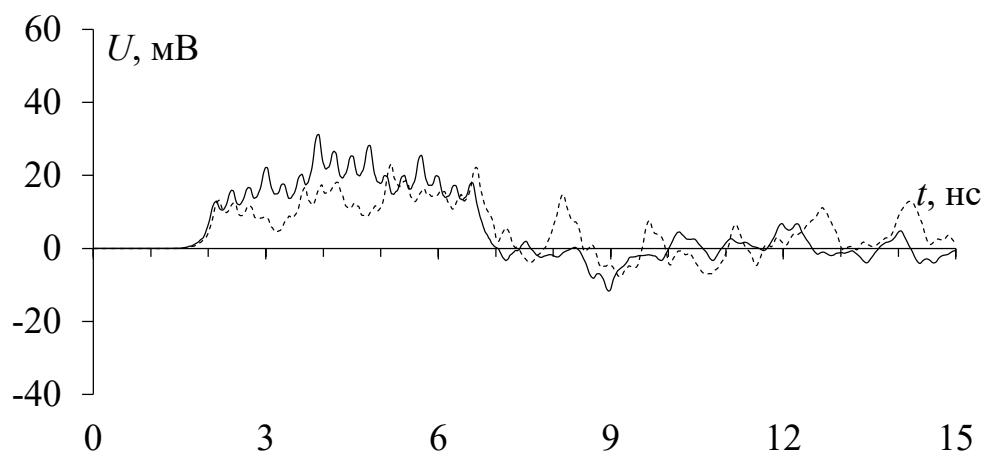


Рисунок 2.43 – Формы напряжения на выходе МФ

в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах при воздействии 1

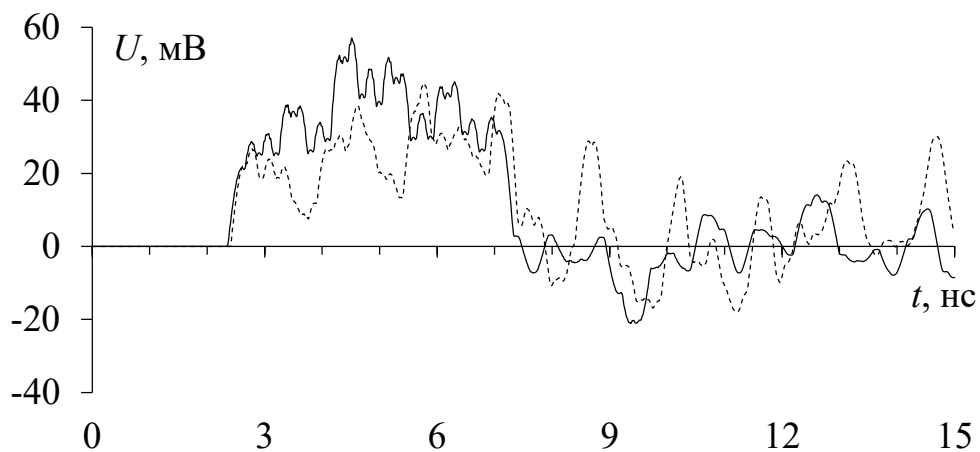


Рисунок 2.44 – Формы напряжения на выходе МФ

в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах при воздействии 2

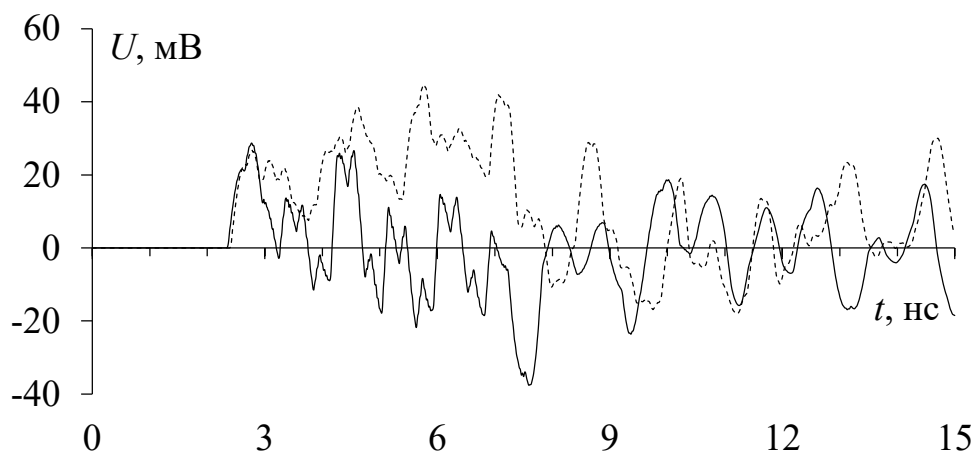


Рисунок 2.45 – Формы напряжения на выходе МФ

в дифференциальном (—) и синфазном (- - -) режимах при воздействии 3

Таблица 2.11 – Вносимое затухание (дБ) в дифференциальном и синфазном режимах

Режим работы	№ воздействия		
	1	2	3
Дифференциальный	18,1	18,9	37,6
Синфазный	20,7	20,9	38,9

Выявлено, что такой МФ способен ослаблять не только пикосекундные, но и наносекундные импульсы. Так, при воздействии оцифрованным сигналом с осциллографа С9-11 (длительность 300 пс) вносимое затухание составило 18,1 и 20,7 дБ для дифференциального и синфазного режимов. При воздействии импульсными сигналами, соответствующими полупериоду и периоду синусоиды

(длительность 0,5 и 1 нс), аналогичные значения составили 18,9, 20,9 дБ и 37,6, 38,9 дБ соответственно.

### 2.1.3 Разработка макетов

Устройство для защиты от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах представляет собой экранированную полосковую структуру, которая состоит из электрического экрана и шести проводников одинаковой длины, расположенных в неоднородном диэлектрическом заполнении. Активные проводники рассчитаны на номинальный ток 1,9 А, при условии, что протекание тока увеличит температуру проводника на 1°С. Значение тока вычислено в соответствии с международным стандартом по производству ПП IPC-2221. Согласно ему ток, на который рассчитан проводник, вычисляется по (2.16). Для реализации условий, при которых появляются необходимые модальные явления, взяты следующие значения параметров:  $w = 3$  мм,  $w_1 = 6$  мм,  $g = 4,2$  мм,  $s = 0,5$  мм,  $t = 35$  мкм,  $h = 430$  мкм,  $h_1 = 3$  мм,  $h_2 = 6$  мм,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{r2} = 4,7$ . На рисунках 2.46 и 2.47 изображены фотошаблоны, по которым изготовлены ПП каскадов МФ методом позитивного фоторезиста. ПП, из которых изготовлены каскады МФ с горизонтальным расположением каскадов, изображены на рисунке 2.48. При изготовлении ПП использован материал СТФ-2-35-0,5.

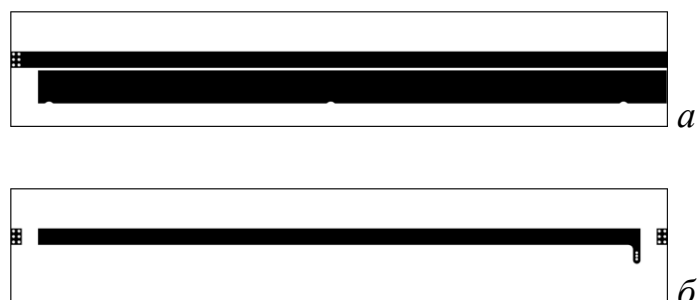


Рисунок 2.46 – Фотошаблоны верхнего (а) и нижнего (б) слоев  
ПП МФ1 (длина 110 мм)

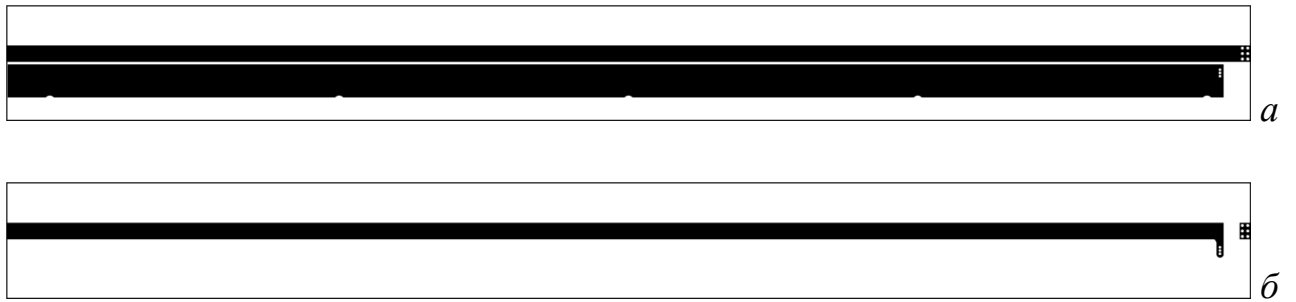


Рисунок 2.47 – Фотошаблоны верхнего (а) и нижнего (б) слоев  
ППИ МФ2 (длина 220 мм)

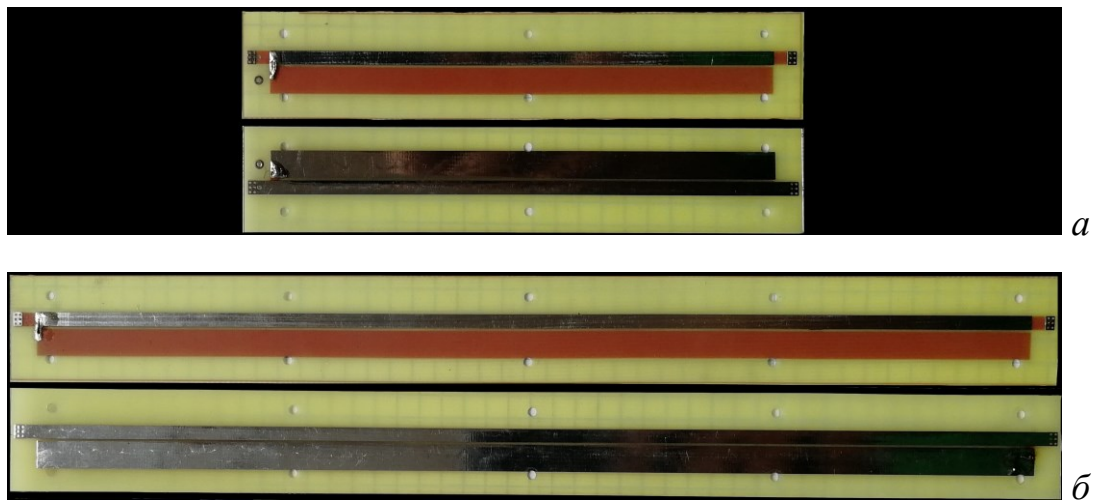


Рисунок 2.48 – Макеты ППИ МФ1 (а) и МФ2 (б)

На рисунке 2.49 показаны место вывода коаксиальных кабелей и размещение ППИ МФ в экранирующем корпусе. В макете двухкаскадного МФ опорные проводники через каждые 50 мм соединяются с корпусом.

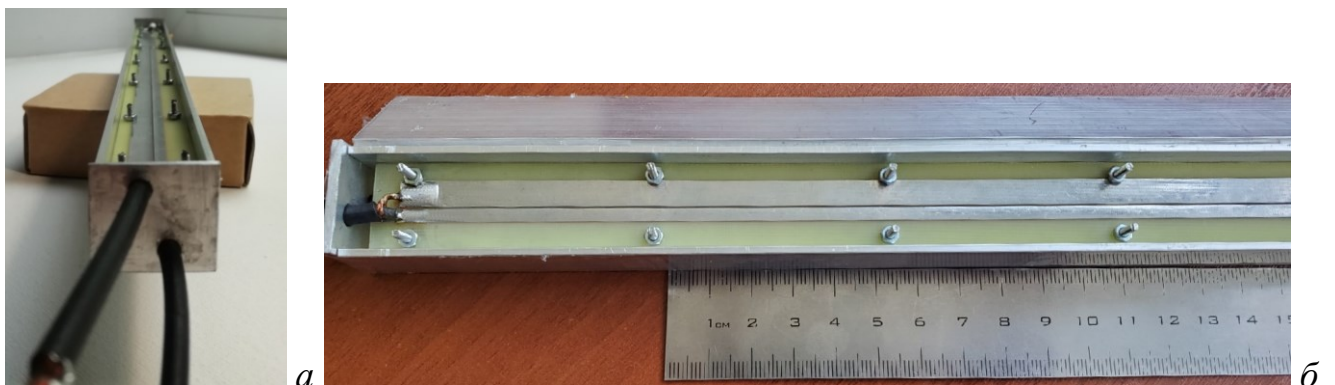


Рисунок 2.49 – Место вывода коаксиальных кабелей (а)  
и размещение ППИ МФ в экранирующем корпусе (б)

При проектировании макета двухкаскадного МФ с горизонтальным расположением каскадов, который показан рисунке 2.50, использованы такие же параметры поперечного сечения МФ и схема электрических соединений, как и при моделировании. Макет МФ, без учета кабелей для подключения, имеет геометрические размеры  $335 \times 25 \times 22$  мм. Электрический экран с толщиной стенок 2 мм изготовлен из алюминиевого сплава марки Д16Т.

Фотошаблоны для изготовления двухкаскадного экранированного МФ с расположением каскадов друг над другом изображены на рисунках 2.51 и 2.52. На рисунке 2.53 показано расположение каскадов без экранирующего корпуса. ПП каскадов МФ крепятся при помощи винтов М3, опорные проводники также соединяются с корпусом через каждые 50 мм.



Рисунок 2.50 – Макет экранированного МФ с горизонтальным расположением каскадов

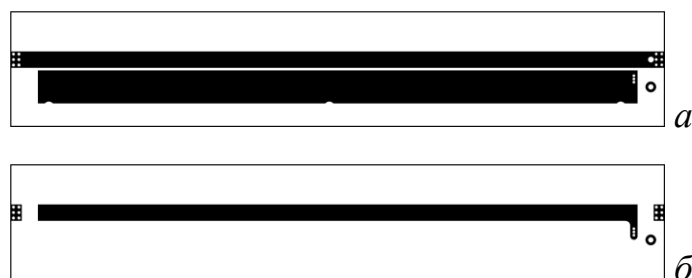


Рисунок 2.51 – Фотошаблоны верхнего (а) и нижнего (б) слоев ПП МФ1 (длина 110 мм)

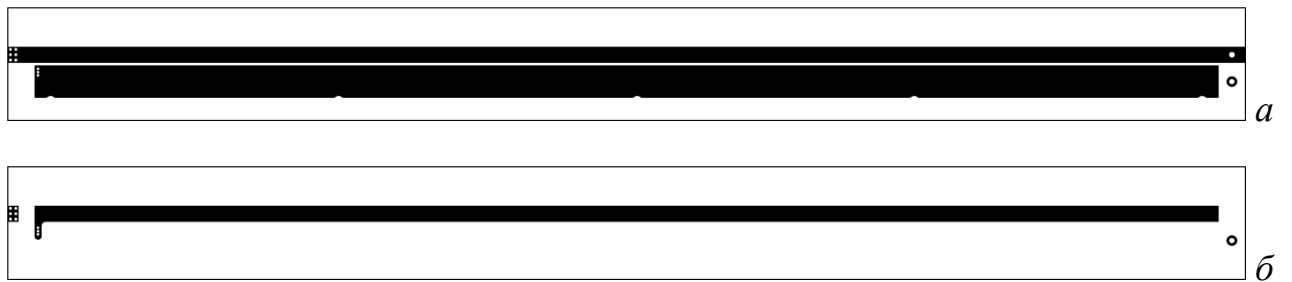


Рисунок 2.52 – Фотошаблоны верхнего (а) и нижнего (б) слоев  
ПП МФ2 (длина 220 мм)

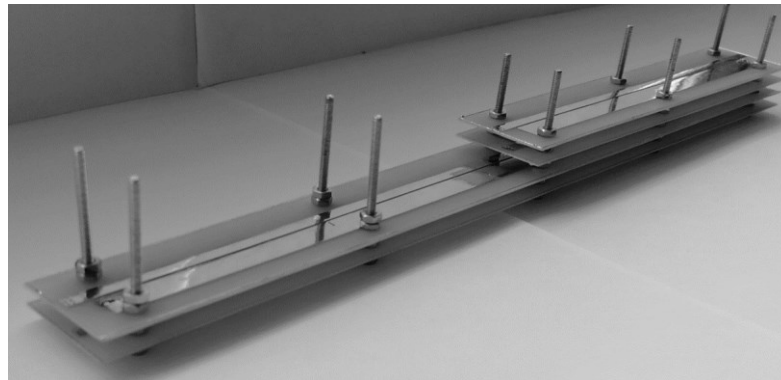


Рисунок 2.53 – Макет МФ с вертикальным расположением  
каскадов без экранирующего корпуса

При проектировании макета двухкаскадного МФ с вертикальным расположением каскадов, который показан на рисунке 2.54, использованы такие же параметры поперечного сечения МФ и схема электрических соединений, как и при моделировании.

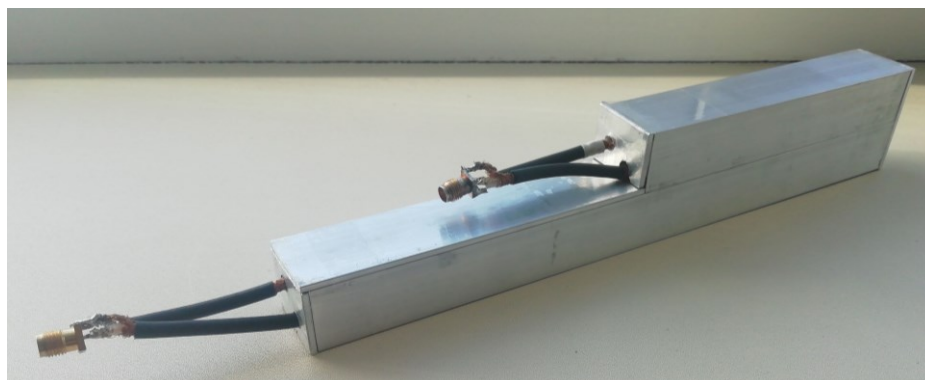


Рисунок 2.54 – Макет экранированного МФ  
с вертикальным расположением каскадов



## 2.1.4 Экспериментальные исследования двухкаскадного экранированного модального фильтра с горизонтальным и вертикальным расположениями каскадов

### 2.1.4.1 Измерение характеристик

Для экспериментальных исследований МФ во временной области использован осциллограф вычислительный комбинированный С9-11. Схема соединений функциональных модулей для измерений изображена на рисунке 2.55. Выполнена калибровка прибора. Погрешность составила по шкале амплитуды  $\pm 3\%$ , а по времени  $\pm 2\%$ . Измерительная установка работает на стробоскопическом способе регистрации сигналов в диапазоне от пико- до микросекундной длительностей. Для формирования импульса используется обостритель на диоде с накоплением заряда. На выходе формирователя получается импульс с длительностью 300 пс по уровню 0,5 и э.д.с. 500 мВ (рисунок 2.30).

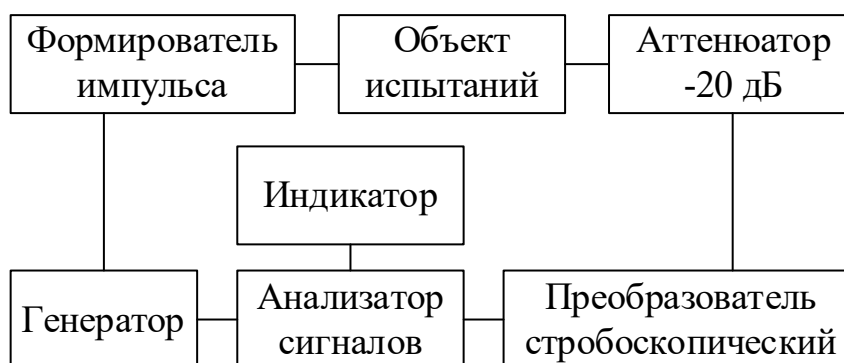


Рисунок 2.55 – Схема для измерений во временной области

Выполнено сравнение электродинамического моделирования и эксперимента (моделирование выполнено с учетом потерь). В качестве материала основы выбран стеклотекстолит. В качестве материала проводников выбрана медь с проводимостью  $\sigma = 59,5 \cdot 10^6$  См/м, а корпуса – алюминий с проводимостью  $\sigma = 3,56 \cdot 10^7$  См/м. Использована математическая модель потерь из [158, 159].

Формы выходного напряжения в результате эксперимента приведены на рисунке 2.56, а электродинамического моделирования – на рисунке 2.57. Также

приведены результаты для вертикального расположения на рисунках 2.58 и 2.59  
Значения  $U_{\max}$  и коэффициенты ослабления приведены в таблице 2.12.

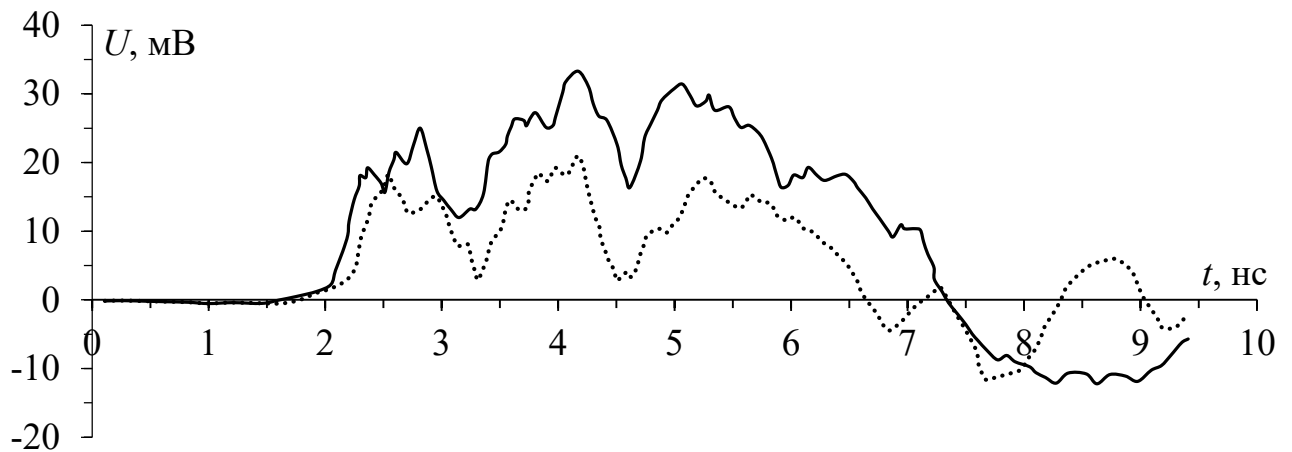


Рисунок 2.56 – Формы напряжения на выходе экранированного МФ  
с горизонтальным расположением каскадов в дифференциальном (—)  
и синфазном (····) режимах, полученные при эксперименте

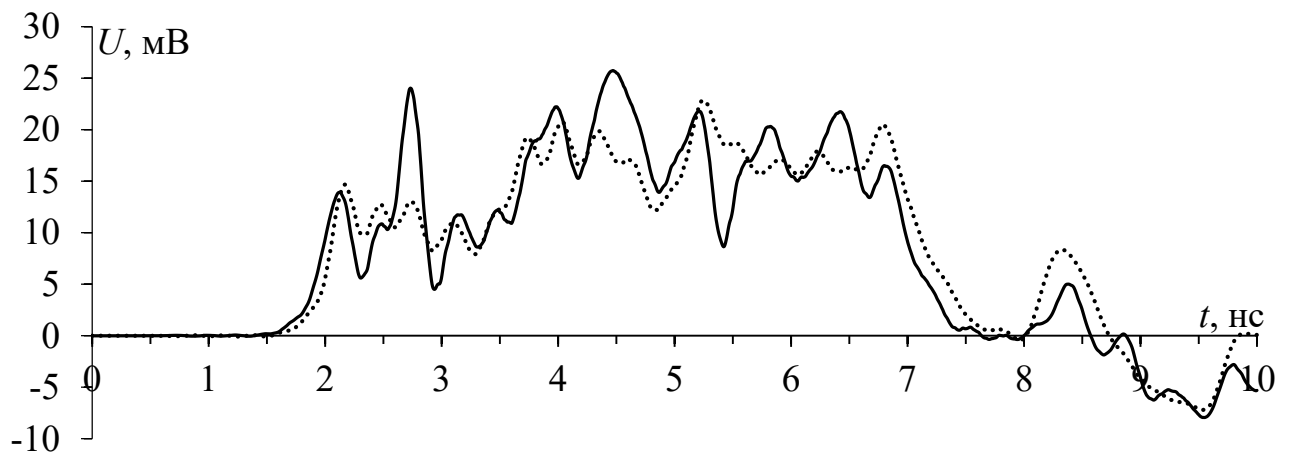


Рисунок 2.57 – Формы напряжения на выходе экранированного МФ  
с горизонтальным расположением каскадов в дифференциальном (—)  
и синфазном (····) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

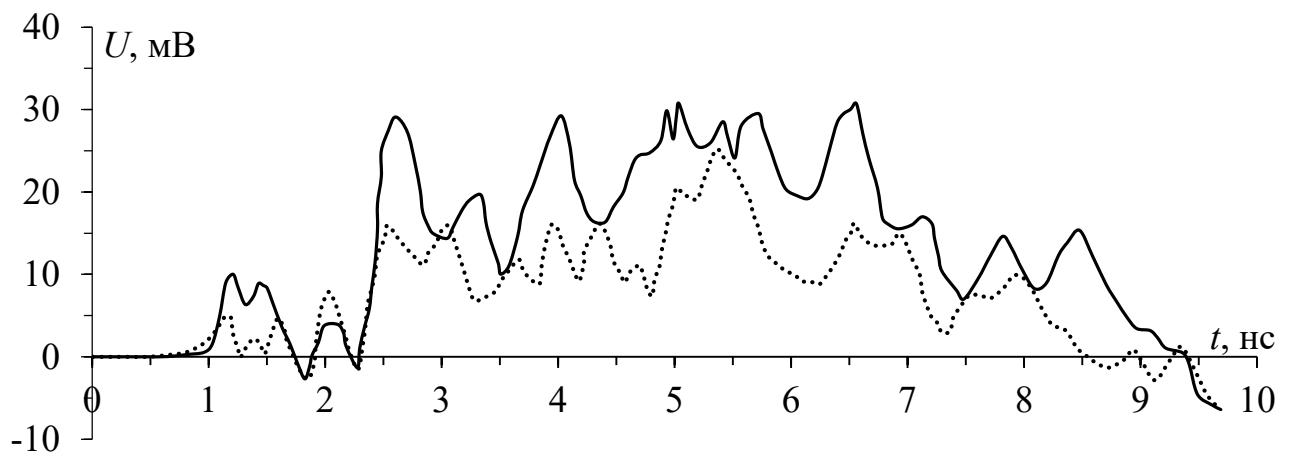


Рисунок 2.58 – Формы напряжения на выходе экранированного МФ с вертикальным расположением каскадов в дифференциальном (—) и синфазном (····) режимах, полученные при эксперименте

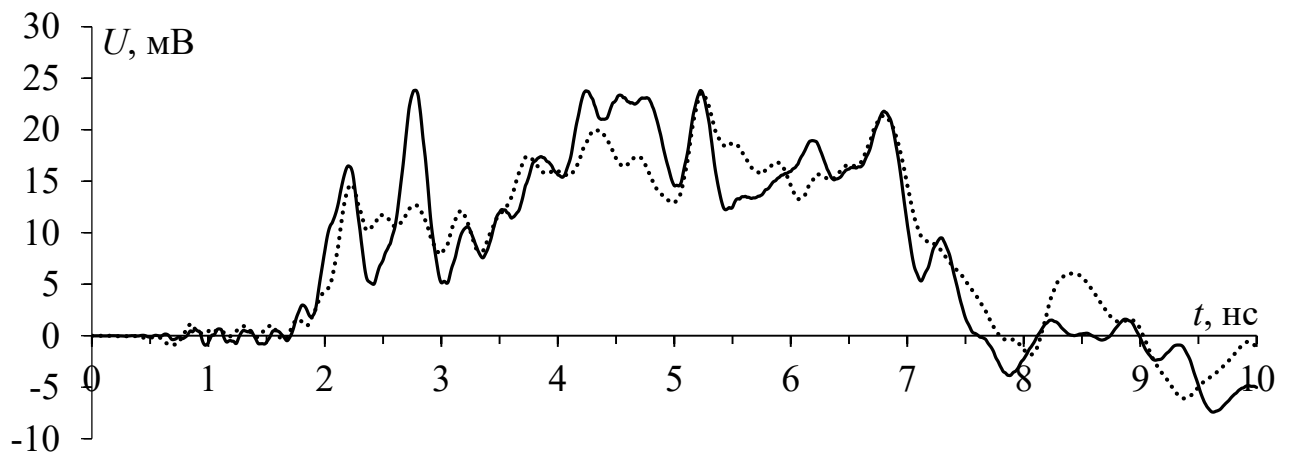


Рисунок 2.59 – Формы напряжения на выходе экранированного МФ с вертикальным расположением каскадов в дифференциальном (—) и синфазном (····) режимах, полученные при электродинамическом моделировании

Таблица 2.12 – Результаты измерений и моделирования МФ

Каскады	Режим	$U_{\max}$ , мВ		Ослабление, раз	
		Моделирование	Измерение	Моделирование	Измерение
Горизонт.	Дифф.	25,7	32	9,7	7,8
	Синф.	22,8	21	10,9	11,9
Вертикал.	Дифф.	23,9	30	10,5	8,3
	Синф.	23,6	25	10,6	10

В МФ с горизонтальным расположением каскадов, значения  $U_{\max}$  в эксперименте составляют 32 мВ в дифференциальном режиме и 21 мВ в синфазном, а при электродинамическом моделировании 25,7 мВ и 22,8 мВ

соответственно. Отклонения значений  $U_{\max}$  вычисленных по (2.23), при моделировании и эксперименте составили 10,9% для дифференциального и 4,1% для синфазного режимов. В МФ с вертикальным расположением каскадов, значения  $U_{\max}$  в эксперименте составляют 30 мВ в дифференциальном режиме и 25 мВ в синфазном, а при электродинамическом – 23,9 мВ и 23,6 мВ соответственно. Отклонения значений  $U_{\max}$  вычисленные по (2.23), при моделировании и эксперименте составили 11,3% для дифференциального и 2,8% для синфазного режимов. Различия результатов моделирования и эксперимента (амплитуды импульсов, время их прихода и интервалов между переотражениями), обусловлены неучтенным влиянием коаксиальных отводов, соединителей, технологической оснастки и крепежа, а также различия реальных параметров и принятых при моделировании.

Таким образом, впервые экспериментально подтверждено ослабление СКИ двухкаскадным экранированным МФ в дифференциальном и синфазном режимах. В результате эксперимента и электродинамического моделирования МФ для работы в синфазном и дифференциальном режимах с горизонтальным и вертикальным расположениями каскадов получено, что э.д.с. импульсного воздействия амплитудой 500 мВ и длительностью 300 пс (по уровню 0,5) раскладывается на последовательность импульсов. Для МФ с горизонтальным расположением каскадов, при эксперименте достигается ослабление 7,8 в дифференциальном и 11,9 раза в синфазном режимах, и 9,7 и 10,9 раза при моделировании, соответственно. Для МФ с вертикальным расположением каскадов, при эксперименте достигается ослабление 8,3 в дифференциальном и 10 раз в синфазном режимах и 10,5 и 10,6 раза при моделировании, соответственно. Габариты макетов без учета кабелей для подключения составляют 335 x 25 x 22 мм для горизонтального расположения каскадов и 225 x 25 x 40 мм для вертикального расположения каскадов, при длине каскадов – 110 и 220 мм в обеих конфигурациях.

### 2.1.4.2 Анализ экранирующих свойств корпуса

Здесь выполнены вычислена эффективность экранирования (ЭЭ) корпуса МФ и оценены излучаемые эмиссии и восприимчивость к ЭМП МФ из рисунка 2.50. На рисунке 2.60 показан МФ с нагрузками ( $R = 50 \text{ Ом}$ ) на концах активных проводников в экранирующем корпусе и без него.



Рисунок 2.60 – МФ в экранирующем корпусе (а) и без него (б)

Измерения проведены с помощью полосковой линии (ПЛ) [160], измерительного приёмника (ИП) ЭМП «Rohde&Schwarz ESRP 7» и скалярного анализатора цепей «Микран Р2М-40». Собрано два испытательных стенда: для измерения излучаемой электромагнитной эмиссии (рисунок 2.61 а) и восприимчивости к электромагнитному полю (рисунок 2.61 б). Измерительные стенды состоят из вышеперечисленных измерительных приборов, СВЧ-кабелей, согласованных нагрузок (СН), персонального компьютера (ПК), детектора «Микран Д42-50-05» и направленного ответвителя. При измерениях ИП настроен в режим накопления данных с временным сканированием в полосе частот 120 кГц и временем 0,5 с.

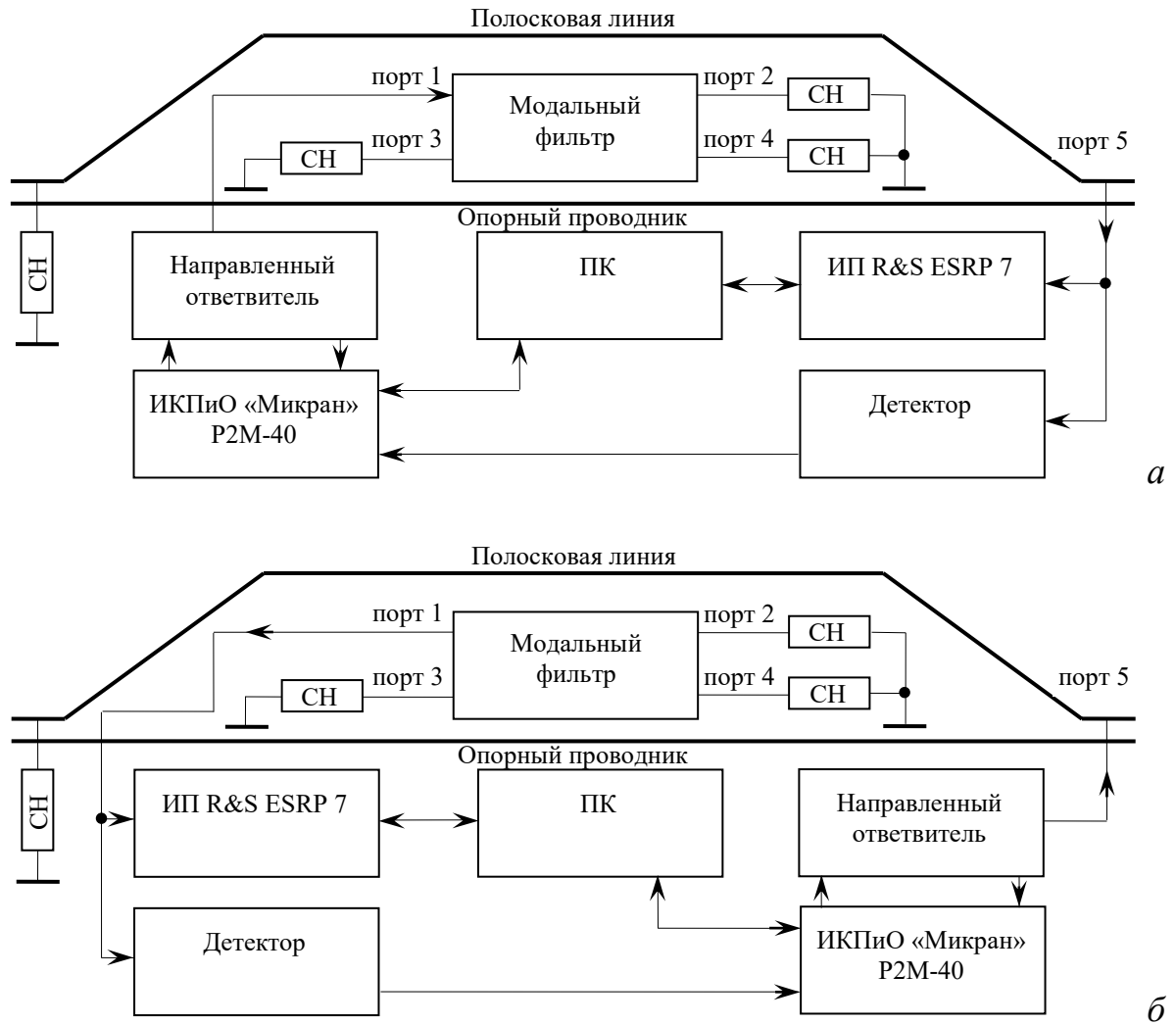


Рисунок 2.61 – Схемы установок для измерения излучаемых электромагнитных эмиссий (а) и восприимчивости (б) МФ

Для анализа характеристик макет двухкаскадного МФ размещался внутри ПЛ в электромагнитном экране и без него, под углами  $0^\circ$  и  $180^\circ$  относительно направления ПЛ. На рисунке 2.62 показаны кривые ЭЭ корпуса МФ, вычисленные на основе измеренных  $S$ -параметров.

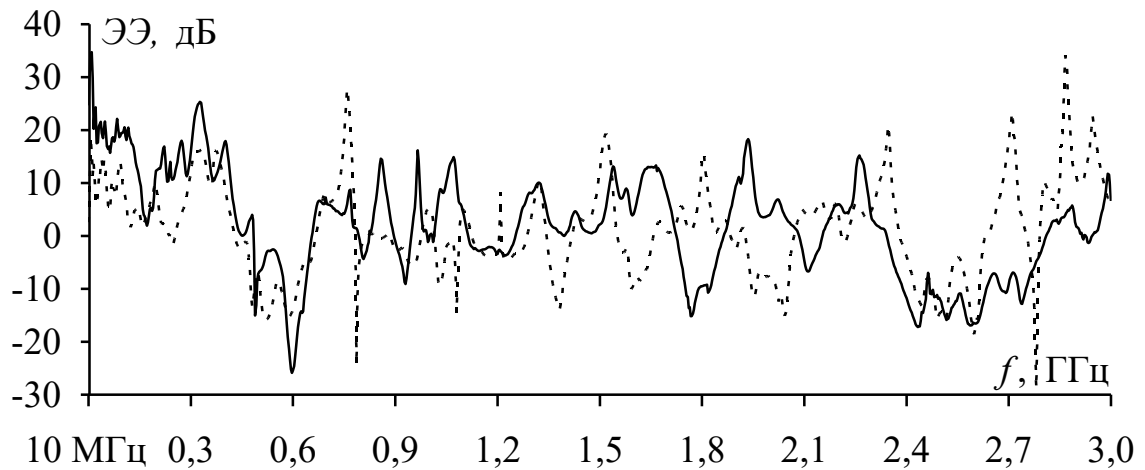
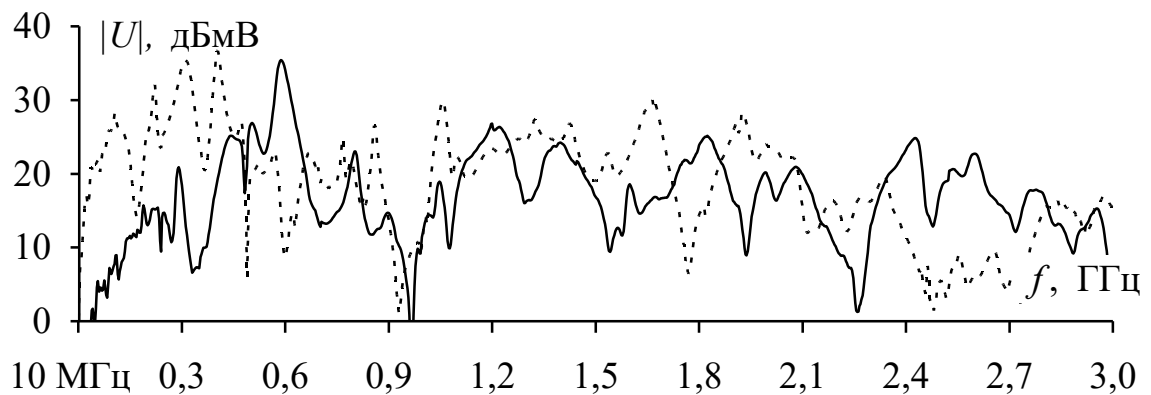


Рисунок 2.62 – Вычислены частотные зависимости ЭЭ при положении МФ относительно ПЛ под углами  $0^\circ$  (- - -) и  $180^\circ$  (—)

На основе измеренных  $S$ -параметров вычислены частотные зависимости восприимчивости (рисунок 2.63) и помеховых излучений (рисунок 2.64) экранированного и неэкранированного макетов МФ, при повороте внутри ПЛ относительно плоскости опорного проводника на углы  $0^\circ$  и  $180^\circ$ .



a

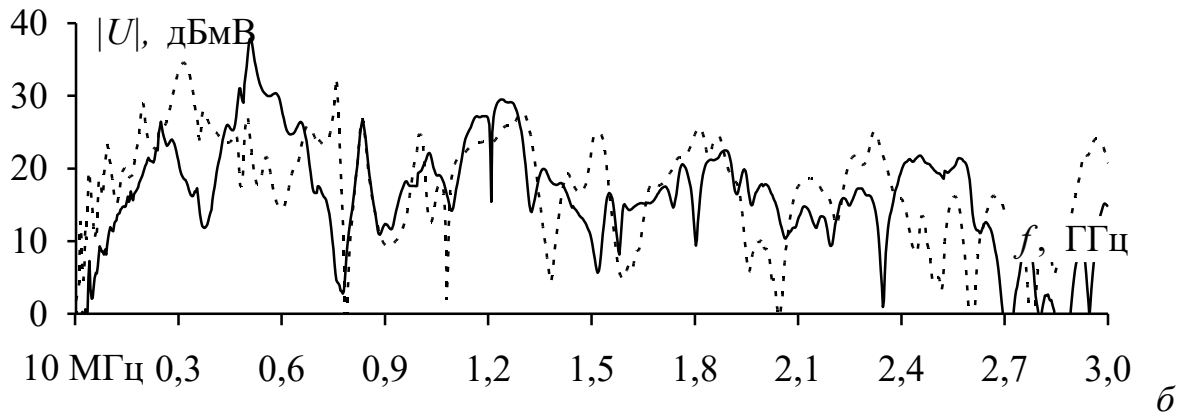


Рисунок 2.63 – Вычисленные частотные зависимости восприимчивости МФ с экраном (—) и без него (---) при  $0^\circ$  (а) и  $180^\circ$  (б)

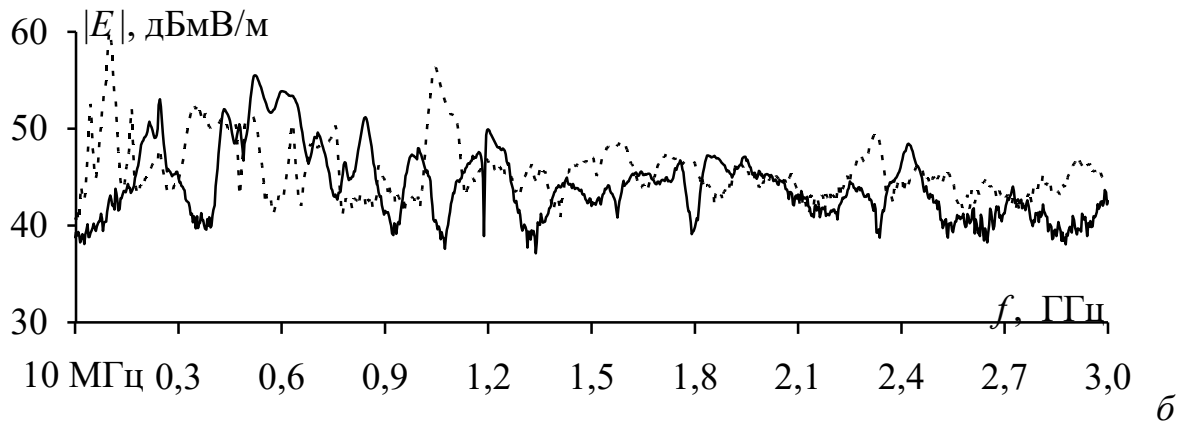
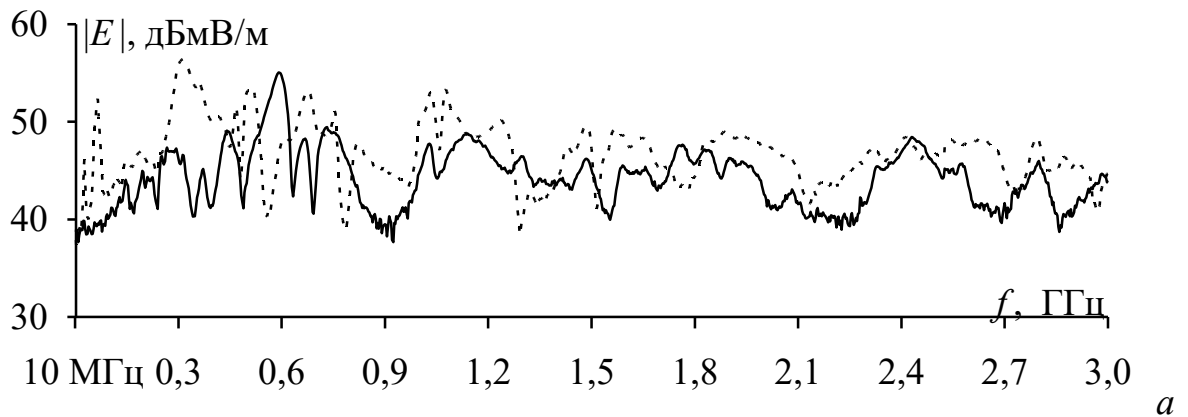


Рисунок 2.64 – Вычисленные частотные зависимости излучаемой эмиссии МФ с экраном (—) и без него (---) при  $0^\circ$  (а) и  $180^\circ$  (б)

Измерения электромагнитных эмиссий приведены при условии поступления на вход фильтра СВЧ-сигнала мощностью +20 дБм (100 мВт).



Таким образом, произведена оценка ЭЭ, влияния экранирующего корпуса на восприимчивость к ЭМП и амплитуды электромагнитных излучений. Так, минимальные значения ЭЭ корпуса наблюдаются при расположении макета МФ под углом  $0^\circ$  на частотах 0,5 – 1,3, 1,6 – 1,9 и 2,4 – 2,9 ГГц. Значения варьируются от минус 8 до минус 13 дБ с пиком минус 26 дБ на первой резонансной частоте корпуса (600 МГц). При повороте макета МС на  $180^\circ$  минимальные значения отмечены на частотах 0,5 – 1,3, 1,6 – 1,7, 1,9 – 2,1 и 2,4 – 2,8 ГГц, значения ЭЭ варьируются от минус 4 до минус 15 дБ, с пиками минус 27 дБ на частоте 0,8 ГГц и минус 29 дБ на частоте 2,8 ГГц. Такие эффекты возникают из-за отверстий для коаксиальных кабелей, влияния соединителей и плат МФ, расположенных внутри корпуса. Полученные значения восприимчивости МФ в экранирующем корпусе не превышают 38 и 35 дБмВ на частотах, близких к первой резонансной частоте корпуса (600 МГц) при углах  $0^\circ$  и  $180^\circ$  соответственно. В то же время для МФ без корпуса наблюдается высокий уровень восприимчивости на частотах от 10 до 450 МГц. Таким образом, корпус снижает уровень восприимчивости на 5 – 30 дБ в диапазоне частот до 450 МГц. Рассчитанные значения излучаемой эмиссии для МФ без экранирующего корпуса составили 55 и 60 дБмВ/м максимум, в диапазоне частот до 150 МГц, при углах поворота  $0^\circ$  и  $180^\circ$ . Эти значения уменьшаются, при размещении фильтра в корпусе, до 53 и 55 дБмВ/м, соответственно.

## **2.2 Разработка модального фильтра на керамической подложке, работающего в дифференциальном и синфазном режимах**

В данном подразделе представлен подход к совершенствованию характеристик МФ, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, за счет применения керамического материала.

## 2.2.1 Исследование временных и частотных характеристик

### 2.2.1.1 Анализ электрических характеристик двухпроводного модального фильтра на керамической подложке

Рассматривается исследование временных и частотных характеристик МФ на керамической подложке. Построение поперечного сечения и вычисление матриц погонных параметров выполнено в ПО TALGAT, без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Параметры поперечного сечения выбраны из предложенных производителем керамических подложек, а значения  $w$  и  $s$  – по результатам эвристической оптимизации по критерию максимизации разности погонных задержек мод.

Поперечное сечение МФ показано на рисунке 2.65а, где  $d=2$  мм,  $w=15,5$  мм,  $t=0,3$  мм,  $s=2$  мм,  $h=0,63$  мм,  $l=47$  мм,  $\text{tg}\delta=4 \cdot 10^{-4}$ ,  $\epsilon_r=10$ . Принято  $R=50$  Ом, а на концах пассивного проводника установлены оконечные нагрузки в режиме ХХ-КЗ (рисунок 2.65б).

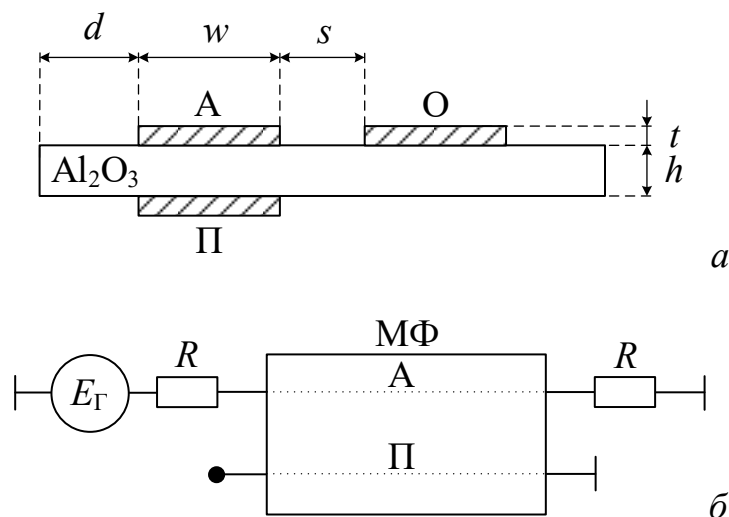


Рисунок 2.65 – Поперечное сечение (а) и схема электрических соединений МФ с лицевой связью на керамической подложке

Матрицы  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\boldsymbol{\tau}$ , полученные в результате моделирования МФ с оптимальными параметрами:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 2,24716 \cdot 10^{-9} & -2,22266 \cdot 10^{-9} \\ -2,22266 \cdot 10^{-9} & 2,24665 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{Ф/м}, \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 4,21785 \cdot 10^{-7} & 3,99344 \cdot 10^{-7} \\ 3,99344 \cdot 10^{-7} & 4,23677 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix} \text{Гн/м.}$$

$$\tau = \begin{bmatrix} 4,44376 \cdot 10^{-9} \\ 1,01221 \cdot 10^{-8} \end{bmatrix} \text{с/м}, \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 93,6 & 91,3 \\ 91,3 & 93,56 \end{bmatrix} \text{Ом}, Z_m = \begin{bmatrix} Z_e \\ Z_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 184,137 \\ 2,287 \end{bmatrix} \text{Ом.}$$

Из первичных электрических параметров вычислены коэффициенты емкостной  $K_C$  и индуктивной  $K_L$  связи [161] также приведен коэффициент связи для МФ на керамической подложке:

$$K_C = \frac{|C_{12}|}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} = 0,989, K_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} = 0,945, K = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} = 0,975.$$

где  $Z_e$  – импеданс четной моды,  $Z_o$  – импеданс нечетной моды.

Для определения допустимой длительности СКИ, при которой МФ на керамической подложке (рисунок 2.65) оказывает достаточное ослабление, проведено компьютерное моделирование в ПО ADS. В моделировании использованы матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$ , вычисленные в ПО TALGAT. По результатам моделирования построена зависимость (рисунок 2.66) вносимого затухания ( $\beta$ ) от общей длительности импульса ( $t_\Sigma$ ). В качестве тестового воздействия использован трапецевидный импульс амплитудой 1 В (рисунок 2.8). Вносимое затухание вычислено по формуле (1.2).

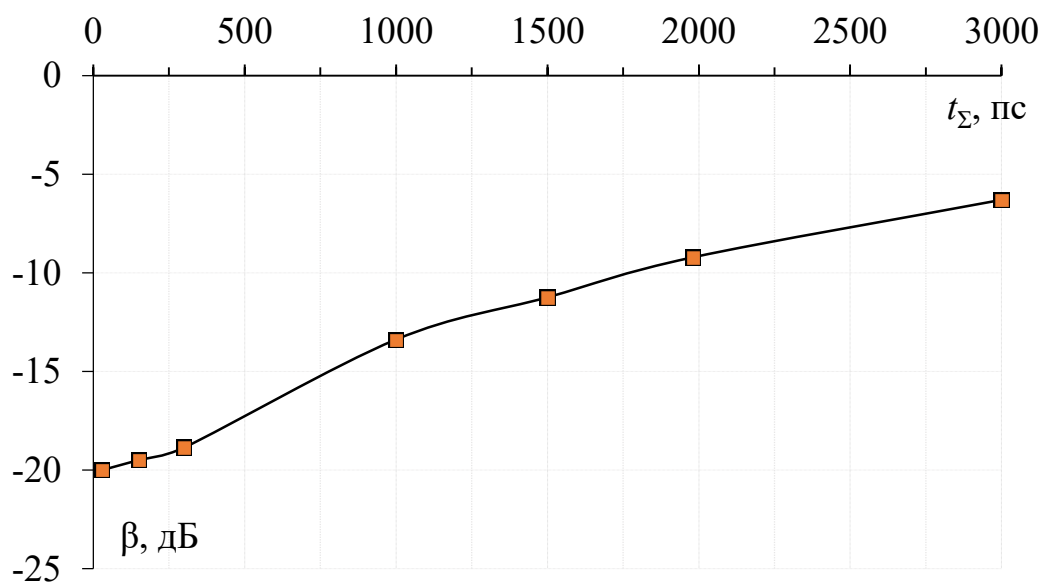


Рисунок 2.66 – Зависимость вносимого затухания от длительности импульса

При использовании в цепях питания важным параметром МФ является пропускная способность по току. Она определяется по стандартам, как в подразделе 2.1.2.1. Так, для МФ (рисунок 2.65) площадь поперечного сечения активного проводника составляет  $4,65 \text{ мм}^2$ , что в соответствии с IPC-2221, соответствует току 30 А, при условии, что протекание тока увеличит температуру проводника на  $1^\circ\text{C}$ . Активное сопротивление проводника по постоянному току составляет 177 мкОм:

$$R = \frac{l\rho}{S} = \frac{0,047(\text{м}) \cdot 0,0175(\text{Ом} \cdot \text{мм}^2)}{4,65(\text{мм}^2 \cdot \text{м})} = 177 \text{ мкОм}, \quad (2.22)$$

где  $\rho$  – удельное сопротивление меди  $0,0175 (\text{Ом} \cdot \text{мм}^2)/\text{м}$ ,  $l$  – длина проводника,  $S$  – площадь поперечного сечения проводника.

При эксплуатации в авионике к основным требованиям к МФ добавляется такой критерий как масса, которая для МФ (рисунок 2.65) вычисляется как

$$m = 3wlp_m + hl\rho_k(2w + s + 2g) = 20,6 \text{ г},$$

где  $p_m$  – плотность меди ( $8,92 \text{ г/см}^3$ ),  $p_k$  – плотность керамики  $\text{Al}_2\text{O}_3$  ( $3,99 \text{ г/см}^3$ ).

Выполнено электродинамическое моделирование временных и частотных характеристик МФ на керамической подложке. В качестве входного воздействия использован оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11 с параметрами э.д.с., как на рисунке 2.30. Частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  получены в диапазоне частот от 0 до 15 ГГц. На рисунке 2.67 приведены формы напряжения на входе и выходе МФ, а на рисунке 2.68 – его частотные характеристики  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$ .

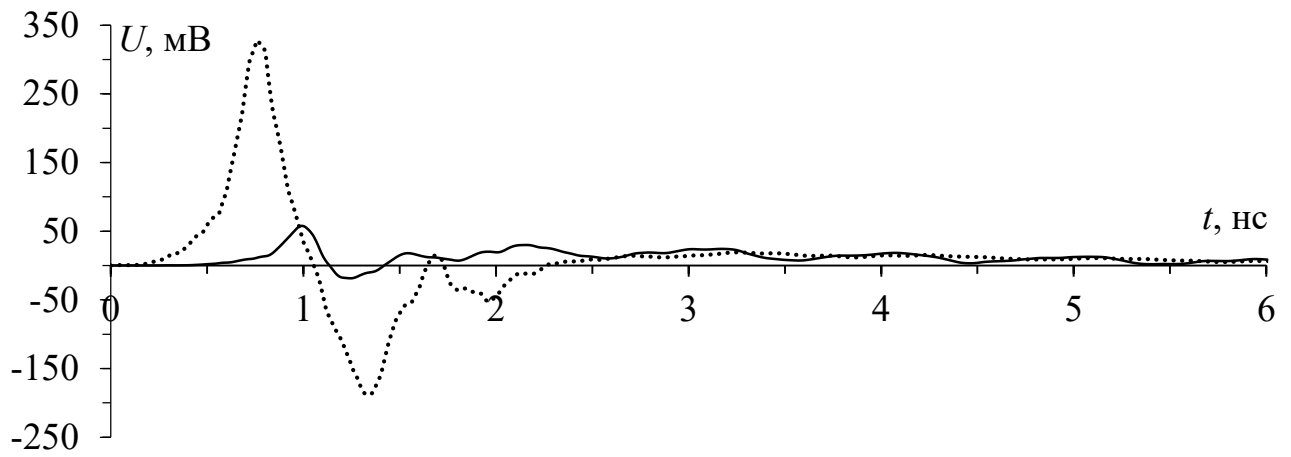


Рисунок 2.67 – Формы напряжения на входе (···) и выходе (—)

МФ на керамической подложке

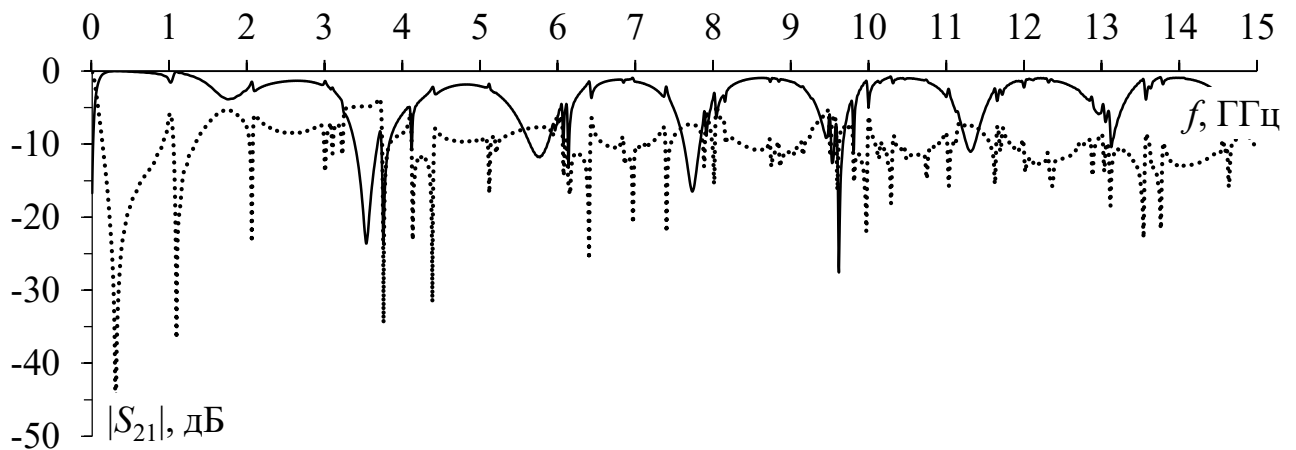


Рисунок 2.68 –  $|S_{21}|$  (···) и  $|S_{11}|$  (—) МФ на керамической подложке

Максимальная амплитуда импульсов на выходе МФ 57 мВ в 4,38 раза меньше половины э.д.с. Частота среза по уровню минус 3 дБ для  $|S_{21}|$  составила 63 МГц.

Таким образом, по результатам электродинамического моделирования МФ на керамической подложке, со значением  $\epsilon_r$  материала подложки равным 10, ослабляет СКИ в 4,38 относительно половины э.д.с., что соответствует вносимому затуханию минус 12,84 дБ, при длине всего 47 мм. Кроме того, анализ частотных характеристик показал, что исследуемый МФ обладает признаками LC-фильтра отражательного типа, что дополнительно повышает его защитные свойства.

### 2.2.1.2 Модальный фильтр на керамической подложке, работающий в дифференциальном и синфазном режимах

В подразделе 1.5 определено оптимальное расположение проводников МФ, предназначенного для работы в дифференциальном и синфазном режимах. Поперечное сечение и схема электрических соединений приведены на рисунке 2.69. Одним из важных параметров при проектировании МФ для работы в дифференциальном и синфазном режимах является расстояние ( $h_1$ ) между двумя МФ с лицевой связью. Необходимо определить оптимальное значение  $h_1$  при воздушном заполнении. МФ выполнен из двух МФ на керамической подложке (рисунок 2.65). Выполнено квазистатическое моделирование для определения зависимости  $\beta$  от  $h_1$  при  $R=50$  Ом. В качестве тестового воздействия использован трапециевидный импульс с параметрами э.д.с. как на рисунке 2.8. В таблицу 2.13 сведены значения  $U_{\text{вых}}$  и  $\beta$  в дифференциальном и синфазном режимах при изменении  $h_1$ , а на рисунке 2.70 – сглаженные зависимости  $\beta$  от  $h_1$ .

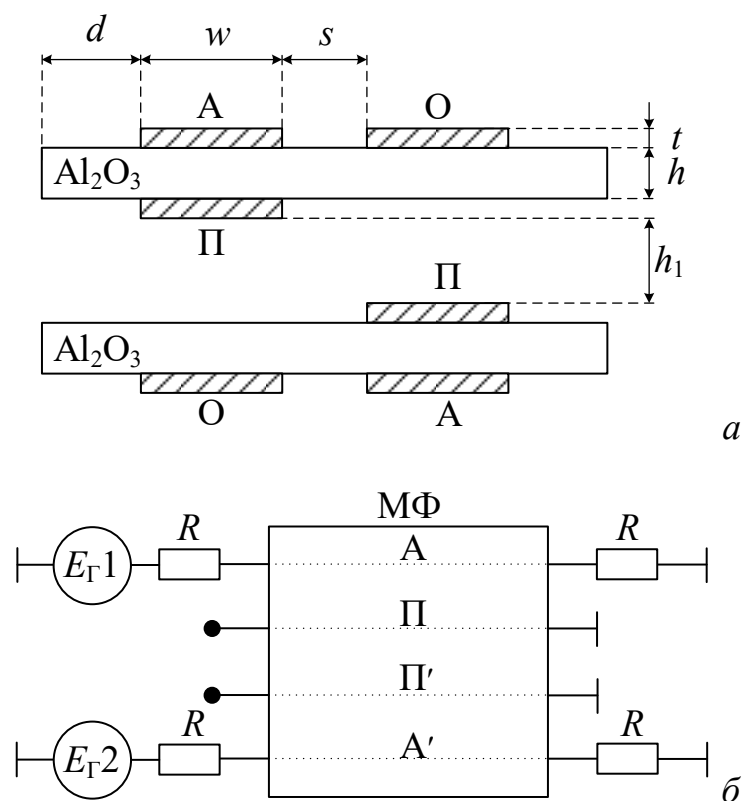
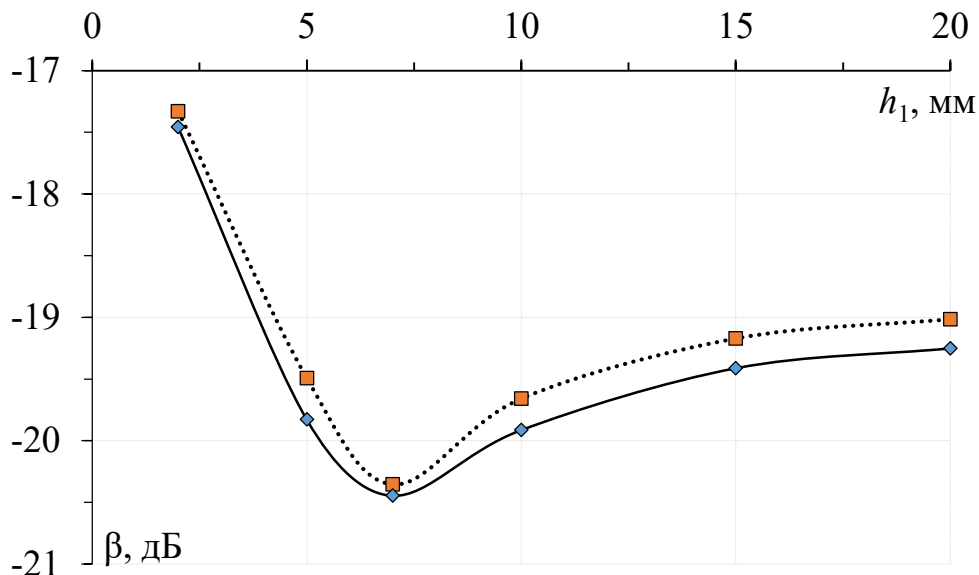


Рисунок 2.69 – Поперечное сечение МФ на керамической подложке, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

Таблица 2.13 – Значения  $U_{\text{вых}}$  и  $\beta$  в дифференциальном и синфазном режимах

$h_1$ , мм	$U_{\text{вых}}$ (дифф.), мВ	$\beta$ (дифф.), дБ	$U_{\text{вых}}$ (синф.), мВ	$\beta$ (синф.), дБ
2	68	-17,33	67	-17,46
5	53	-19,49	51	-19,83
7	48	-20,35	47,5	-20,46
10	52	-19,66	50,5	-19,91
15	55	-19,17	53,5	-19,41
20	56	-19,02	54,5	-19,25

Рисунок 2.70 – Зависимости  $\beta$  от  $h_1$ 

в дифференциальном (·····) и синфазном (—) режимах

Видно, что при  $h_1 = 7$  мм в условиях воздушного заполнения пространства между двумя структурами МФ  $\beta$  имеет наименьшее значение равное минус 20,35 дБ для дифференциального и минус 20,46 дБ – для синфазного режимов.

После определения оптимального значения  $h_1$  выполнено электродинамическое моделирование. При оптимальных параметрах получены временные и частотные характеристики МФ. В качестве входного воздействия использован оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11 с параметрами э.д.с. как на рисунке 2.30. На рисунке 2.71 приведены формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном и синфазном режимах.

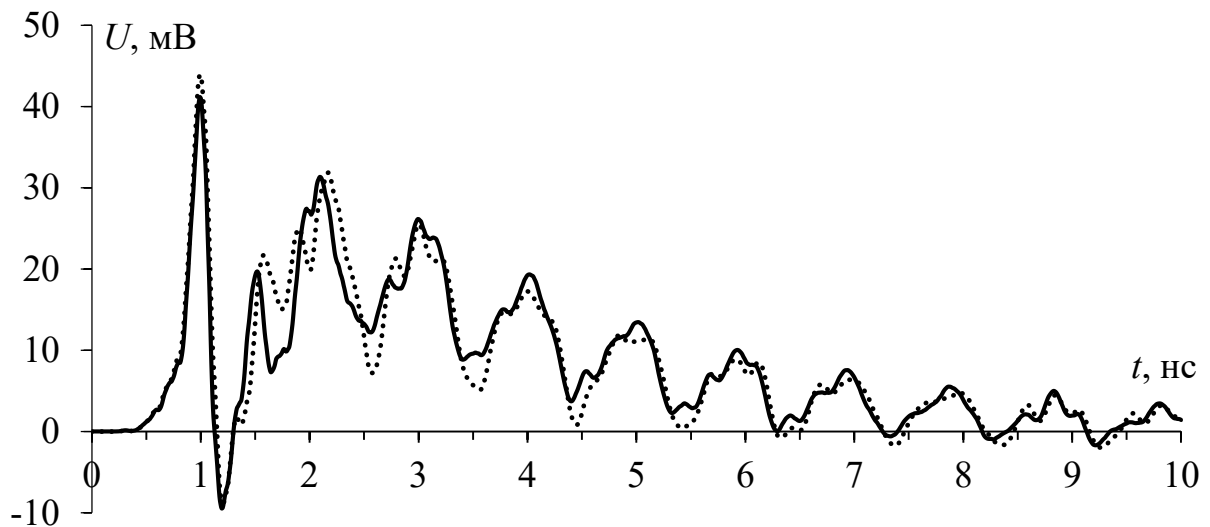


Рисунок 2.71 – Формы напряжения на выходе МФ на керамической подложке в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdot\cdot\cdot$ ) режимах

Моделирование характеристик МФ выполнено для опорного импеданса 50 Ом. Видно, что  $U_{\max}$  на выходе МФ определяется первым импульсом и равно 41 мВ в дифференциальном и 44 мВ – в синфазном режимах, что в 6 и 5,68 раза меньше половины э.д.с. Его амплитуда обусловлена резким изменением импедансов в месте соединения тракта 50 Ом с активным проводником МФ а также режимом оконечных нагрузок ХХ-КЗ. На рисунке 2.72 приведены частотные зависимости  $|S_{21}|$  в дифференциальном и синфазном режимах, полученные при электродинамическом моделировании. Зависимости  $|S_{21}|$  вычислены как в [157], частоты среза составили 65 МГц для обоих режимов.



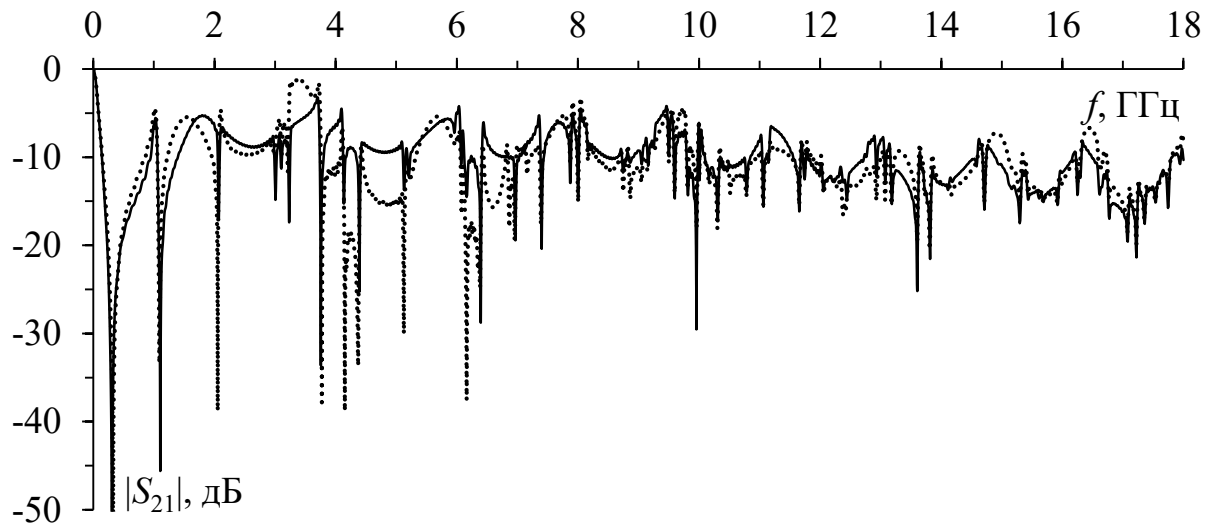


Рисунок 2.72 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$  МФ на керамической подложке в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах

## 2.2.2 Разработка макетов

### 2.2.2.1 Двухпроводный модальный фильтр на керамической подложке

Для экспериментальных исследований временных и частотных откликов необходимо изготовить макет МФ, поперечное сечение и схема электрических соединений которого показаны на рисунке 2.65. При изготовлении макета использован диэлектрик из оксида алюминия  $Al_2O_3$  с  $\epsilon_r = 9,9 \pm 0,1$  и  $tg\delta = 0,0004$ . Значения параметров поперечного сечения:  $d=2$  мм,  $w = 15,5$  мм,  $s = 2$  мм,  $t = 300$  мкм,  $h = 630$  мм. Длина проводников 47 мм. На рисунке 2.73 изображены фотошаблоны для изготовления МФ на керамической подложке и соответствующие слои металлизации.

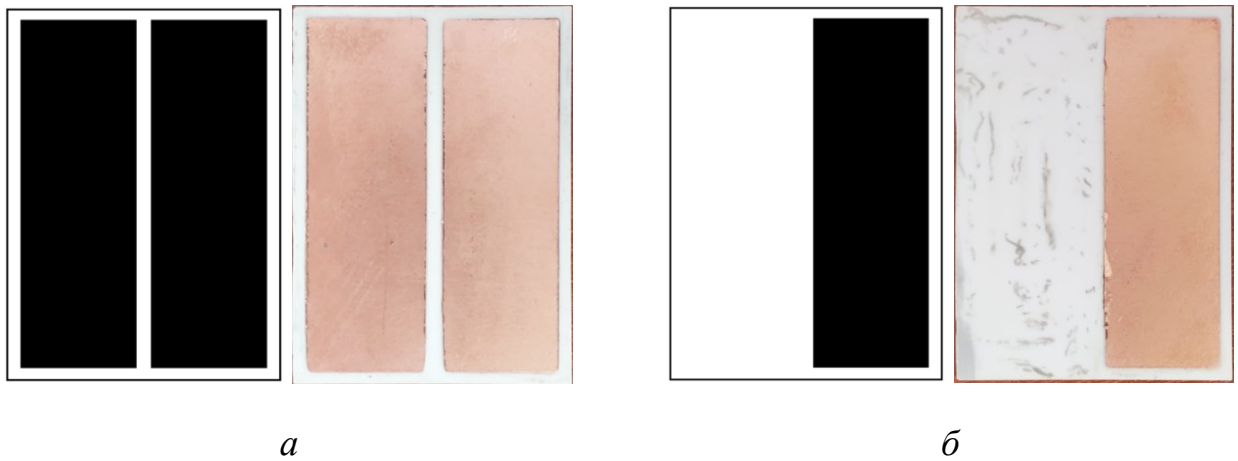


Рисунок 2.73 – Фотошаблоны и слои металлизации  
верхнего (а) и нижнего (б) слоев МФ на керамической подложке

Оконечные нагрузки пассивного проводника МФ выполнены как неподключенный свободный конец проводника (XX) и замкнутый на опорный проводник перемычкой из лужённой медной фольги толщиной 100 мкм (КЗ). Макет МФ, показанный на рисунке 2.74, изготовлен по таким же параметрам поперечного сечения и схеме электрических соединений МФ на керамической подложке, как и при моделировании. Макет МФ без учета соединителей для подключения имеет геометрические размеры  $50 \times 36 \times 1,3$  мм.



Рисунок 2.74 – Макет МФ на керамической подложке

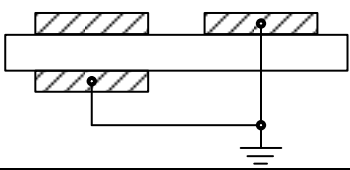
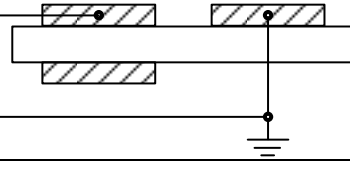
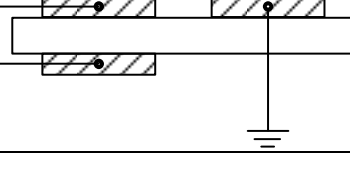
### 2.2.2.2 Верификация электрических параметров

Для оценки  $\epsilon_r$  диэлектрического материала подложки, на которой изготовлен МФ, измерены геометрические и электрические параметры, а также вычислена емкость плоского конденсатора [162], который выполнен из заготовки, предназначенной для производства МФ. Для измерения размеров МФ использован штангенциркуль цифровой (точность  $\pm 0,05$  мм), электрических характеристик – LCR-измеритель «Rohde & Schwarz HM8118» [163].

Для вычисления  $\epsilon_r$   $Al_2O_3$  на поверхности диэлектрика оставлены два одинаковых, расположенных друг напротив друга участка металлизации, образующих плоский конденсатор, измерена его емкость и вычислено значение  $\epsilon_r$ . Важно, чтобы при измерении емкостная связь с другими металлическими объектами была минимизирована. Измерялась емкость на частоте 1кГц. Погрешность LCR-измерителя в диапазоне измеряемых значений 0,5%. Площадь обкладок плоского конденсатора  $S=728,5$  мм<sup>2</sup>, его измеренная емкость  $C=103$  пФ, а высота диэлектрика  $d=0,63$  мм, так что  $\epsilon_r = 10,06$ . Таким образом, отклонение измеренной  $\epsilon_r$  от паспортных значений составило 0,6%. Отличие  $\epsilon_r$  от паспортных данных определяется погрешностью измерений, а также неровностью краев проводящих пластин.

Далее измерены значения элементов матрицы  $C$  [144, 161] для макета МФ на керамической подложке, показанного на рисунке 2.74. В таблицу 2.14 сведены параметры, полученные при измерении емкости, а также способы соединения проводников для измерений элементов матрицы  $C$ .

Таблица 2.14 – Параметры измерения ёмкости

№ изм.	Параметр	Соединение проводников МФ	Значения, пФ
1	$C_1 + C_{12}$		105,25
2	$C_2 + C_{21}$		105,13
3	$C_1 + C_2$		2,8

Чтобы из значений, приведенных в таблице 2.14, найти  $C_{12}$  и  $C_{21}$ , использована формула:

$$(C_1 + C_{12}) + (C_2 + C_{21}) - (C_1 + C_2) = C_{12} + C_{21},$$

А поскольку  $C_{12} = C_{21}$ ,

$$(C_{12} + C_{21})/2 = C_{12} = C_{21} = 103,79 \text{ пФ.}$$

Тогда матрица измеренных коэффициентов электростатической индукции с учетом длины МФ имеет вид

$$\mathbf{C}_{\text{изм}} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{21} \\ -C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 105,25 & -103,79 \\ -103,79 & 105,13 \end{bmatrix} \text{ пФ.}$$

Матрица емкостей, вычисленная на основе измеренных параметров (с учетом длины МФ) имеет вид:

$$\mathbf{C}_{\text{изм}} = \begin{bmatrix} C_1 = C_{11} - |C_{12}| & C_{21} \\ C_{21} & C_2 = C_{22} - |C_{21}| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,46 & 103,79 \\ 103,79 & 1,34 \end{bmatrix} \text{ пФ.}$$

Также для сравнения матрица  $\mathbf{C}$  вычислена в ПО TALGAT:

$$\mathbf{C}_{\text{модель}} = \begin{bmatrix} 2,24716 \cdot 10^{-9} & -2,22266 \cdot 10^{-9} \\ -2,22266 \cdot 10^{-9} & 2,24665 \cdot 10^{-9} \end{bmatrix} \text{ Ф/м.}$$

Матрица коэффициентов электростатической индукции, вычисленная в ПО TALGAT, (с учетом длины МФ):

$$C_{\text{модель}} \cdot l = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \cdot 0,047 = \begin{bmatrix} 105,61 & -104,46 \\ -104,46 & 105,59 \end{bmatrix} \text{ пФ.}$$

Матрица емкостей, вычисленная в ПО TALGAT (с учетом длины МФ):

$$C_{\text{модель}} \cdot l = \begin{bmatrix} C_1 = C_{11} - |C_{12}| & C_{21} \\ C_{21} & C_2 = C_{22} - |C_{21}| \end{bmatrix} \cdot l = \begin{bmatrix} 1,1515 & 104,46 \\ 104,46 & 1,1275 \end{bmatrix} \text{ пФ.}$$

Измеренные и вычисленные элементы матрицы  $C$  сведены в таблицу 2.15.

Таблица 2.15 – Элементы матрицы электростатической индукции для МФ на керамической подложке длиной 47 мм

Параметр	TALGAT, пФ	Эксперимент, пФ	Отклонение, %
$C_{11}$	105,61	105,25	0,34
$C_{22}$	105,59	105,13	0,43
$C_{21} = C_{12}$	-104,46	-103,79	0,64

Таким образом получены измеренные и вычисленные значения элементов матрицы  $C$ , значения которых отличаются максимум на 0,64%.

### 2.2.2.3 Модальный фильтр на керамической подложке для работы в дифференциальном и синфазном режимах

При изготовлении макета МФ на керамической подложке, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, (рисунок 2.75), использованы два МФ на керамической подложке (рисунок 2.74). Макеты МФ расположены так, что получается МФ, с поперечным сечением из рисунка 2.69 и схемой электрических соединений из рисунка 2.14.

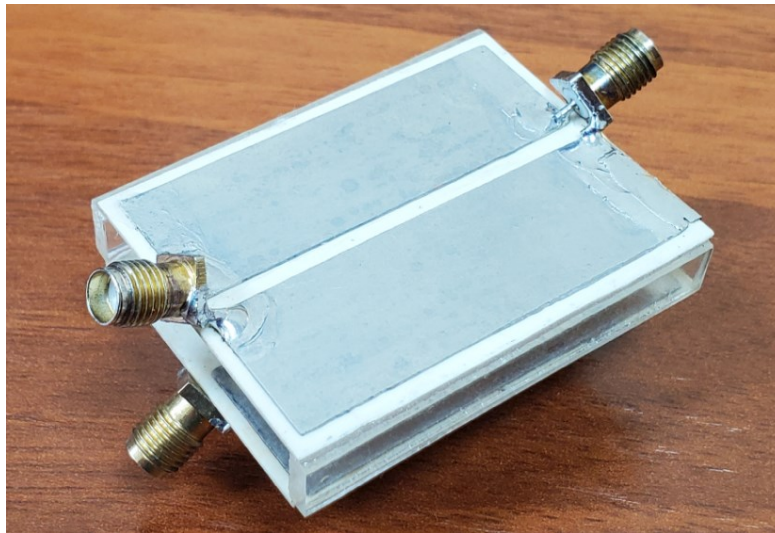


Рисунок 2.75 – Макет МФ на керамической подложке, работающего в дифференциальном и синфазном режимах

Макет МФ, без учета соединителей имеет размеры  $50 \times 36 \times 9,4$  мм.

## 2.2.3 Экспериментальные исследования

### 2.2.3.1 Методика измерения частотных и временных характеристик

Здесь изложена методика, позволяющая получить результаты эксперимента в частотной и временной областях  $N$ -портовых устройств, используя векторный анализатор цепей (ВАЦ) и ПО ADS [164]. Для примера на рисунке 2.76 показана структурная схема измерения  $S$ -параметров двух-портового исследуемого устройства (ИУ). Для измерения набора  $S$ -параметров  $N$ -портового ИУ должен использоваться  $N$ -портовый ВАЦ. Также получить набор  $S$ -параметров  $N$ -портового ИУ можно двухпортовым ВАЦ, для чего необходимо подсоединить к свободным портам ИУ согласованные нагрузки.

Для получения  $S$ -параметров макетов необходимо выполнить следующее:

- Подготовить ВАЦ и произвести калибровку в соответствии с инструкцией по эксплуатации.
- Измерить  $S$ -параметры  $N$ -портового ИУ.
- Сохранить полученные данные в формате  $sNr$ .

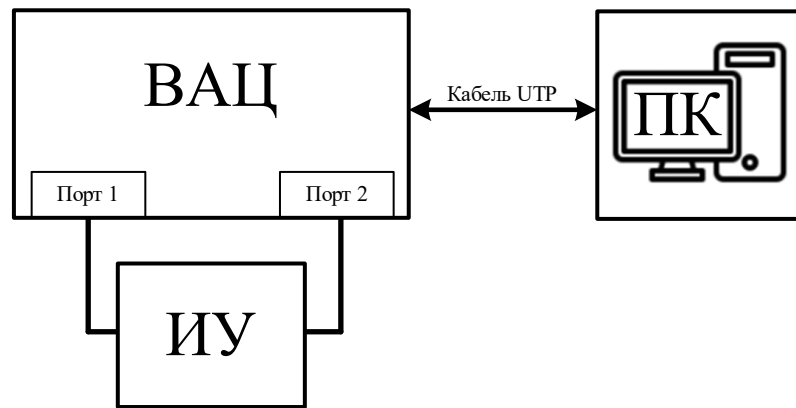


Рисунок 2.76 – Структурная схема для измерения  $S$ -параметров двухпортового ИУ

Далее на основе  $S$ -параметров производится вычисление временного отклика в ПО ADS. Детали вычисления отклика описаны в [165 – 169]. Для вычисления временного отклика на основе измеренных  $S$ -параметров в ПО ADS задается модель  $N$ -портового ИУ, определяемая  $S$ -параметрами, полученными при измерениях. После этого на вход модели подается воздействие в виде СКИ (рисунок 2.8, 2.30). Временной отклик вычисляется с помощью обратного преобразования Фурье. Структурная схема для измерения временных характеристик в ПО ADS, на примере двухпортового устройства представлена на рисунке 2.77.

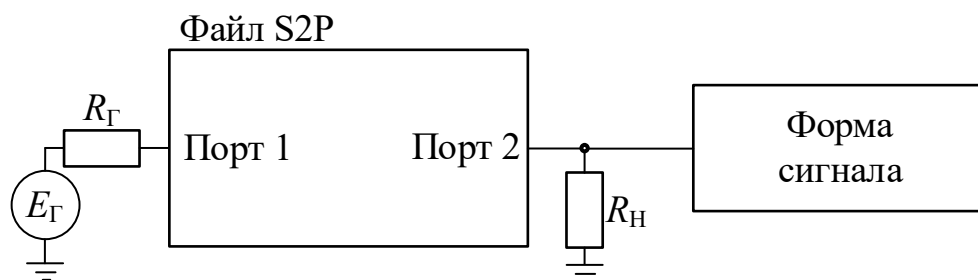


Рисунок 2.77 – Структурная схема для вычисления временного отклика двух-портового ИУ

### 2.2.3.2 Двухпроводный модальный фильтр на керамической подложке

Для измерений МФ на керамической подложке (рисунок 2.74), использован векторный анализатор цепей «Панорама» P4226 и ПО ADS.  $S$ -параметры измерены в диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц. В качестве тестового воздействия

использован оцифрованный сигнал с осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, с длительностью 300 пс по уровню 0,5 и амплитудой э.д.с. 500 мВ (рисунок 2.30). Для получения частотных и временных откликов использована методика из пункта 2.2.3.1.

На рисунках 2.78 и 2.79 показаны частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  МФ на керамической подложке, полученные при электродинамическом моделировании и эксперименте. Для  $|S_{21}|$  частоты среза по уровню минус 3 дБ составили 66 МГц при эксперименте и 63 МГц при моделировании.

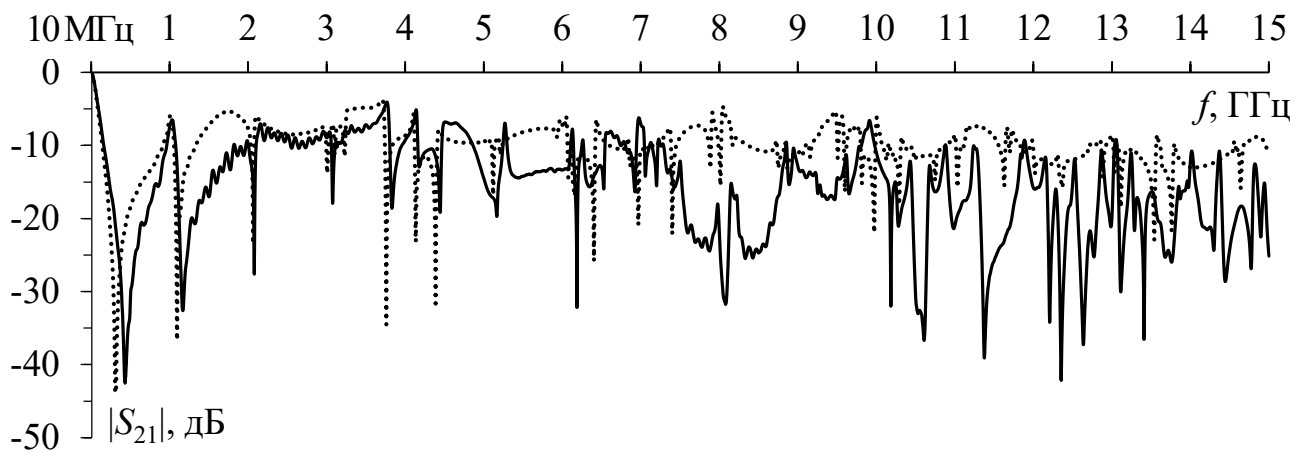


Рисунок 2.78 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$  МФ на керамической подложке, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

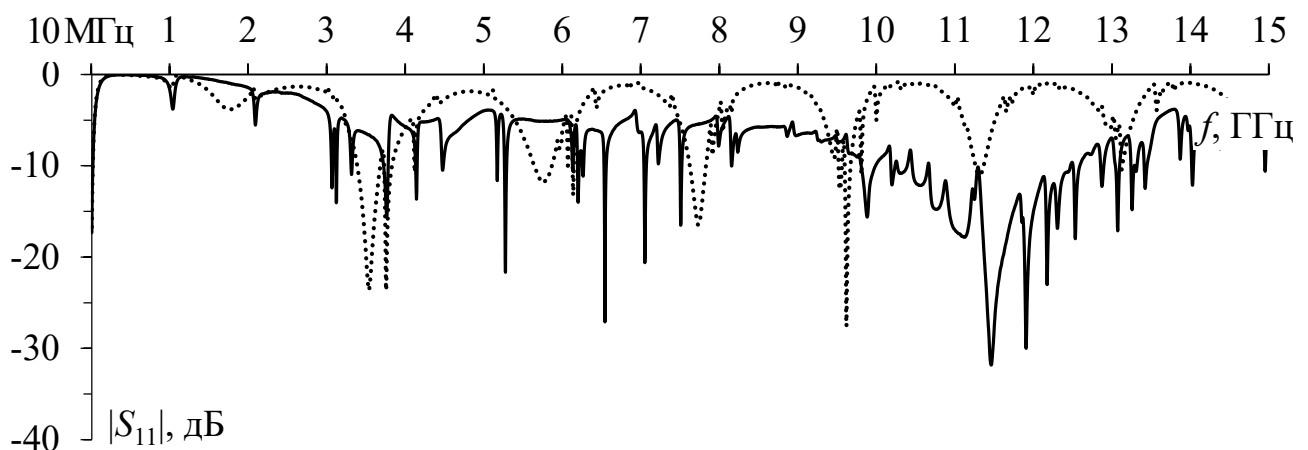


Рисунок 2.79 – Частотные характеристики  $|S_{11}|$  МФ на керамической подложке, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

На рисунке 2.80 показаны формы сигналов на выходе МФ полученные при электродинамическом моделировании и эксперименте. Значение  $U_{\max}$  на выходе



МФ, полученное в результате эксперимента, составило 37 мВ, что в 6,75 раз меньше половины э.д.с.

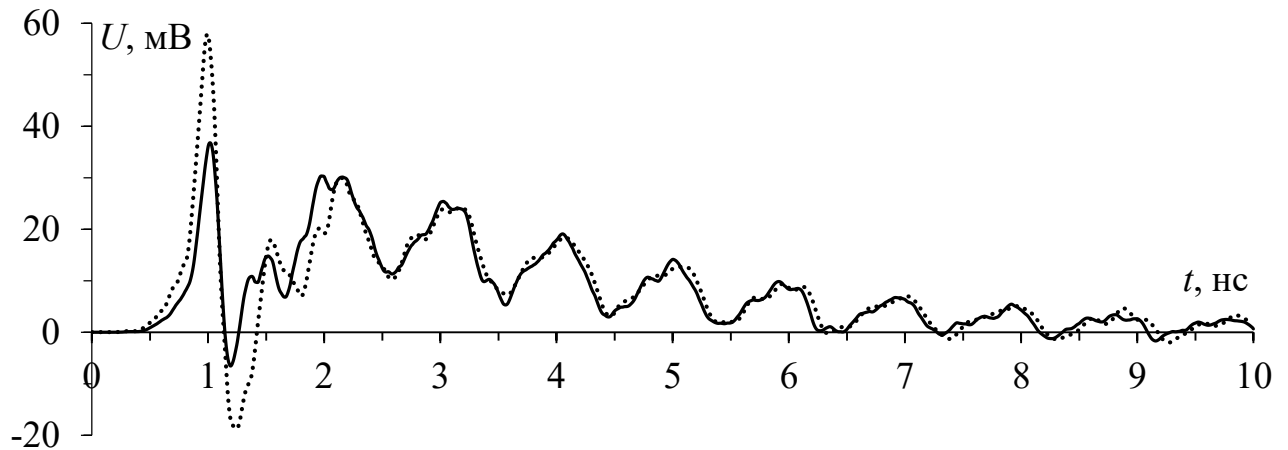


Рисунок 2.80 – Формы напряжения на выходе МФ на керамической подложке, полученные при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (···)

Отклонения результатов рассчитаны как

$$\delta = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \cdot 100\%, \quad (2.23)$$

где  $x_1$  – значение первой величины,  $x_2$  – значение второй величины.

В результате измерен макет МФ на керамической подложке во временной и частотной областях. Для сравнения выполнено электродинамическое моделирование с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, показавшее согласованность результатов. В электродинамическом моделировании и эксперименте значение  $f_{\text{ср}}$  МФ составляет 63 МГц и 66 МГц соответственно. Отклонение между частотами среза равно 2,3%. Значение  $U_{\text{max}}$  на выходе МФ выполненного на керамической подложке, полученное при электродинамическом моделировании составляет 57 мВ, а эксперименте – 37 мВ. Отклонение вычисленное по (2.23) между этими значениями составляет 21,27%. Формы напряжения на выходе согласуются. Различия результатов электродинамического моделирования и эксперимента вызваны неточным учетом частотной зависимости  $\epsilon_r$ , а также неучтенным влиянием SMA соединителей.

### 2.2.3.3 Модальный фильтр на керамической подложке в синфазном и дифференциальном режимах

Для проведения экспериментальных исследований МФ на керамической подложке (рисунок 2.75), в частотной области использован четырехпортовый векторный анализатор цепей E5071C компании Agilent Technologies. Частотные характеристики получены в диапазоне от 300 кГц до 15 ГГц. Для получения результатов эксперимента во временной области в ПО ADS Временной отклик на выходе МФ получен как подразделе 2.2.3.1.. Выполнено сравнение результатов измерений и электродинамического моделирования с учетом потерь.

На рисунках 2.81 и 2.82 показаны частотные зависимости  $|S_{21}|$  МФ на керамической подложке в дифференциальном и синфазном режимах, полученные при электродинамическом моделировании и эксперименте. При эксперименте  $f_{cp}$  составили 66 МГц в обоих режимах.

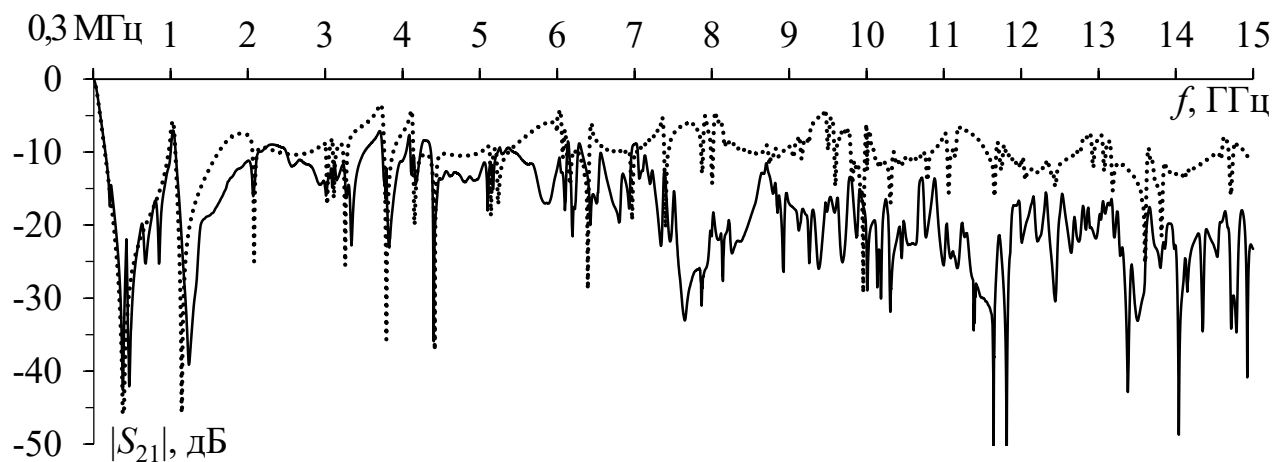


Рисунок 2.81 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$

МФ на керамической подложке в дифференциальном режиме,  
при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании(···)

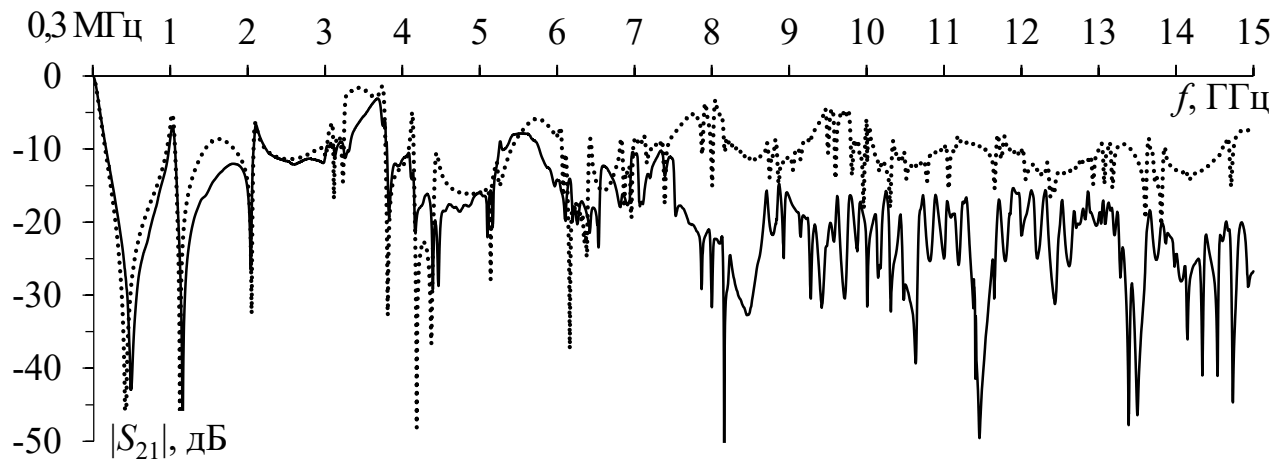


Рисунок 2.82 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$  МФ на керамической подложке в синфазном режиме, при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании(···)

На рисунках 2.83 и 2.84 показаны формы сигналов на выходе МФ на керамической подложке, полученные при электродинамическом моделировании и эксперименте, в дифференциальном и синфазном режимах. В дифференциальном режиме значение  $U_{\max}$  в эксперименте составило 21 мВ, что в 11,9 раз меньше половины э.д.с., а в синфазном – 23 мВ, что в 10,86 раз меньше половины э.д.с.

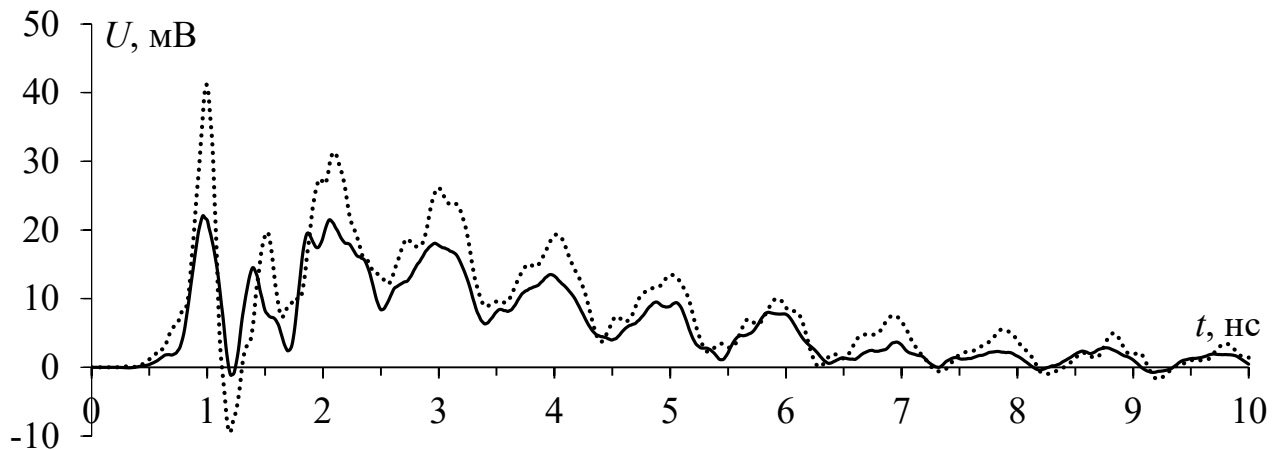


Рисунок 2.83 – Формы напряжения на выходе МФ на керамической подложке в дифференциальном режиме, при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании(···)

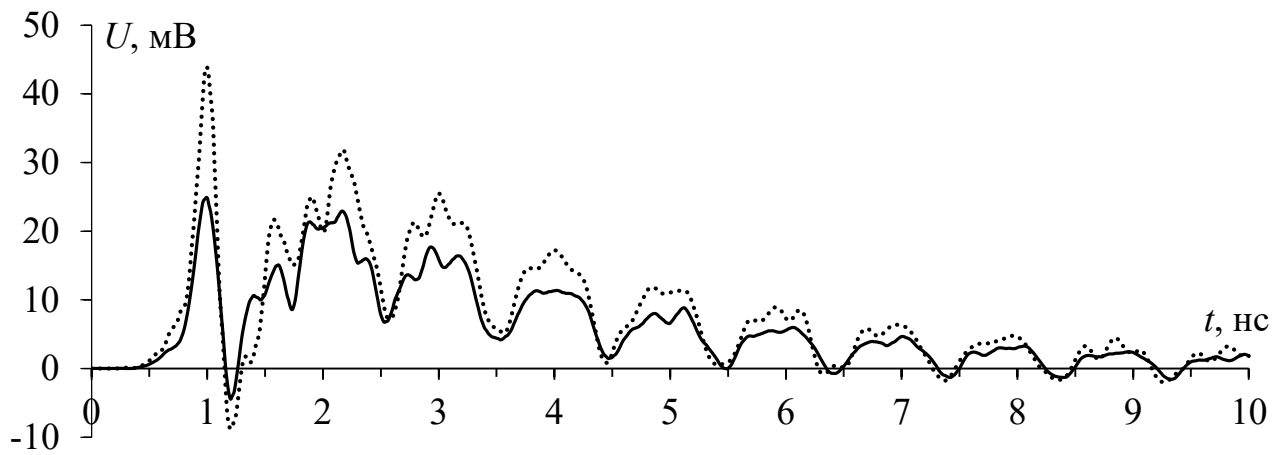


Рисунок 2.84 – Формы напряжения на выходе МФ на керамической подложке в синфазном режиме, при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании(···)

В итоге измерен макет МФ на керамической подложке во временной и частотной областях. Для сравнения выполнено электродинамическое моделирование с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, показавшее согласованность результатов. В дифференциальном режиме значение  $U_{\max}$  на выходе МФ на керамической подложке, полученное в результате электродинамического моделирования составляет 41 мВ, а эксперимента – 21 мВ, а в синфазном 44 мВ и 23 мВ. Отклонения между моделированием и экспериментом, вычисленные по (2.23), составляют 32,25% для дифференциального и 31,34% для синфазного режимов. Формы напряжения на выходе согласуются. Различия результатов моделирования и эксперимента вызваны неточным учетом частотной зависимости  $\epsilon_r$  при моделировании с учетом потерь в диэлектрике, а также неучтенным влиянием SMA соединителей. В обоих режимах значение  $f_{\text{ср}}$  для  $|S_{21}|$  составляет 65 МГц при электродинамическом моделировании и 66 МГц при эксперименте. Отклонение между этими значениями равно 0,76%. Различия также вызваны неточным учетом частотной зависимости  $\epsilon_r$  при моделировании с учетом потерь в диэлектрике, а также неучтенным влиянием в области SMA-соединителей.

### 2.3 Патент на изобретение «Полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах»

В этом подразделе представлено запатентованное устройство защиты от СКИ [135] в синфазном и дифференциальном режимах, представляющее собой полосковую структуру помещенную в электрический экран. Техническим результатом является способность ослабления в дифференциальном и синфазном режимах воздействия помехи. Это достигается за счет разложения СКИ на импульсы меньшей амплитуды с помощью выбора параметров устройства и компоновки проводников. На рисунке 2.85 приведена схема электрических соединений. Она состоит из шести проводников одинаковой длины  $l = 100$  мм, источников импульсных сигналов, представленных идеальными источниками э.д.с.  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$  с внутренними сопротивлениями  $R_{Г}$ , которые подсоединены к активным проводникам на ближнем конце, и нагрузок сопротивлением  $R_{Н}$ , которые подсоединены к активным проводникам на дальнем конце заявляемой структуры. Значения резисторов  $R_{Г}$ ,  $R_{Н}$ ,  $R_{С}$  равны 16,7 Ом. Два опорных проводника соединены с электрическим экраном вдоль всей длины, а пассивные проводники соединяются с экраном только на дальнем конце линии.

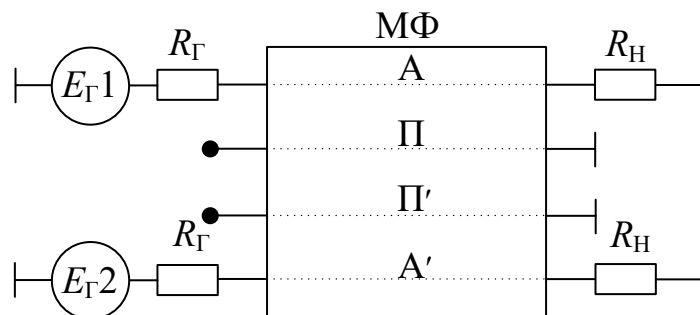


Рисунок 2.85 – Схема электрических соединений предлагаемого МФ

На рисунке 2.86 приведено поперечное сечение МФ с параметрами:  $w = 10$  мм,  $w_1 = 18$  мм,  $t = 0,105$  мм,  $s = 2$  мм,  $h_2 = 10$  мм,  $h = 0,18$  мм,  $h_1 = 2,54$  мм,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{r2} = 4,5$ . Параметры поперечного сечения выбирались по критериям допустимой токовой нагрузки, доступности материалов, уменьшения массы и напряжения на выходе МФ.

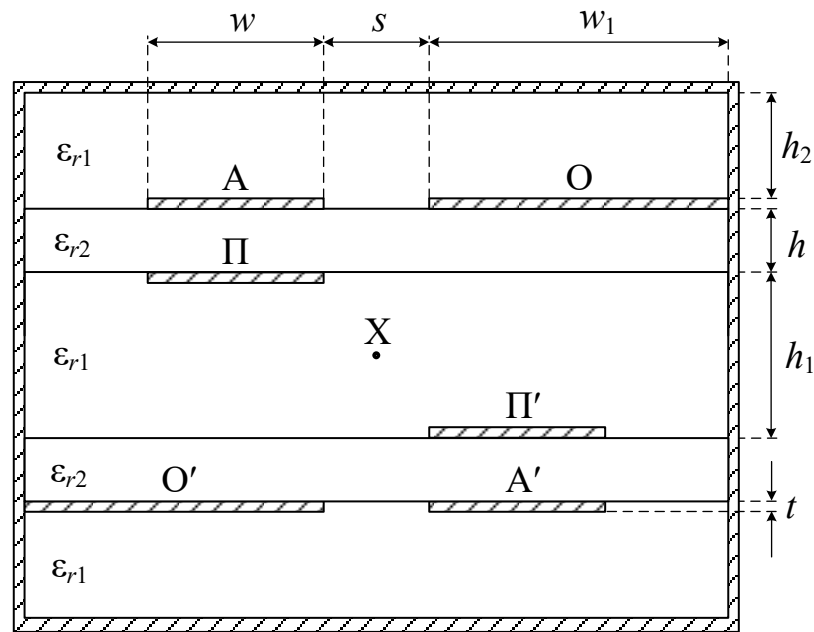


Рисунок 2.86 – Поперечное сечение предлагаемого МФ

Исходная полосковая структура состоит из опорного проводника и двух параллельных ему проводников, а также диэлектрической среды, состоящей из диэлектрической подложки и окружающего воздуха. Опорный и активный проводники расположены на одной стороне диэлектрической подложки, а пассивный – на другой, симметрично активному. Со стороны пассивного проводника через воздушный зазор расположена аналогичная структура центрально-симметрично относительно центра (точка X на рисунке 2.86) корпуса всей структуры. Добавлен прямоугольный в поперечном сечении электрический экран. Ширина опорных проводников больше ширины остальных, а их внешняя торцевая сторона соединена по всей длине с экраном. Между экраном и проводниками в верхней и нижней частях структуры есть одинаковые воздушные зазоры. Все проводники расположены на одинаковом расстоянии от вертикальной оси, проходящей через центр симметрии.

Устройство работает следующим образом. В дифференциальном режиме на вход устройства между активными проводниками подается помеховый импульсный сигнал малой длительности, который, распространяясь вдоль заявляемой структуры раскладывается на последовательность импульсов,

амплитуда которых становится меньше за счет модального разложения сигнала. В синфазном режиме на вход устройства на активные проводники относительно опорных подается помеховый импульсный сигнал малой длительности, который, распространяясь вдоль структуры, раскладывается на последовательность импульсов, амплитуда которых также становится меньше за счет модального разложения сигнала. Таким образом, устройство способно к ослаблению в дифференциальном и синфазном режимах воздействия помехи.

Моделирование многопроводного МФ в дифференциальном и синфазном режимах работы подразумевает вычисление временного отклика. Оно выполнено в ПО TALGAT [24] посредством квазистатического подхода. Сначала строится геометрическая модель поперечного сечения МФ. После вычисляются матрицы первичных погонных параметров  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$ :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1255,61 & -1229,91 & -0,521 & -0,137 \\ -1229,91 & 1275,31 & -1,324 & -0,521 \\ -0,521 & -1,324 & 1275,31 & -1229,91 \\ -0,137 & -0,521 & -1229,91 & 1255,61 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 197,309 & 172,964 & 7,860 & 7,647 \\ 172,964 & 186,716 & 8,074 & 7,860 \\ 7,860 & 8,074 & 186,716 & 172,964 \\ 7,647 & 7,860 & 172,964 & 197,309 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$

Затем вычисляются матрица импедансов  $\mathbf{Z}$  и вектор погонных задержек мод  $\boldsymbol{\tau}$ :

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 52,842 & 49,311 & 1,985 & 1,958 \\ 49,311 & 51,308 & 2,012 & 1,985 \\ 1,985 & 2,012 & 51,308 & 49,311 \\ 1,958 & 1,985 & 49,311 & 52,842 \end{bmatrix} \text{ Ом, } \boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \\ \tau_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,57723 \\ 3,60731 \\ 6,89045 \\ 6,89066 \end{bmatrix} \text{ нс/м.}$$

Далее составлена схема соединений МФ (рисунок 2.85), заданы номиналы сопротивлений  $R_G$ ,  $R_H$ ,  $R_C$ , а также входные воздействия, в форме трапециевидного СКИ с длительностью фронта, спада и плоской вершины по 100 пс. Амплитуда э.д.с. источника СКИ изменялась в зависимости от режима: для

дифференциального  $E_{Г1} = 0,5 \text{ В}$  и  $E_{Г2} = -0,5 \text{ В}$ , а синфазного –  $E_{Г1} = 1 \text{ В}$  и  $E_{Г2} = 1 \text{ В}$ .

На рисунке 2.87 представлены результаты вычислительного эксперимента, из которых видно ослабление воздействующего СКИ за счет его разложения на импульсы меньшей амплитуды. В таблицу 2.16 сведены задержки импульсов разложения.

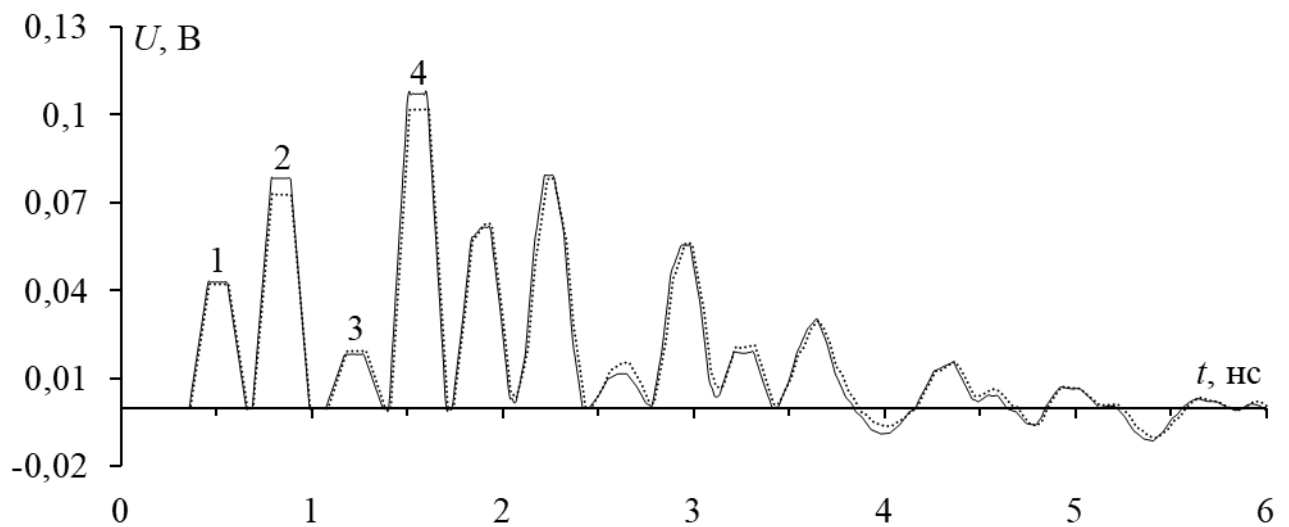


Рисунок 2.87 – Формы напряжения на выходе МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном (·····) режимах

Таблица 2.16 – Задержки импульсов разложения на выходе МФ

№ импульса	Время прихода импульса, нс
1	$0,358 = l\tau_1$
2	$0,689 = l\tau_3$
3	$1,073 = 3l\tau_1$
4	$1,404 = 2l\tau_1 + l\tau_3$

Благодаря модальным эффектам и симметрии, свойственным предлагаемому МФ, амплитуды импульсов мод 2 и 4 равны нулю. Тогда из анализа полученных данных следует, что импульс 1 с задержкой  $l\tau_1$  – импульс моды 1, импульс 2 с задержкой  $l\tau_3$  – импульс моды 3, импульс 3 с задержкой  $3l\tau_1$  – двойное отражение импульса моды 1, импульс 4 – импульс с линейной комбинацией задержек  $2l\tau_1 + l\tau_3$ . Максимальное напряжение импульсов на выходе составило 107 мВ для дифференциального и 101 мВ для синфазного режимов, так что вносимое затухание составило минус 13,4 дБ и минус 13,9 дБ соответственно.



Таким образом, разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды происходит в дифференциальном и синфазном режимах.

Таким образом, представленное устройство, защищающее от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах, отличается от традиционных защитных устройств отсутствием радиоэлектронных компонентов. Вместо них используются специальным образом расположенные проводники отрезка ЛП с неоднородным диэлектрическим заполнением. Традиционные средства защиты от СКИ поглощают или отражают помеховый импульс, в то время как предлагаемый МФ, кроме этого, раскладывает его на последовательность импульсов меньшей амплитуды за счет разности задержек мод. Это защитное устройство позволяет не использовать полупроводниковые компоненты в своем составе, что наделяет его рядом положительных качеств, таких как устойчивость к перегрузкам, вибрации, влажности, перепаду температур, радиационному воздействию. Примечательна и низкая стоимость изготовления из-за простоты конструкции, так как для этого достаточно типового технологического процесса изготовления ПП. В отличие от других устройств защиты от СКИ, работающих на принципе модального разложения, предложенная структура способна осуществлять защитные функции в дифференциальном и синфазном режимах. Так, для дифференциального режима вносимое затухание составило минус 13,4 дБ а синфазного – минус 13,9 дБ.

## **2.4 Основные результаты и выводы**

В разделе представлены следующие результаты поэтапной разработки МФ, защищающего от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах:

1. Сформулированы аналитические выражения для вычисления частотного и временного откликов двухпроводных асимметричных структур, а также четырехпроводных асимметричных структур в дифференциальном и синфазном режимах.

2. Выполнено предварительное моделирование, по результатам которого в качестве основы выбран МФ с лицевой связью, получены его оптимальные

параметры, а также определен вариант окончечных нагрузок (ХХ-КЗ) на концах пассивного проводника, при котором достигается максимальное ослабление СКИ. На основе полученных результатов разработан МФ, из двух МФ с лицевой связью с оптимальным расстоянием между структурами 5 мм и коэффициентами ослабления в дифференциальном и синфазном режимах 11,11 и 11,36 раз, соответственно.

3. Проанализировано влияние электрического экрана на коэффициент ослабления МФ, это позволило выбрать оптимальные воздушные зазоры между экраном и МФ, ухудшающие коэффициент ослабления лишь на 3%.

4. Проанализировано влияние расположения проводников в МФ. Показано, что оптимальной конфигурацией является МФ с центрально-симметрично расположенными проводниками.

5. Выполнена оценка влияния температуры на характеристики МФ, работающего в синфазном и дифференциальном режимах. Получено, что изменение температуры в диапазоне от минус 50°С до +150°С не приводит к значительным изменениям коэффициента ослабления.

6. Выполнено исследование влияния толщины проводников, не подвергающихся токовым нагрузкам, на ослабление МФ. Получено, что, при уменьшении толщины в 31 раз масса уменьшилась в 3,16 раза, при этом коэффициент ослабления ухудшился лишь на 8% для дифференциального режима и 3,5% – для синфазного.

7. Выполнено моделирование однокаскадного и двухкаскадного МФ, защищающего от СКИ в синфазном и дифференциальном режимах. В дифференциальном режиме вносимое затухание составило 9,68 дБ для однокаскадного МФ и 18,13 дБ – для двухкаскадного МФ при значениях частоты среза 190 МГц и 130 МГц, соответственно, а в синфазном – 10,57 дБ и 20,72 дБ при 181 МГц и 121 МГц. В результате получено, что добавление второго каскада уменьшает амплитуду СКИ на выходе МФ в 3,2 раза, а частоту среза МФ – в 1,46 раза в обоих режимах по сравнению с однокаскадным МФ.

8. Изучено влияние расположения каскадов в двухкаскадном МФ на ослабление СКИ и ЭСР. В горизонтальной конфигурации, амплитуда первого пика ЭСР уменьшилась в 1,51 раза, а в вертикальной – в 1,55 раза в обоих режимах. При воздействии СКИ в дифференциальном режиме коэффициенты для горизонтальной и вертикальной конфигураций составляют 6,84 и 6,94 раза, соответственно. При воздействии СКИ в синфазном режиме коэффициент ослабления относительно половины э.д.с. для горизонтальной и вертикальной конфигураций составляют 7,35 и 7,57 раза, соответственно.

9. Выполнено моделирование ослабления типовых СКИ с помощью МФ, в синфазном и дифференциальном режимах. При воздействии оцифрованного сигнала с комбинированного вычислительного осциллографа С9-11 длительностью 300 пс вносимое затухание составило 18,1 и 20,7 дБ для дифференциального и синфазного режимов. При воздействии двух импульсных сигналов из стандарта МЭК 61000-2-13, соответствующих полупериоду и периоду синусоиды (длительность 0,5 и 1 нс) вносимое затухание составило: в дифференциальном режиме 18,9 и 37,6 дБ, а в синфазном – 20,9 дБ 38,9 дБ.

10. Выполнено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование двухкаскадных МФ с горизонтальным и вертикальным расположениями каскадов. Для горизонтального при моделировании коэффициент ослабления составил 9,7 в дифференциальном и 10,9 раза в синфазном режимах, а в эксперименте – 7,8 и 11,9 раза соответственно, а для вертикального – 10,5 раза в дифференциальном и 10,6 раза в синфазном режимах, в эксперименте 8,3 раз и 10 раз соответственно.

11. Оценены ЭЭ, а также влияние экранирующего корпуса на восприимчивость к ЭМП и уровень электромагнитных излучений.

12. Предложено совершенствование МФ за счет керамического материала.

13. Выполнено моделирование временных и частотных характеристик двухпроводного МФ на керамической подложке. Показано ослабление СКИ в 4,38 раза, при длине лишь 47 мм. Анализ частотных характеристик показал, что частотой среза по уровню минус 3 дБ для  $|S_{21}|$  составляет 63 МГц, а также то, что

этот МФ обладает признаками LC-фильтра отражательного типа, что дополнительно повышает его защитные свойства.

14. Разработан макет двухпроводного МФ на керамической подложке. Представлены результаты измерения его электрических параметров, которые показали согласованность. Максимальное отклонение измеренных и вычисленных значений элементов матрицы составило 0,64%.

15. Экспериментально исследован разработанный макет двухпроводного МФ на керамической подложке. Для подтверждения достоверности результатов выполнено электродинамическое моделирование с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, показавшее согласованность. Коэффициент ослабления по результатам эксперимента составляет 6,75 раз при частоте среза 66 МГц. При этом габариты устройства составляют  $50 \times 36 \times 1,3$  мм.

16. Экспериментально исследован разработанный макет МФ на керамической подложке в синфазном и дифференциальном режимах. Выполнено сравнение результатов измерения с результатами, полученными с помощью электродинамического моделирования, показавшее согласованность. В дифференциальном режиме значение  $U_{\max}$  на выходе МФ на керамической подложке по результатам эксперимента составляет 21 мВ, что в 11,9 раз меньше половины э.д.с., а в синфазном – 23 мВ, что в 10,86 раз меньше половины э.д.с., а в синфазном – 23 мВ при  $f_{\text{ср}}$  равной 66 МГц для обоих режимов.

17. Разработана и запатентована полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах.

### **3. ГИБРИДНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ СЕТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

В данном разделе представлены результаты разработки гибридного фильтра для защиты цепей силовой шины электропитания (СШЭП) бортовой аппаратуры космического аппарата (КА) от синфазных и дифференциальных кондуктивных помех [170]. Гибридный фильтр для СШЭП КА состоит из МФ и ПФ [171]. Выполнено моделирование временных и частотных характеристик МФ [172–174], представлен макет и проведены экспериментальные исследования. Гибридный фильтр позволяет обеспечить защиту в дифференциальном и синфазном режимах от низкочастотных помех и СКИ. Выполнена разработка ПФ на элементах с сосредоточенными параметрами [175–181], исследованы его временные и частотные характеристики [182–184], а также экспериментальное исследование макета гибридного фильтра.

#### **3.1 Модальный фильтр для защиты силовой шины электропитания космического аппарата от сверхкороткого импульса**

##### **3.1.1 Моделирование временных и частотных характеристик**

МФ для СШЭП КА должен работать в условиях космического пространства, при этом обеспечивая токовую нагрузку 10 А. Поэтому, при разработке МФ использованы два стандарта: ГОСТ В 23584-79 [152] и ECSS-Q-ST-30-11С [151]. Из ГОСТ В 23584-79 следует, что для обеспечения постоянной токовой нагрузки 10 А необходимое поперечное сечение токоведущей жилы должно составлять не менее  $1,1 \text{ мм}^2$ . Согласно европейскому стандарту ECSS-Q-ST-30-11С для обеспечения токовой нагрузки величиной 10 А необходим проводник сечением 18 AWG, что соответствует площади поперечного сечения токоведущей жилы  $0,823 \text{ мм}^2$ . При ширине дорожки 10 мм и толщине медной фольги, из которой изготовлены проводники 105 мкм, площадь поперечного сечения

токоведущей жилы составляет  $1,05 \text{ мм}^2$ . Данное значение удовлетворяет требованиям стандарта ECSS-Q-ST-30-11C, при этом запас по току составляет 27,58 %. Между тем такое сечение на 4,54 % меньше требуемого по ГОСТ В 23584-79. Однако стоит учесть, что проводники МФ покрывают оловянно-свинцовым припоем ПОС-61, после чего их токовая пропускная способность возрастает до необходимых значений. МФ для защиты СШЭП от СКИ должен обладать небольшой массой, малыми размерами и обеспечивать требуемую нагрузочную способность по току. МФ будет частью гибридного фильтра, поэтому немаловажным фактором является возможность объединения конструкций МФ и ПФ в ограниченном пространстве экранирующего корпуса, внешние размеры которого составляют  $92 \times 45 \times 35,5 \text{ мм}$ . Поэтому выбраны параметры поперечного сечения с учетом максимальной пропускной способности по току и минимальной массы МФ. На основе исследований, представленных в разделе 2, за основу взят МФ с поперечным сечением, как на рисунке 2.15. Пассивный проводник в режиме ХХ в начале и КЗ в конце (ХХ–КЗ), т.к. в таком включении достигается наибольшее ослабление СКИ (таблица 2.4). МФ состоит из двух каскадов с поперечным сечением, как на рисунке 2.15, длина первого каскада (МФ1) составляет 40 мм, а второго (МФ2) – 45 мм. Таким образом, окончательные параметры поперечного сечения:  $w=10 \text{ мм}$ ,  $w_1=17 \text{ мм}$ ,  $s=2 \text{ мм}$ ,  $t=0,105 \text{ мм}$ ,  $h=0,33 \text{ мм}$ ,  $h_1 = 2,54 \text{ мм}$ ,  $h_2= 2,54 \text{ мм}$ . Такие значения являются максимально возможными в ограниченном пространстве экранирующего корпуса с учетом отводов для пайки проводов. На рисунке 3.1а представлено поперечное сечение МФ для защиты СШЭП от СКИ, а схема электрических соединений представлена на рисунке 3.1б.

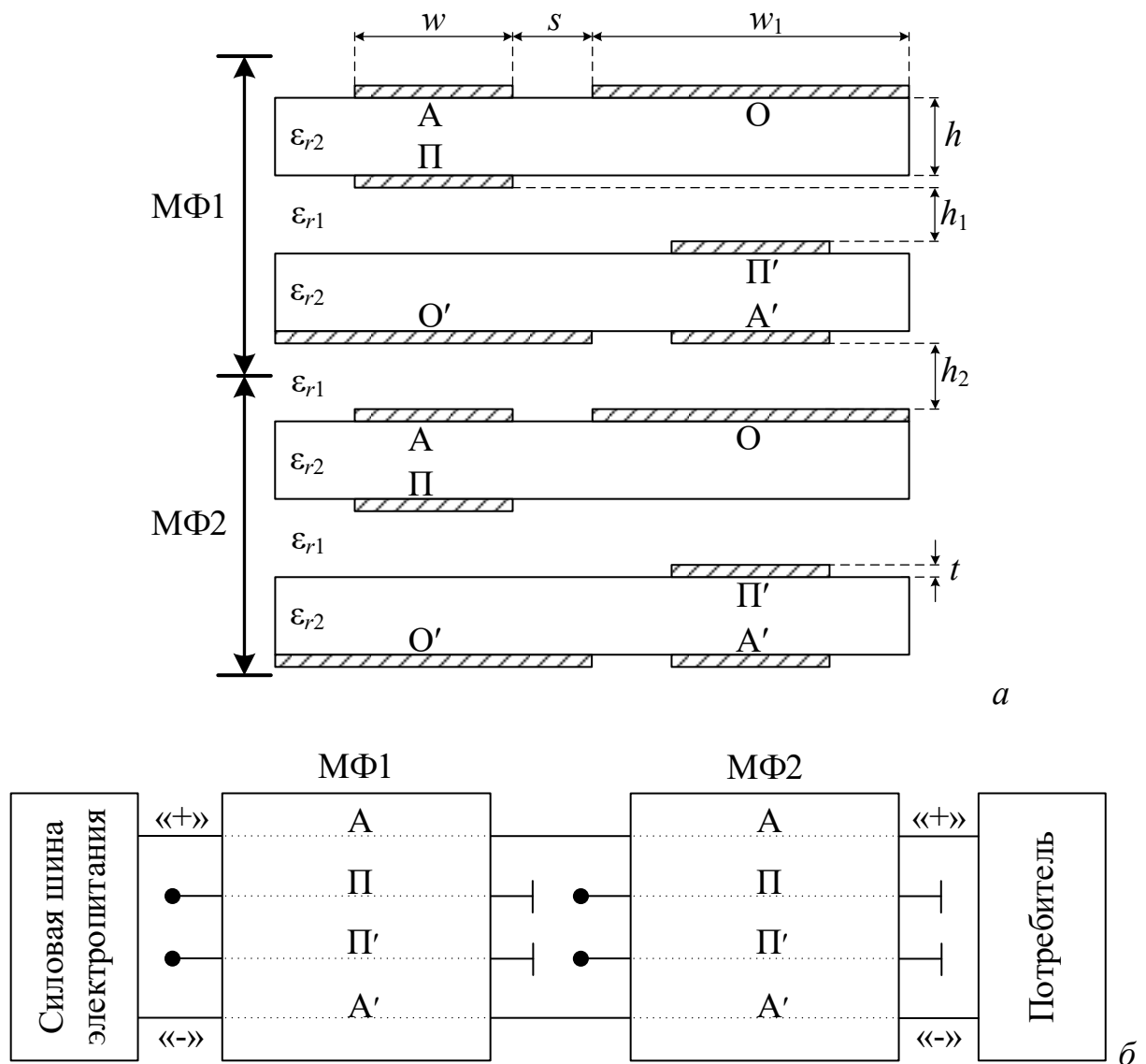


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение (а) и структурная схема (б) устройства защиты СШЭП от СКИ

Выполнено электродинамическое моделирование, в котором приняты следующие значения: относительная магнитная проницаемость меди  $\mu_r=1$ , электрическая проводимость меди  $\sigma=5,8 \cdot 10^7$  См/м, тангенс угла диэлектрических потерь диэлектрика ( $tg\delta$ ) 0,025,  $\epsilon_r$  диэлектрика варьируется в диапазоне от 4,3 до 4,6 (зависит от частоты сигнала). В качестве воздействующего импульса в моделировании использован оцифрованный сигнал осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, форма э.д.с. которого показана на рисунке 2.30.

Получены результаты электродинамического моделирования МФ в частотной и временной областях. Балансные частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  получены в диапазоне частот от 0 до 15 ГГц (вычислены как в [157]). Результаты моделирования частотных зависимостей  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  представлены на рисунках 3.2 и 3.3 соответственно. Формы напряжения на выходе МФ, полученные в результате электродинамического моделирования, показаны на рисунке 3.4.

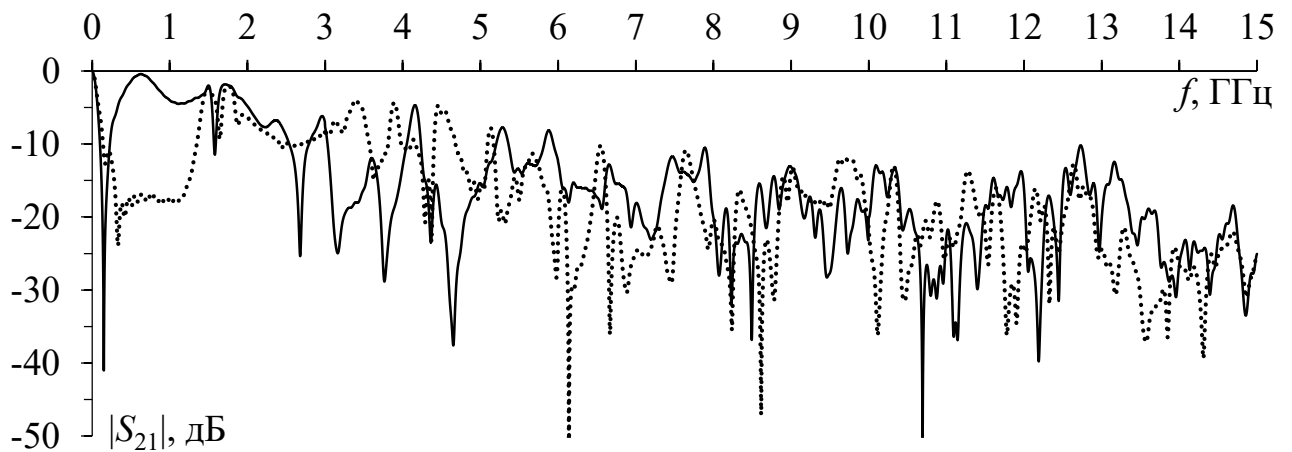


Рисунок 3.2 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$  МФ в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах

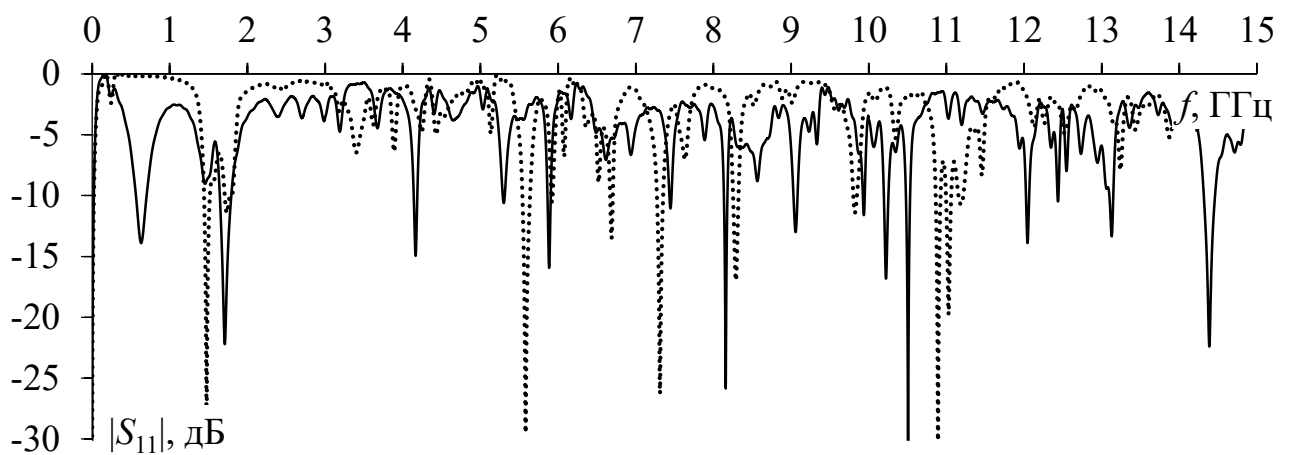


Рисунок 3.3 – Частотные характеристики  $|S_{11}|$  МФ в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах



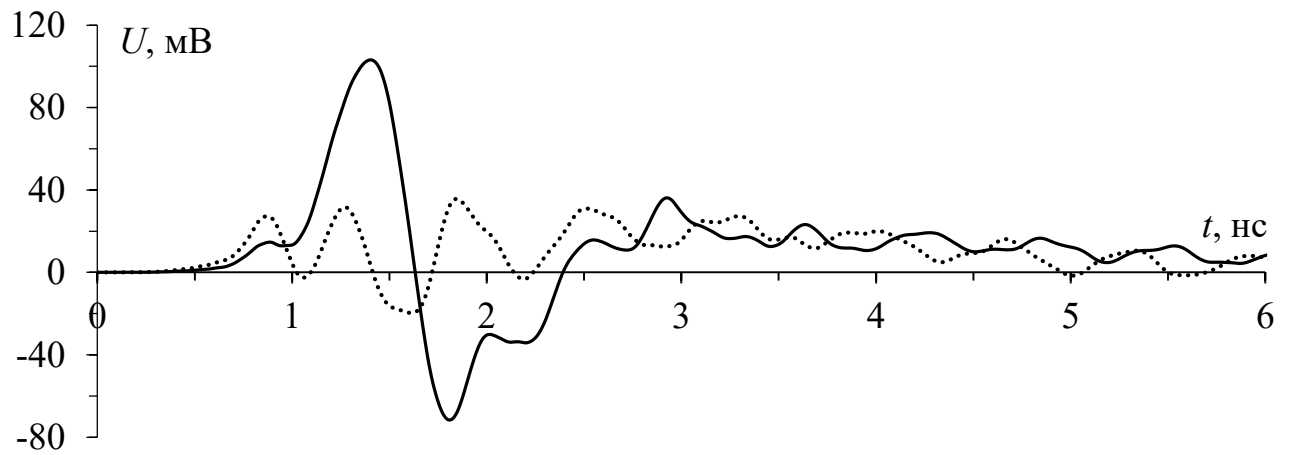


Рисунок 3.4 – Формы напряжения на выходе МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdot \cdot \cdot$ ) режимах

Видно, что МФ подавляет импульсы в синфазном и дифференциальном режимах. Для  $|S_{21}|$  частота среза в дифференциальном режиме составила 55 МГц, а синфазном – 58 МГц.  $U_{\max}$  на выходе МФ равно 103 мВ – в дифференциальном и 36 мВ – в синфазном режимах, что в 2,4 и 6,9 раза меньше половины э.д.с.

### 3.1.2 Экспериментальные исследования

Каждый каскад МФ состоит из двух ПП, чертеж нижнего и верхнего слоев ПП МФ1 изображен на рисунке 3.5, а МФ2 – на рисунке 3.6. МФ1 и МФ2 соединяются между собой медными шинами круглого сечения (ГОСТ 22483-2012) и закрепляются внутри экранирующего корпуса при помощи винтов М3.

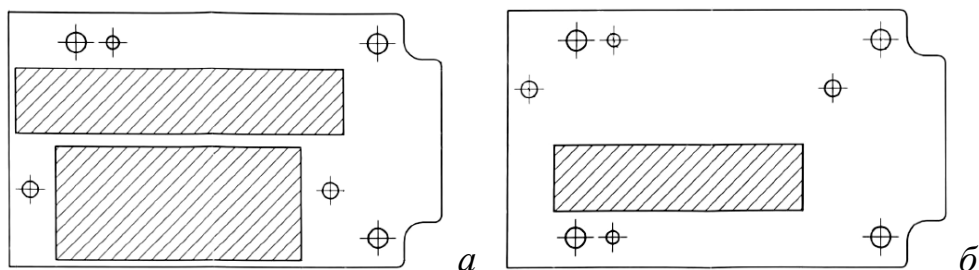


Рисунок 3.5 – Чертежи нижнего (а) и верхнего (б) слоев ПП МФ1

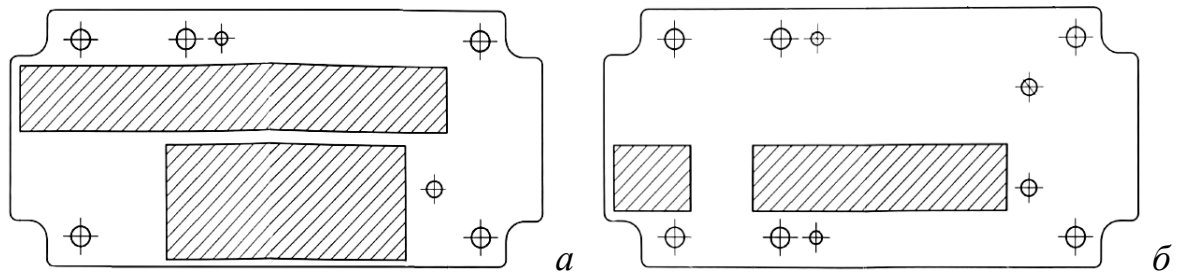


Рисунок 3.6 – Чертежи нижнего (а) и верхнего (б) слоев ПП МФ2

На рисунке 3.7 показан прототип МФ для защиты СШЭП от СКИ в экранирующем корпусе. Вместо кабелей электропитания на входе и выходе МФ припаяны SMA-соединители для соединения с измерительным трактом. Для измерения частотных зависимостей  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  прототипа МФ использован четырехпортовый векторный анализатор цепей E5071C. Частотные характеристики получены в диапазоне от 300 кГц до 15 ГГц. Временной отклик на выходе МФ получен, как подразделе 2.2.3.1.

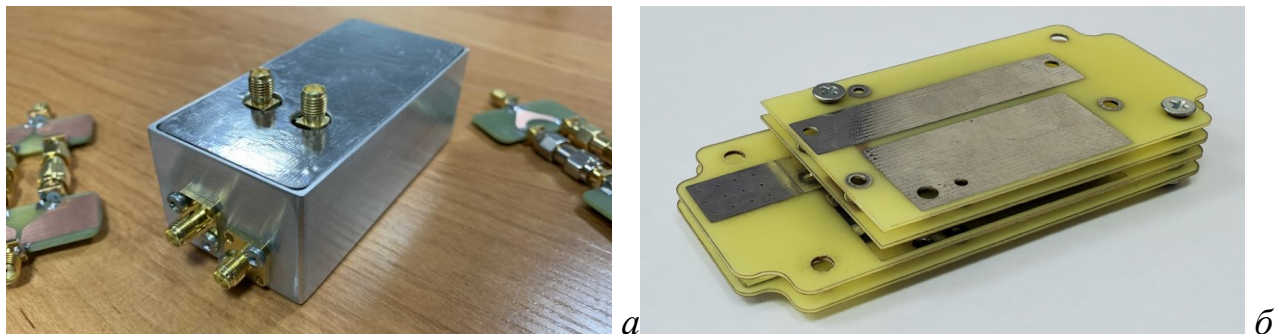


Рисунок 3.7 – МФ в корпусе (а) и без него (б)

Частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  прототипа МФ в дифференциальном и синфазном режимах показаны на рисунках 3.8 и 3.9. Формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном и синфазном режимах, полученные при эксперименте, показаны на рисунке 3.10.

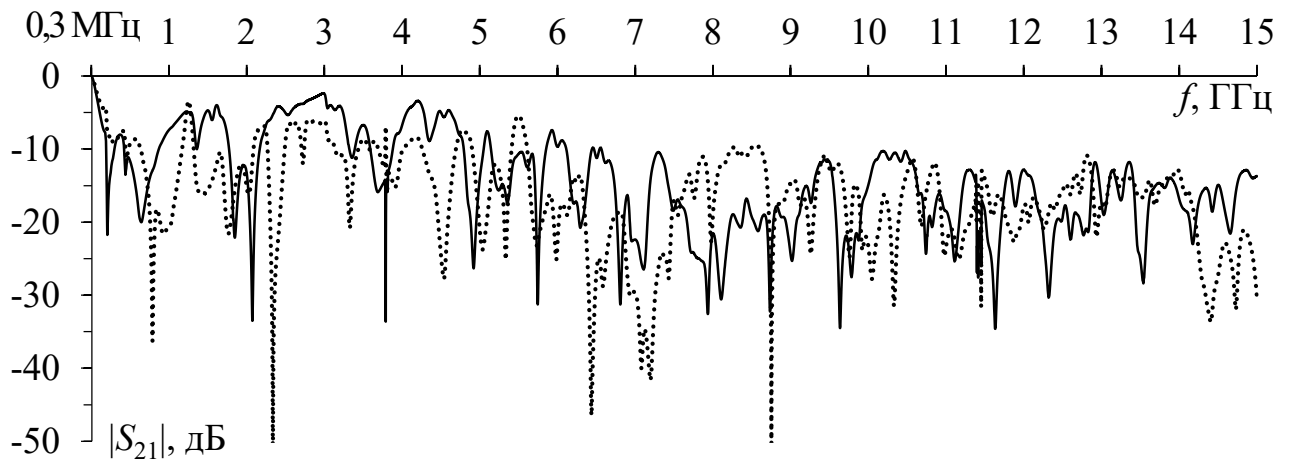


Рисунок 3.8 – Частотные характеристики  $|S_{21}|$  прототипа МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном (···) режимах

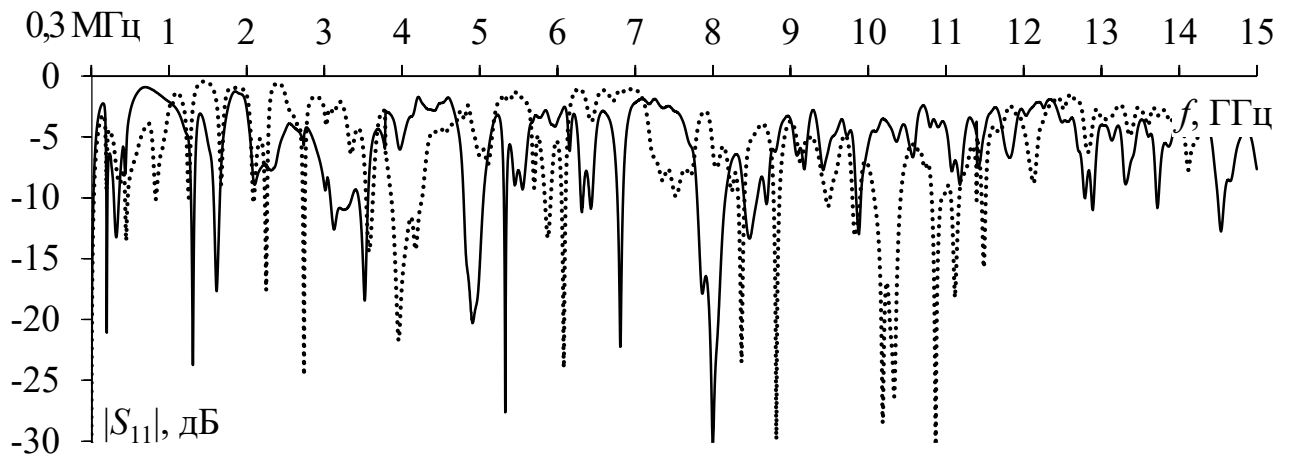


Рисунок 3.9 – Частотные характеристики  $|S_{11}|$  прототипа МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном (···) режимах

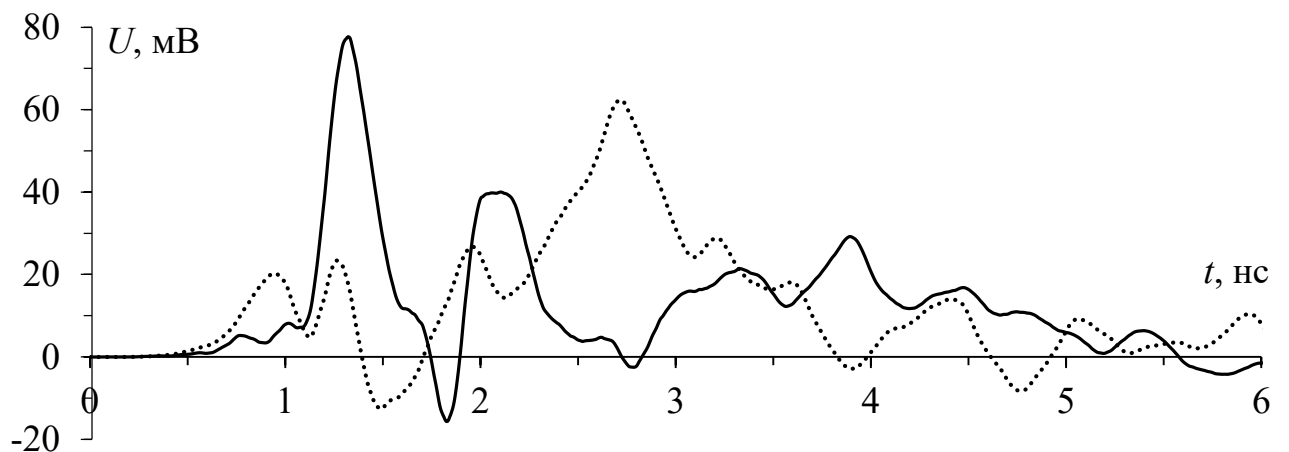


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе прототипа МФ  
в дифференциальном (—) и синфазном (···) режимах

Частоты среза  $|S_{21}|$  составили 73,8 МГц в дифференциальном и 93,8 МГц в синфазном режимах соответственно. Значения  $U_{\max}$  на выходе прототипа МФ, составили 78 мВ в дифференциальном и 62 мВ в синфазном режимах. Таким образом, входное импульсное воздействие длительностью 300 пс (по уровню 0,5) ослабляется в 3,2 и 4 раза (относительно половины э.д.с.).

### **3.2 Помехоподавляющий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами для силовой шины электропитания космического аппарата**

Для достижения требуемых уровней помехоустойчивости, помехозащищенности, надежности и минимизации массы, по согласованию с промышленным партнером АО «ИСС», разработан ПФ на элементах с сосредоточенными параметрами. ПФ обладает недостатками, показанными в главе 1, однако он проектируется как часть гибридного фильтра. В качестве основы разрабатываемого устройства выбран ФНЧ на элементах с сосредоточенными параметрами, обладающий характеристикой Баттерворта третьего порядка. Данный класс фильтрующих устройств обладает максимально плоской АЧХ в полосе пропускания. Крутизна характеристики для подавления синфазной и дифференциальной составляющих ЭМП удовлетворяет техническим требованиям и составляет 60 дБ/дек. В разрабатываемом фильтре отсутствуют активные и полупроводниковые компоненты. Устройство полностью соответствует ГОСТ Р 56529-2015 [185] и обладает необходимой надежностью.

При исследовании используется модель ПФ из [186]. Принципиальная схема ПФ представлена на рисунке 3.11.

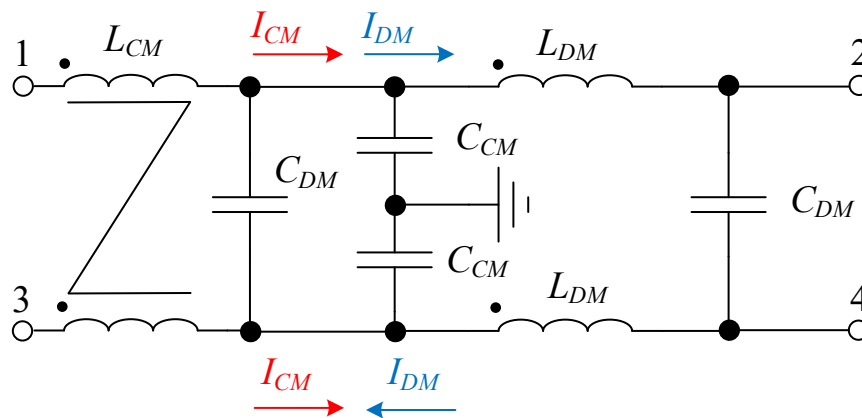


Рисунок 3.11 – Электрическая принципиальная схема разрабатываемого ПФ

Этот ПФ состоит из конденсаторов  $C_{DM}$  и  $C_{CM}$ , предназначенных для ослабления дифференциальных и синфазных помех; дросселей  $L_{DM}$  и  $L_{CM}$ , которые представляют собой несвязанные катушки на кольцевых ферритовых сердечниках и предназначены для подавления синфазных и дифференциальных помех. Для ограничения реактивной мощности, потребляемой от сети питания, на этапе проектирования выбирается небольшой номинал конденсаторов  $C_{DM}$  и  $C_{CM}$ . Синфазный дроссель  $L_{CM}$  представляет собой две катушки, намотанные зеркально друг другу, на общий сердечник в виде кольцевого феррита. При протекании через катушки токов дифференциальной помехи, магнитные поля, индуцированные этими токами, направлены навстречу друг другу и компенсируются. При симметрии обмоток входной импеданс такой системы минимален. Нахождение дифференциальной помехи такой дроссель оказывает малое влияние. В случае появления токов синфазной помехи магнитные потоки катушек сонаправлены, в этом случае они складываются и входной импеданс такого дросселя увеличивается. Это приводит к уменьшению уровня токов, вызванных синфазной помехой и значительному снижению амплитуды помехового сигнала. Выбранная схема обеспечивает минимальное влияние на работу защищаемой цепи при отсутствии ЭМП, а также достаточную пропускную способность по току. Для расчета параметров ПФ используются две функциональные схемные модели (рисунок 3.12).

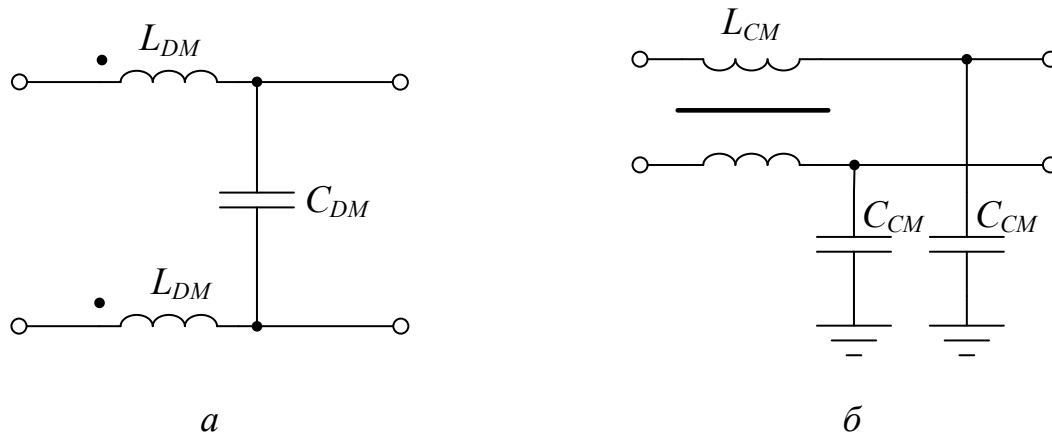


Рисунок 3.12 – Схемы моделей для подавления дифференциальной (*а*) и синфазной (*б*) составляющих ЭМП

Для достижения требуемой индуктивности дросселей определены максимальное количество витков и материал сердечника, определяющий рабочие температуру, частоту и высокочастотные потери [187]. Для расчета катушек с магнитным сердечником использован метод, рекомендованный Международной ассоциацией производителей магнитных материалов [188, 189].

Схемотехническое моделирование выполнено с учетом паразитных параметров компонентов в компьютерной программе «LTspice». На частотах свыше 10 МГц паразитные параметры элементов схемы и монтажа начинают оказывать сильное влияние на форму частотных характеристик. Поэтому свыше 10 МГц растет погрешность полученных результатов схемотехнического моделирования.

При моделировании и эксперименте, для измерения характеристик в дифференциальном и синфазном режимах, ПФ подключался к измерительному тракту как на рисунке 3.13. Для синфазного режима оба входа фильтра соединены с генератором, а выход объединен и подключен к нагрузке измерительного тракта. В дифференциальном режиме генератор включен между входными клеммами фильтра, а измерение осуществляется между выходными клеммами на нагрузке  $R$ .

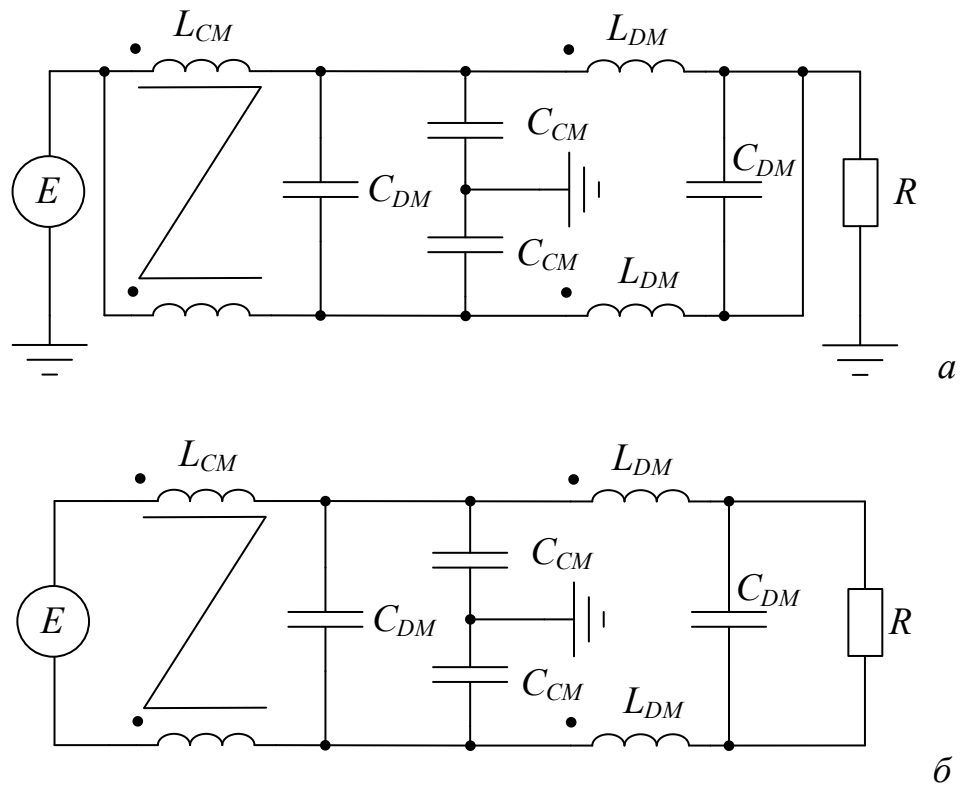


Рисунок 3.13 – Электрическая принципиальная схема фильтра для синфазного (а) и дифференциального (б) режимов

Электрические характеристики и размеры ПФ зависят от способов компоновки индуктивных элементов фильтра, поэтому исследованы три схемы ПФ, отличающиеся индуктивностями. Для такого исследования разработаны два дросселя: комбинированный (позволяющий уменьшить номенклатуру компонентной базы и минимизировать массогабаритные характеристики) [190] и дифференциальный (позволяющий удвоить индуктивность в дифференциальном режиме [191]). Комбинированный дроссель представляет собой составной сердечник из трех магнитопроводов. Он позволяет уменьшить число используемых индуктивных компонентов, за счет чего достигается уменьшение габаритов ПФ. На рисунке 3.14 изображены структурная схема и расположение обмоток на сердечниках комбинированного дросселя.

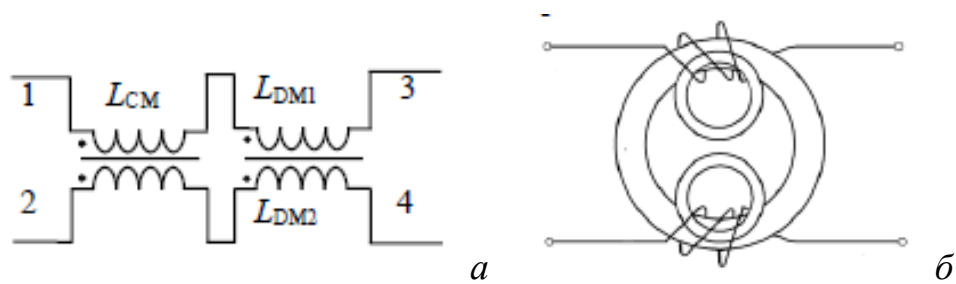


Рисунок 3.14 – Структурная схема (а) и схема расположения обмоток (б) комбинированного дросселя

Синфазные и дифференциальные обмотки гибридного дросселя реализованы с использованием двух видов сердечников:  $L_{CM}$  – с на тороидальном ферритовом сердечнике с размерами  $40 \times 24 \times 16$  мм,  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  – на двух тороидальных ферритовых сердечниках с размерами  $16 \times 10 \times 4,5$  мм. Значение начальной магнитной проницаемости всех сердечников  $\mu_r = 2000$ .

Используя [186–189], вычислены количество витков и номиналы индуктивностей  $L_{CM} = 162,8$  мкГн,  $L_{DM1} = L_{DM2} = 819,2$  мкГн, на основе которых сделан макет комбинированного дросселя. Измерения выполнены LCR-измерителем «Rohde & Schwarz HM8118» [163], результаты сведены в таблицу 3.1.

Таблица 3.1 – Измеренные индуктивности макета комбинированного дросселя

Вариант включения	Значение индуктивности, мкГн
$L_{13}, L_{24}$	1064
$L_{13} + L_{24}$	4042
$L_{13} \parallel L_{24}$	951
$L_{13} + L_{42}$	416

На основе измеренных значений вычислены номиналы индуктивностей  $L_{CM}$  и  $L_{DM1} = L_{DM2}$  комбинированного дросселя, которые составили 208 и 960 мкГн соответственно.

Далее исследованы различные варианты компоновки индуктивных элементов ПФ на основе комбинированного дросселя и дифференциального дросселя [192], выполненного на тороидальном ферритовом сердечнике с размерами  $29,5 \times 19 \times 14,9$  мм и  $\mu_r = 4300$ . Для этого разработаны макеты фильтров с тремя компоновками индуктивных элементов, которые показаны на рисунках 3.15 – 3.17. Во всех трех фильтрах  $C_{DM1} = C_{DM2} = 68$  нФ,



$C_{CM1} = C_{CM2} = 33$  нФ. Электрическая принципиальная схема и макет ПФ с  $L_{DM}$ , выполненными на отдельных сердечниках, показаны на рисунке 3.15. Номиналы  $L_{CM} = 140$  мкГн,  $L_{DM1} = L_{DM2} = 1080$  мкГн. В таком фильтре  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  располагаются симметрично относительно продольной оси фильтра [193], а на входе расположен синфазный дроссель  $L_{CM}$ . Электрическая принципиальная схема и макет ПФ с  $L_{DM}$ , выполненными на общем сердечнике, показаны на рисунке 3.16. Номиналы прежние. В таком фильтре  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  располагаются на одном тороидальном магнитопроводе таким образом, что обмотки направлены в разные стороны, а на входе расположен синфазный дроссель  $L_{CM}$ . Такой способ, из-за наличия взаимной индуктивности между обмотками  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$ , позволяет получить 4х-кратное увеличение индуктивности в дифференциальном режиме. Электрическая принципиальная схема и макет ПФ с  $L_{DM1}$ ,  $L_{DM2}$  и  $L_{CM}$ , выполненными на общем сердечнике, показаны на рисунке 3.17. Номиналы  $L_{CM} = 208$  мкГн,  $L_{DM1} = L_{DM2} = 960$  мкГн. В таком фильтре  $L_{CM}$ ,  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  выполнены, как показано на рисунке 3.14б, образуя обмотки как на рисунке 3.14а.

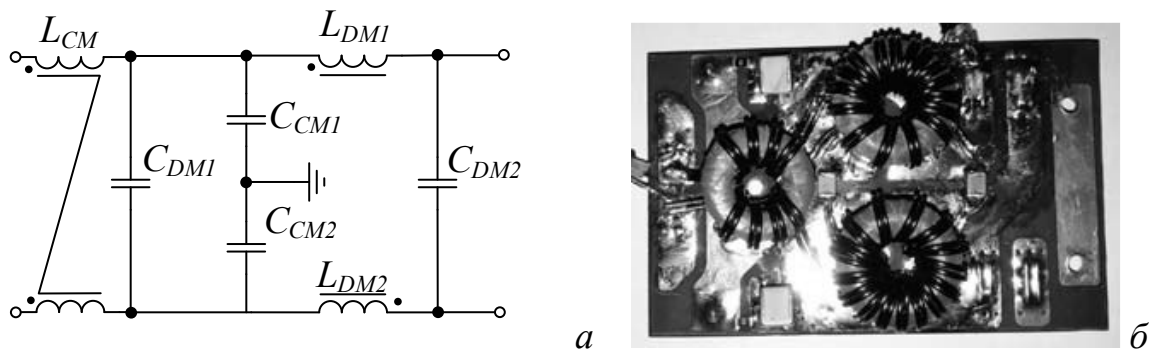


Рисунок 3.15 – Электрическая принципиальная схема (а) и макет (б) фильтра с индуктивностями на отдельных сердечниках

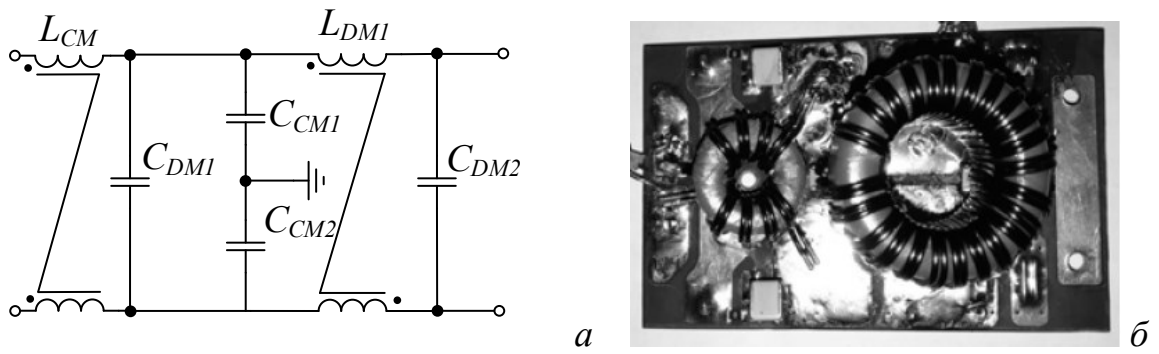


Рисунок 3.16 – Электрическая принципиальная схема (а) и макет (б) фильтра с дифференциальным дросселем

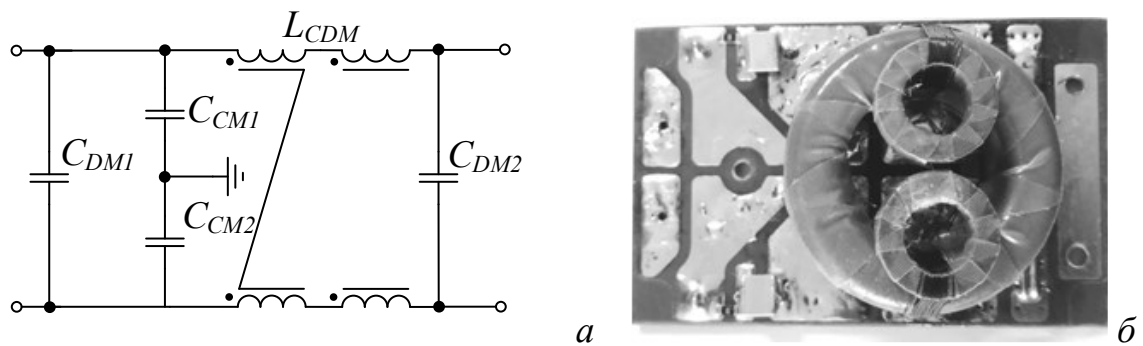
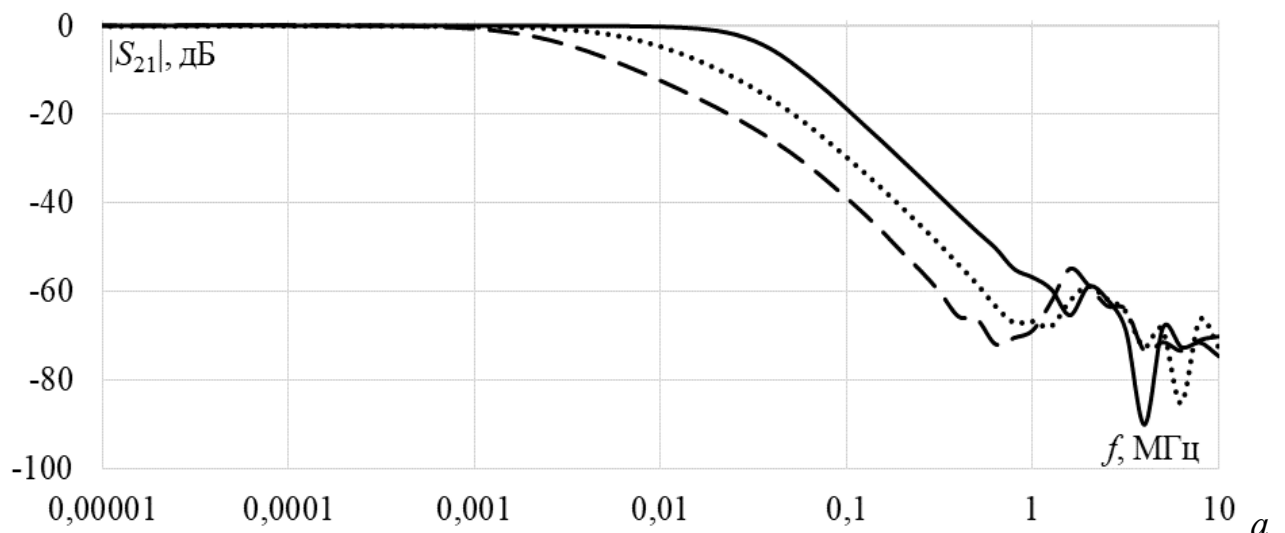


Рисунок 3.17 – Электрическая принципиальная схема (а) и макет (б) фильтра с комбинированным дросселем

Частотные зависимости  $|S_{21}|$  в дифференциальном и синфазном режимах для фильтров с индуктивностями на отдельных сердечниках, дифференциальным и комбинированным дросселями показаны на рисунке 3.18. Значения частоты среза и крутизны спада частотной характеристики  $|S_{21}|$  всех трех фильтров сведены в таблицу 3.2.



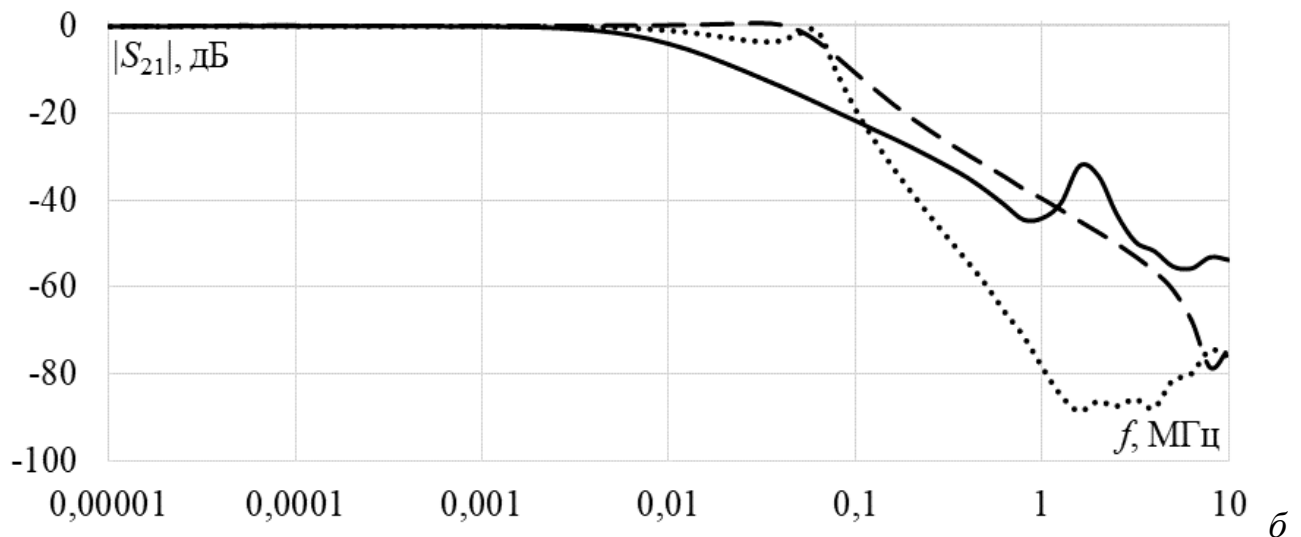


Рисунок 3.18 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  для дифференциального (а) и синфазного (б) режимов для фильтров классической ( $\cdots$ ), промежуточной (- - -) и комбинированной (—) компоновок

Таблица 3.2 – Значения частот среза и крутизны спада

Фильтр	Синфазный режим		Дифференциальный режим	
	Частота среза, кГц	Крутизна спада, дБ/дек	Частота среза, кГц	Крутизна спада, дБ/дек
L на отдельных сердечниках	63,48	60	7,43	40
с дифференциальным дросселем	55,24	40	2,14	40
с комбинированным дросселем	34,31	20	8,02	40

Видно, что ПФ с индуктивностями на отдельных сердечниках обладает крутизной спада характеристики с наибольшим наклоном. ПФ с дифференциальным дросселем обладает наибольшей частотой среза в синфазном режиме и наименьшей – в дифференциальном. ПФ с комбинированным дросселем обладает наименьшей частотой среза в синфазном режиме.

Выявлено, что в синфазном режиме оптимальные габариты и необходимые  $S$ -параметры обеспечивает фильтр с индуктивностями на отдельных сердечниках, с частотой среза 63,48 кГц и крутизной спада частотной характеристики 60 дБ/дек. Фильтр с дифференциальным дросселем обладает более низкой частотой среза 55,24 кГц и обеспечивает крутизну спада частотной характеристики 40 дБ/дек. Фильтр с комбинированным дросселем обладает самой низкой частотой среза

среди рассматриваемых фильтров – 34,31 кГц при крутизне спада частотной характеристики 20 дБ/дек. В дифференциальном режиме, рассмотренные ПФ обладают одинаковой крутизной спада частотной характеристики 40 дБ/дек. Наименьшей частотой среза обладает фильтр с дифференциальным дросселем – 2,14 кГц. Наибольшую частоту среза в 8,02 кГц обеспечивает фильтр с комбинированным дросселем. Фильтр с индуктивностями на отдельных сердечниках показал промежуточное значение частоты среза в 7,43 кГц. Фильтр с комбинированным дросселем обладает несколько худшими параметрами при наименьших массогабаритных показателях и рассматривается как альтернатива традиционным методам реализации защитных ПФ [192, 194]. Необходимо отметить, что при замене индуктивных элементов принципиальная схема фильтра не менялась.

ПФ будет частью гибридного фильтра, поэтому немаловажным фактором является возможность объединения конструкций МФ и ПФ в ограниченном пространстве экранирующего корпуса, внешние размеры которого составляют 92×45×35,5 мм. С учетом проведенных исследований и требований разработан прототип ПФ с электрической принципиальной схемой как на рисунке 3.14а. Он имеет следующие массогабаритные характеристики: длина – 70 мм, ширина – 40 мм, высота – 12 мм, вес – 31 г.  $L_{CM}$ ,  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  намотаны сдвоенным проводом диаметром токоведущей жилы по 0,9 мм на одинаковых тороидальных ферритовых сердечниках и рассчитаны на номинальный ток 10 А. Суммарная площадь поперечного сечения проводников равна 1,27 мм<sup>2</sup>, что с запасом 15,45% перекрывает требования стандарта ГОСТ В 23584-79, а ECSS-Q-ST-30-11С – с запасом 58,75%. Материал магнитопровода Т38, размеры магнитопровода 16×9,6×6,3 мм. Значение начальной магнитной проницаемости сердечников  $\mu_r = 10000$ . Такой материал хорошо подходит для борьбы с помеховыми воздействиями в широком диапазоне частот. Для каждой обмотки  $L_{CM}$  количество витков составило 4, а для  $L_{DM1}$  и  $L_{DM2}$  – по 12. Для минимизации номенклатуры компонентной базы в качестве  $C_{DM}$  и  $C_{CM}$  использованы конденсаторы GRM43QB33A333KW01L. Их емкость 33 нФ поэтому для  $C_{DM1}$  и

$C_{DM2}$  использовано по два таких конденсатора. Они рассчитаны на рабочее напряжение 1000 В. Итоговые номиналы компонентов фильтра составили  $C_{CM1} = C_{CM2} = 33$  нФ,  $C_{DM1} = C_{DM2} = 66$  нФ,  $L_{CM} = 100$  мкГн,  $L_{DM1} = L_{DM2} = 1100$  мкГн.

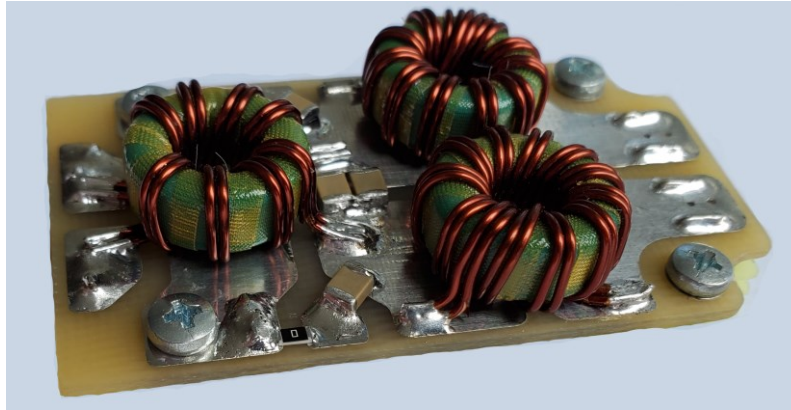


Рисунок 3.19 – Прототип ПФ для гибридного ПФ

На рисунке 3.20 представлены фотошаблоны ПФ. Проводники ПФ реализованы полигонами, что позволяет обеспечить запас по токовой нагрузке, теплоотводу и механической прочности.

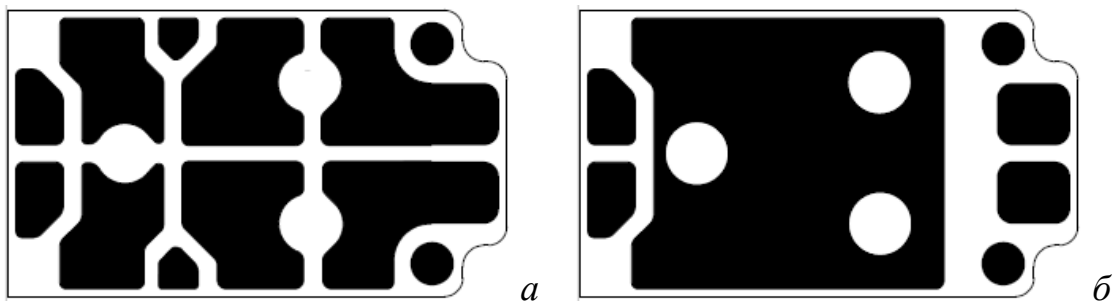


Рисунок 3.20 – Фотошаблоны верхнего (а) и нижнего (б) слоёв ПП ПФ

Так как фильтрующее устройство представляет собой четырехпортовое устройство, для экстракции его амплитудно-частотных характеристик применена методика из [157]. Балансные характеристики для дифференциального и синфазного режимов вычислены по (2.19) и (2.20). При исследованиях прототипа ПФ он находился внутри экранирующего корпуса.

На рисунках 3.21 и 3.22 представлены результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования в частотном диапазоне до 10 МГц, в дифференциальном и синфазном режимах. Вычисленные и измеренные частоты среза для обоих режимов сведены в таблицу 3.3.

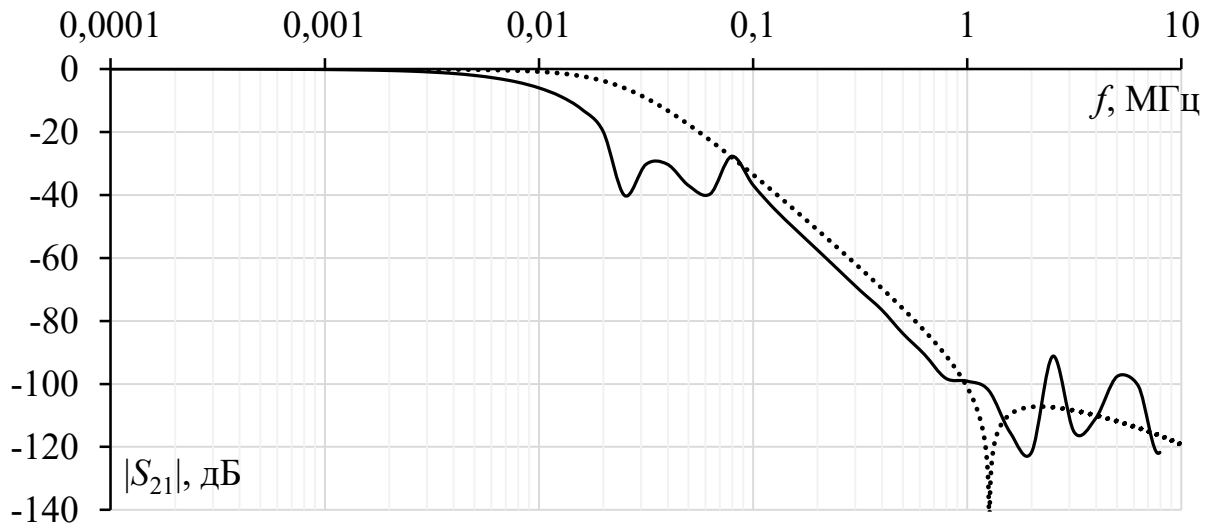


Рисунок 3.21 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  ПФ при эксперименте (—) и моделировании ( $\cdots$ ) в дифференциальном режиме

Видно, что формы полученных зависимостей хорошо согласуются. Например, абсолютное отклонение частоты среза для синфазного режима составило 0,4 кГц. В частотном диапазоне от 0,5 до 10 МГц ослабление составляет не менее 60 дБ для эксперимента и моделирования. В дифференциальном режиме кривые имеют схожий характер. Однако в частотном диапазоне от 0,01 до 0,09 МГц в эксперименте наблюдается провал частотной характеристики, который обусловлен неучтенными резонансами прототипа ПФ. В частотном диапазоне от 0,5 до 10 МГц ослабление составляет не менее 80 дБ для эксперимента и моделирования.

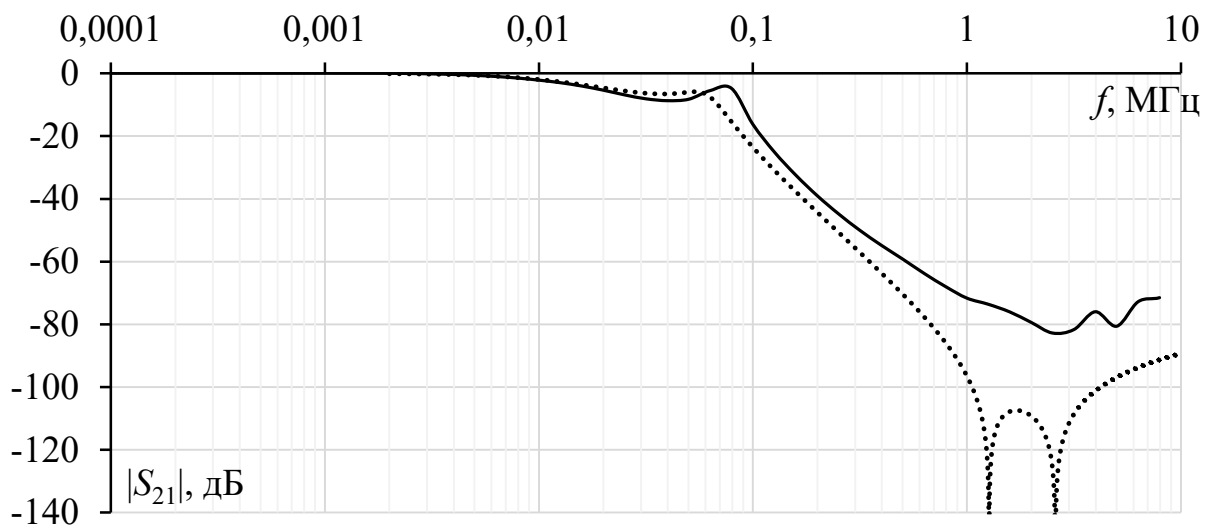


Рисунок 3.22 – Частотные зависимости  $|S_{21}|$  ПФ при эксперименте (—) и моделировании ( $\cdots$ ) в синфазном режиме

Таблица 3.3 – Сравнение вычисленной и измеренной частот среза (кГц) для синфазного и дифференциального режимов

Параметр	Моделирование	Эксперимент	Абсолютное отклонение
Частота среза в синфазном режиме	13,6	14	0,4
Частота среза в дифференциальном режиме	18	6,8	11,2

Из представленных графиков видно, что исследуемое устройство представляет собой ФНЧ для синфазного и дифференциального режимов. Устройство обладает широкой полосой подавления для обоих режимов. При этом минимальное ослабление составляет 15 и 22 дБ для синфазного и дифференциального режимов, соответственно. При проектировании помехоподавляющих устройств для СШЭП КА следует учитывать следующие параметры: нагрузочную способность по току, частоты среза в синфазном и дифференциальном режимах работы, токи утечки и массогабаритные характеристики. Для проведения предварительных расчетов подобного рода устройств рекомендуется использовать схемотехнический подход. Однако, для их анализа на частотах свыше 10 МГц необходимо использовать многорезонансные модели компонентов ПФ. Отличия результатов предварительного исследования от

результатов, полученных на прототипе ПФ, обусловлены влиянием корпуса, материала магнитопровода, топологии проводников и отличием методики измерений.

### 3.3 Разработка гибридного фильтра

Гибридный фильтр для СШЭП КА состоит из двухкаскадного МФ и ПФ. Поперечное сечение гибридного фильтра представлено на рисунке 3.23, а структурная схема – на рисунке 3.24.

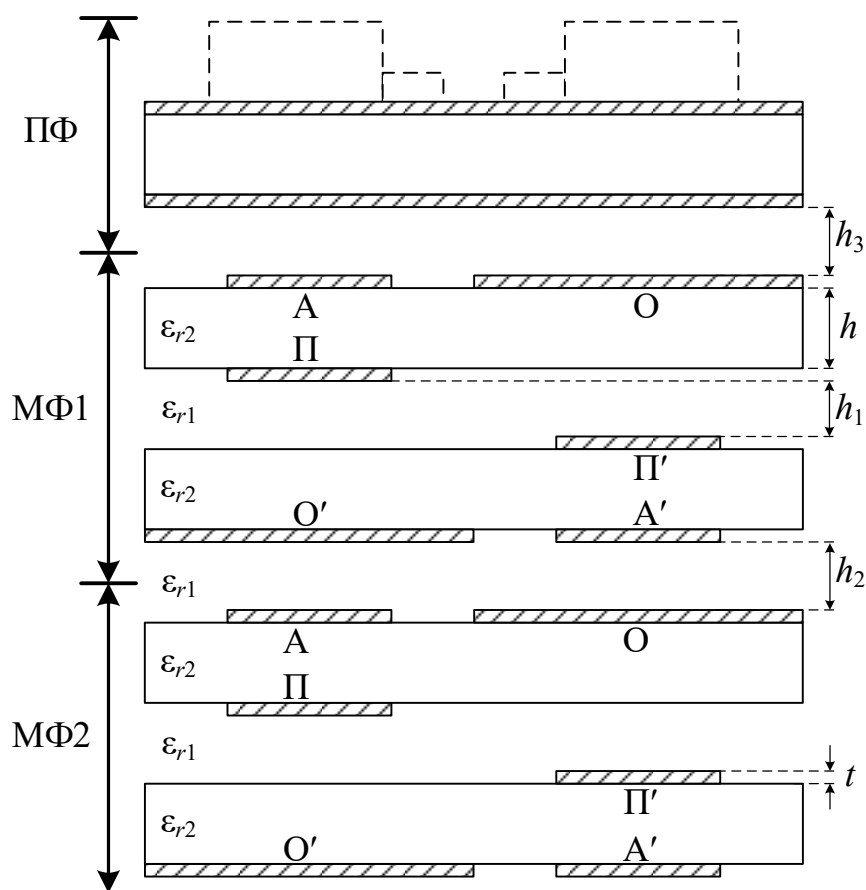


Рисунок 3.23 – Поперечное сечение гибридного фильтра

При эксплуатации СШЭП, фильтрующее устройство рекомендовано поместить в алюминиевый корпус. На рисунке 3.24 показана структурная схема гибридного фильтра для СШЭП КА, а на рисунке 3.25 – макет гибридного фильтра без экранирующего корпуса.



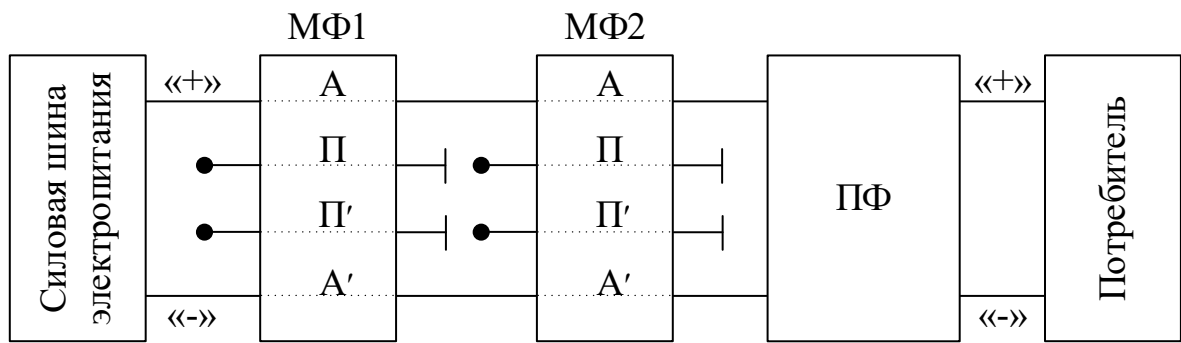


Рисунок 3.24 – Структурная схема гибридного фильтра

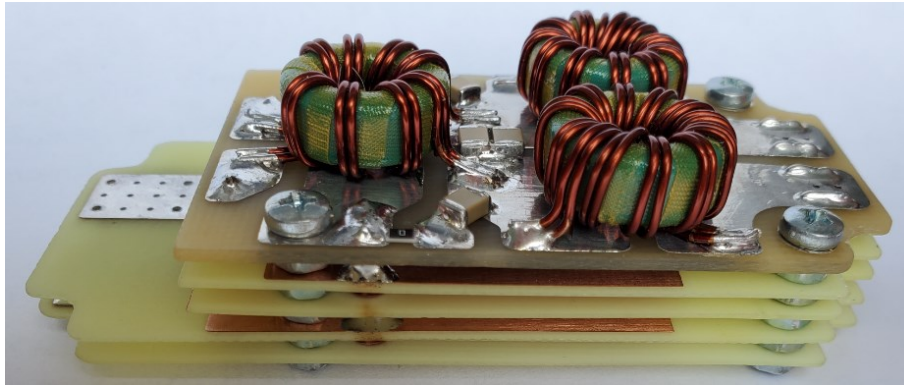


Рисунок 3.25 – Гибридный фильтр без корпуса

Так как фильтрующее устройство представляет собой четырехпортовое устройство, для экстракции его амплитудно-частотных характеристик применена методика из [157]. Для получения результатов эксперимента во временной области использована методика из подраздела 2.2.3.1 [195]. Также разработаны методики экспериментальных исследований прототипа устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса (Приложение Б).

Результаты экспериментальных исследований гибридного фильтра в частотной области представлены на рисунках 3.26 и 3.27. Формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном и синфазном режимах, полученные при эксперименте, показаны на рисунке 3.28.

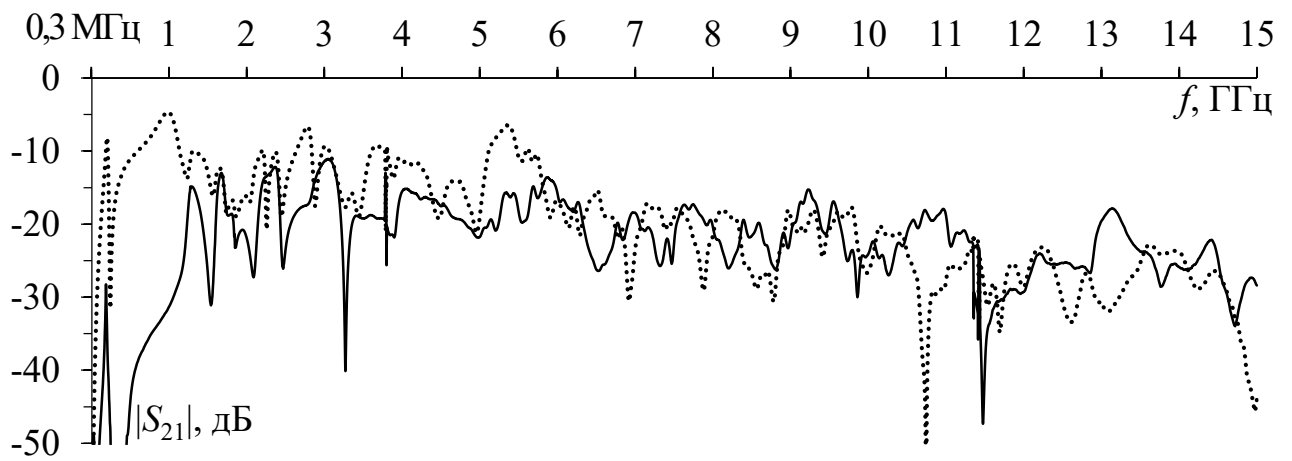


Рисунок 3.26 – Измеренные частотные зависимости  $|S_{21}|$  гибридного фильтра в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах

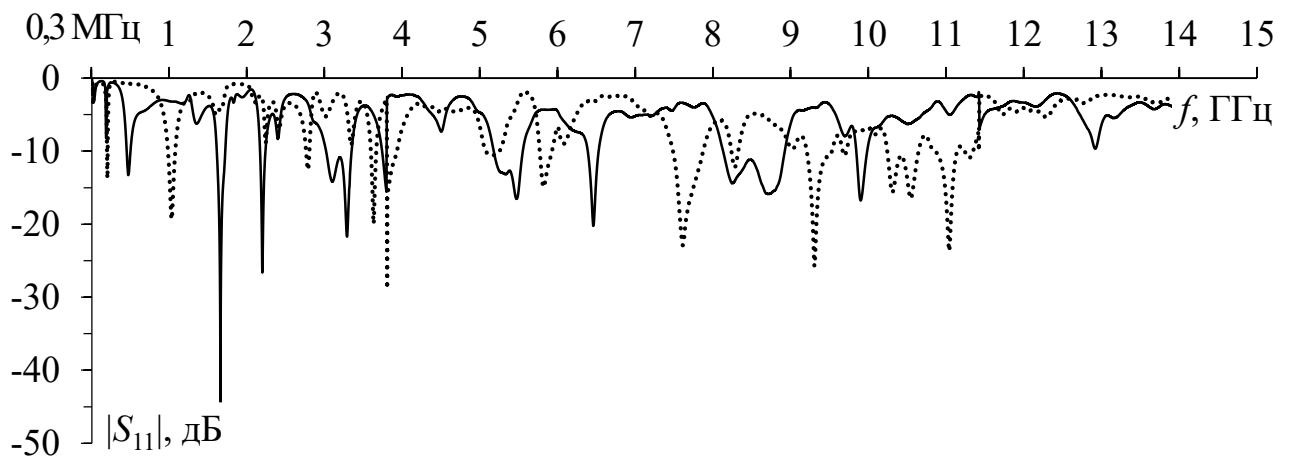


Рисунок 3.27 – Измеренные частотные зависимости  $|S_{11}|$  гибридного фильтра в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах

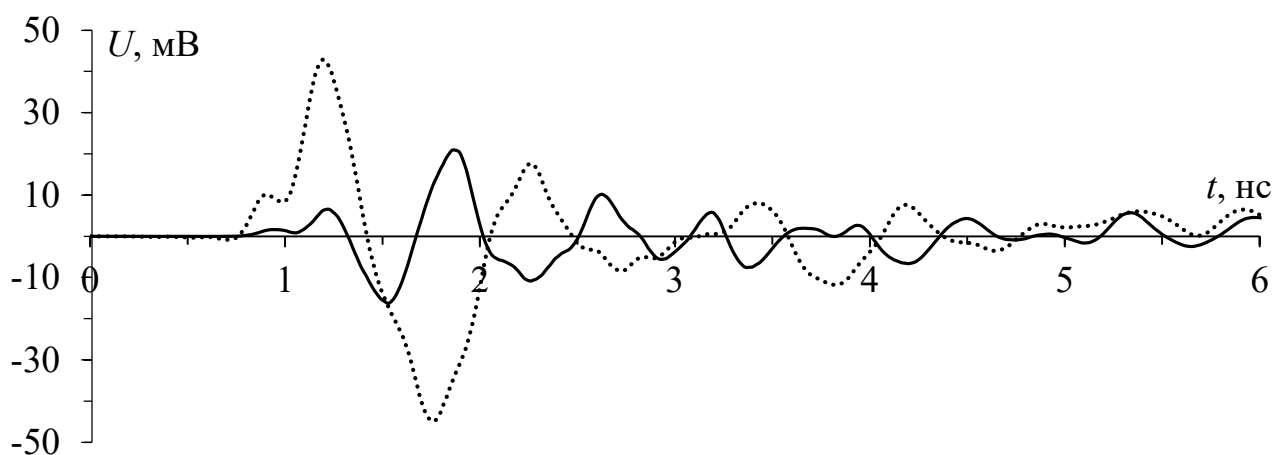


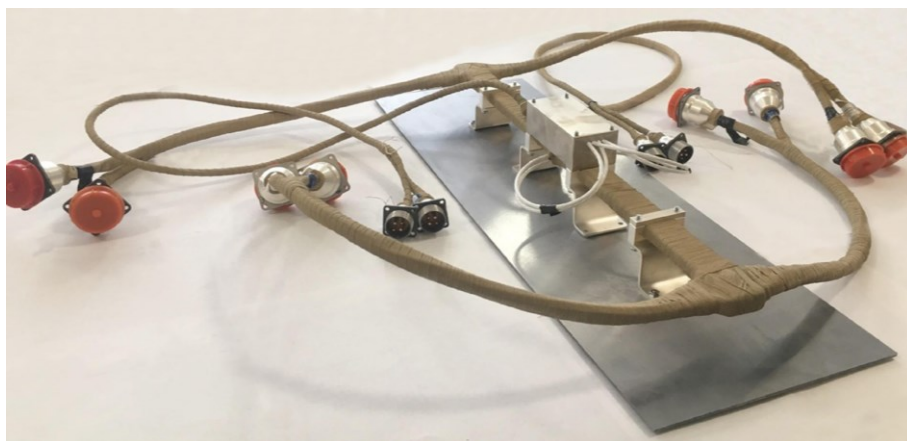
Рисунок 3.28 – Формы напряжения на выходе гибридного фильтра, в дифференциальном (—) и синфазном ( $\cdots$ ) режимах

Измерения  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  гибридного фильтра проведены в диапазоне частот от 300 кГц до 15 ГГц, а частота среза гибридного фильтра определяется ПФ и составляет 6,8 кГц в дифференциальном и 14 кГц в синфазном режимах (рисунки 3.22 и 3.21), что меньше 300 кГц. Значение  $U_{\max}$  на выходе гибридного фильтра составляет 21 мВ в дифференциальном и 43 мВ – в синфазном режимах. Таким образом, входное импульсное воздействие длительностью 300 пс (по уровню 0,5) ослабляется в 11,9 и 5,81 раза (относительно половины э.д.с.).

Разработан и изготовлен гибридный фильтр для СШЭП, его габариты в экранирующем корпусе составили 92×45×35,5 мм. На рисунке 3.29а показан гибридный фильтр в экранирующем корпусе без крышки, а на рисунке 3.29б он показан в составе прототипа СШЭП.



а



б

Рисунок 3.29 – Прототип гибридного фильтра в экранирующем корпусе без крышки (а) и в составе прототипа СШЭП (б)

Прототип гибридного фильтра полностью удовлетворяет техническим характеристикам, согласованным с АО «ИСС». Он успешно прошел стендовые

испытания в составе лабораторного макета оптимальной сети высоковольтного электропитания КА (Приложение В).

### 3.4 Патент на изобретение «Усовершенствование устройства, защищающего от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах»

Разработано и запатентовано устройство защиты [171], состоящее из полосковой структуры, поперечное сечение которой приведено на рисунке 3.30 и фильтра на элементах с сосредоточенными параметрами.

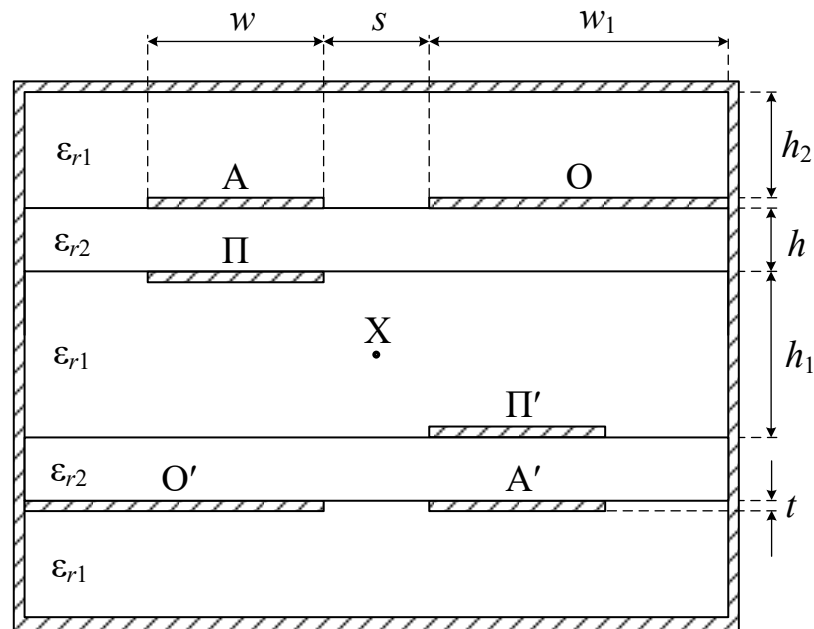


Рисунок 3.30 – Поперечное сечение полосковой структуры

Параметры поперечного сечения полосковой структуры:  $w$  – ширина активных и пассивных проводников,  $w_1$  – ширина опорных проводников,  $s$  – расстояние между проводниками,  $t$  – толщина проводников,  $h_1$  – толщина воздушных зазоров в верхней и нижней частях структуры,  $h_2$  – толщина диэлектрических слоев исходной и добавленной структур,  $h_3$  – толщина воздушного зазора между структурами. Значения параметров:  $w = 10$  мм,  $w_1 = 18$  мм,  $t = 0,105$  мм,  $s = 2$  мм,  $h_1 = 10$  мм,  $h_2 = 0,330$  мм,  $h_3 = 2,54$  мм,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{r2} = 4,5$ .

На рисунке 3.31 приведена схема соединений гибридного фильтра. Она состоит из шести проводников одинаковой длины  $l = 100$  мм, 2 из которых (опорные) представлены на схеме обозначением корпусной земли, источников импульсных сигналов, представленных идеальными источниками э.д.с.  $E_{Г1}$  и  $E_{Г2}$  с внутренними сопротивлениями  $R_{Г}$ , которые через входные клеммы подсоединены к активным проводникам на ближнем конце полосковой структуры. Опорные проводники соединены с электрическим экраном вдоль всей длины, а пассивные – только на дальнем конце полосковой структуры. С активными проводниками полосковой структуры на дальнем конце соединен синфазный дроссель, имеющий две индуктивно-связанные обмотки  $L_C$  по 140 мкГн каждая, между выходными контактами синфазного дросселя подключен конденсатор  $C_D$ , при этом каждый контакт синфазного дросселя подключен к корпусной земле через конденсатор  $C_C$  емкостью 33 нФ, к каждой обмотке синфазного дросселя подключена индуктивность  $L_D$  по 1200 мкГн, между выводами которых подсоединен конденсатор  $C_D$ , выводы которого через выходные клеммы подсоединены к нагрузочным резисторам  $R_H$ . Значения всех резисторов, представленных на схеме, равны 50 Ом, емкость конденсаторов  $C_D = 66$  нФ. В качестве входного сигнала используется импульс, длительности фронта, спада и плоской вершины которого выбраны равными по 100 пс, а амплитуда э.д.с. источника изменяется в зависимости от режима воздействия помехи. Для реализации дифференциального воздействия амплитуда э.д.с. источников  $E_{Г1} = 0,5$  В, а  $E_{Г2} = -0,5$  В. Для реализации синфазного воздействия амплитуда э.д.с. источников  $E_{Г1} = 1$  В, а  $E_{Г2} = 1$  В.

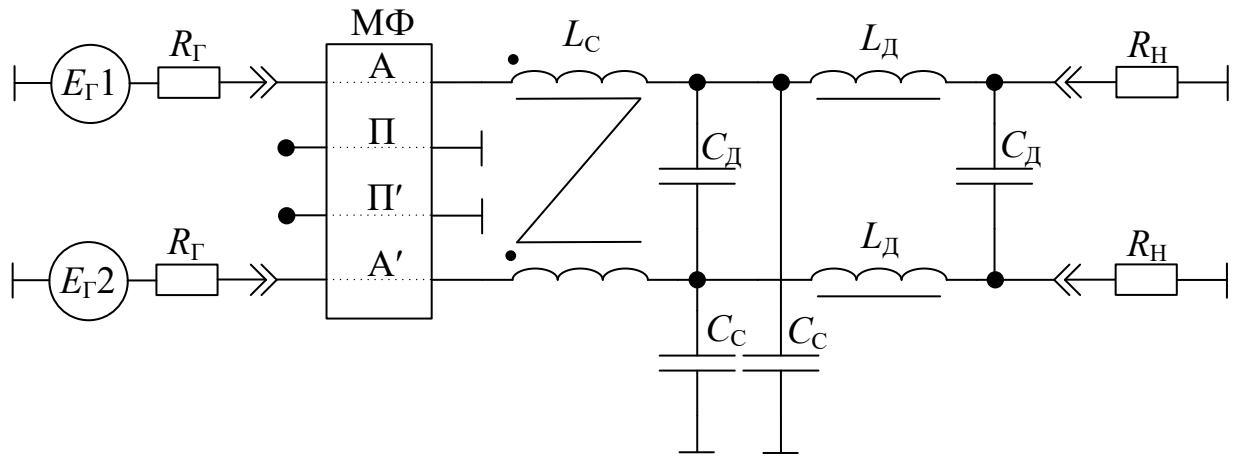


Рисунок 3.31 – Электрическая принципиальная схема гибридного защитного устройства

Данное устройство позволяет увеличить ослабление СКИ, длительность которых больше, чем разность задержек мод. Это достигается за счет разложения СКИ полосковой структурой на импульсы меньшей амплитуды с помощью выбора параметров устройства и компоновки проводников, а также благодаря выбору номиналов компонентов фильтра, обеспечивающих частотную селекцию помехового сигнала. Приведенные качественные оценки достижимости технического результата подтверждаются ниже количественными оценками, полученными с помощью моделирования в ПО ADS.

На рисунке 3.32 представлены результаты вычислительного эксперимента, из которых видно, что ослабление сигнала на 3 дБ достигается на частоте 15 кГц для дифференциального и 12 кГц – для синфазного режимов.

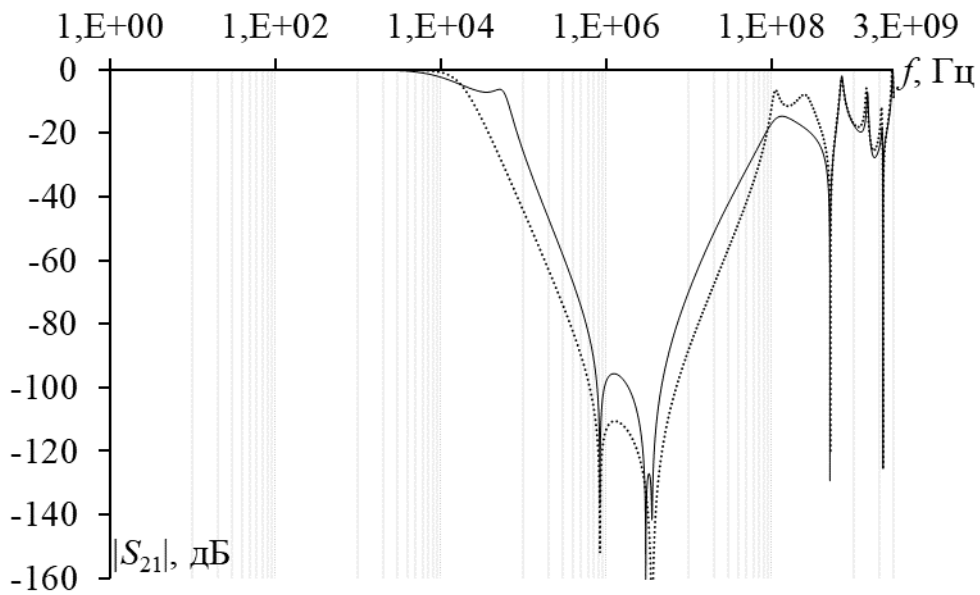


Рисунок 3.32 – Амплитудно-частотная характеристика заявляемого защитного устройства в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

На рисунке 3.33 представлены результаты вычислительного эксперимента, из которых видно, что ослабление воздействующего импульсного сигнала с помощью его разложения на импульсы меньшей амплитуды. Максимальные напряжения импульсов на выходе по модулю составили 30 мВ для дифференциального и 23 мВ – для синфазного режимов. Вносимые затухания составили  $-24,4$  дБ и  $-26,7$  дБ для дифференциального и синфазного режимов соответственно.

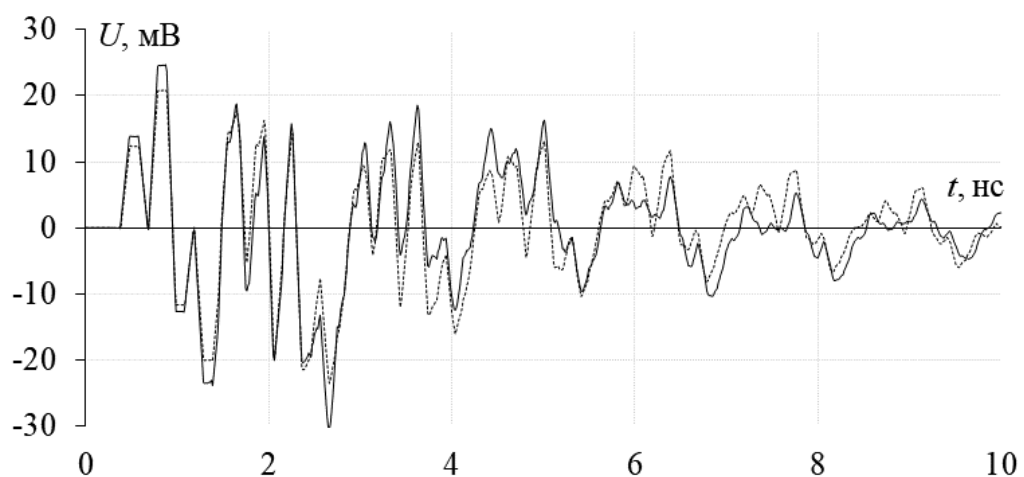


Рисунок 3.33 – Формы напряжения на выходе заявляемого защитного устройства в дифференциальном (...) и синфазном (—) режимах

Устройство работает следующим образом: в дифференциальном режиме на вход устройства между активными проводниками подается помеховый импульсный сигнал малой длительности, который, распространяясь вдоль заявляемой структуры раскладывается на последовательность импульсов, амплитуда которых становится меньше за счет модального разложения сигнала, после полосковой структуры токи импульсной помехи, протекающие через обмотки синфазного дросселя, индуцируют магнитные потоки, которые взаимно компенсируют друг друга, не приводя к насыщению магнитопровода, в результате синфазный дроссель обладает низким индуктивным сопротивлением, а дальнейшее ослабление помех определяется передаточной характеристикой  $LC$ -звеньев фильтра, образуемых катушками индуктивности  $L_d$  и конденсаторами  $C_d$ ,  $C_c$ ; в синфазном режиме на вход устройства на активные проводники относительно опорных подается помеховый импульсный сигнал малой длительности, который, распространяясь вдоль структуры, раскладывается на последовательность импульсов, амплитуда которых также становится меньше за счет модального разложения сигнала, после полосковой структуры токи импульсной помехи, протекающие через обмотки синфазного дросселя, индуцируют магнитные потоки одной направленности, которые накладываются друг на друга, в результате чего растет индуктивное сопротивление синфазного дросселя, также на помеху воздействуют  $LC$ -звенья фильтра, образуемые катушками индуктивности  $L_d$  и конденсаторами  $C_c$ . Таким образом, устройство способно ослаблять помеховый сигнал в дифференциальном и синфазном режимах воздействия помехи.

### 3.5 Основные результаты и выводы

В разделе представлены результаты исследования гибридного фильтра, состоящего из МФ для защиты СШЭП КА от СКИ и ПФ, работающих в синфазном и дифференциальном режимах:



1. Определены параметры поперечного сечения и способ расположения каскадов МФ для защиты СШЭП КА от СКИ. Изготовлен макет МФ, выполнены электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование, по результатам которых получены временные и частотные характеристики в дифференциальном и синфазном режимах. При эксперименте частоты среза  $|S_{21}|$  составили 73,8 МГц в дифференциальном и 93,8 МГц в синфазном режимах. Значение  $U_{\max}$  на выходе прототипа МФ составляет 78 мВ в дифференциальном и 62 мВ в синфазном режимах. Таким образом, входное импульсное воздействие длительностью 300 пс (по уровню 0,5) ослабляется в 3,2 и 4 раза (относительно половины э.д.с.).

2. Выбрана электрическая принципиальная схема ПФ, определены номиналы компонентов фильтра и его массогабаритные характеристики. Изготовлен макет ПФ, выполнены моделирование и экспериментальное исследования. При эксперименте частоты среза  $|S_{21}|$  составили 6,8 кГц в дифференциальном и 14 МГц в синфазном режимах.

3. Изготовлен макет гибридного фильтра, выполнены экспериментальные исследования во временной и частотной областях. Получена частотная зависимость  $|S_{21}|$  в диапазоне частот от 300 кГц до 15 ГГц. Выявлено, что входное импульсное воздействие длительностью 300 пс (по уровню 0,5) ослабляется в 11,9 и 5,81 раза (относительно половины э.д.с.) в дифференциальном и синфазном режимах, соответственно.

4. Предложен гибридный фильтр, состоящий из МФ и ПФ, отличающийся повышенной надежностью, радиационной стойкостью и небольшими массогабаритными параметрами. Разработанный прототип гибридного фильтра подавляет дифференциальные и синфазные кондуктивные ЭМП. Фильтр реализован без использования активных компонентов, что позволяет продлить срок службы и значительно уменьшить вероятность выхода из строя вследствие воздействия радиационного фона космического пространства. Прототип гибридного фильтра полностью удовлетворяет техническим характеристикам, согласованным с АО «ИСС» имени Решетнева (г. Железногорск). Он успешно

прошел стендовые испытания в составе лабораторного макета оптимальной сети высоковольтного электропитания (ОСВЭ) КА.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

### Итоги исследования

Основные результаты работы, полученные проверенными методами, широко апробированные и опубликованные, позволили достигнуть следующие результаты:

1. Сформулированные математические модели позволили вычислить частотные и временные отклики двухпроводной линии с асимметрией проводников и четырехпроводной линии с попарной симметрией проводников в дифференциальном и синфазном режимах через конечные комбинации элементарных функций.

2. По результатам предварительного моделирования в качестве основы выбран МФ с лицевой связью, получены его оптимальные параметры, а также определен вариант оконечных нагрузок (ХХ-КЗ) на концах пассивного проводника, при котором достигается максимальное ослабление СКИ. На основе полученных результатов разработан МФ, из двух МФ с лицевой связью с оптимальным расстоянием между ними 5 мм и коэффициентами ослабления в дифференциальном и синфазном режимах 11,11 и 11,36 раза, соответственно.

3. Выполнен анализ влияния электрического экрана на коэффициент ослабления МФ который показал, что оптимальные воздушные зазоры между экраном и МФ ухудшают коэффициент ослабления лишь на 3%.

4. Исследовано влияние расположения проводников в МФ, выявлено, что оптимальной конфигурацией является МФ с центрально-симметрично расположенными проводниками.

5. Выявлено, что изменение температуры в диапазоне от минус 50°С до +150°С не приводит к значительным изменениям коэффициента ослабления МФ, работающего в синфазном и дифференциальном режимах.

6. Получено, что при уменьшении толщины проводников, не подвергающихся токовым нагрузкам в 31 раз масса уменьшилась в 3,16 раза, при

этом коэффициент ослабления ухудшился лишь на 8% для дифференциального режима и 3,5% – для синфазного.

7. В результате моделирования однокаскадного и двухкаскадного МФ, защищающих от СКИ в синфазном и дифференциальном режимах, получено, что добавление второго каскада уменьшает амплитуду СКИ на выходе МФ в 3,2 раза, а частоту среза МФ – в 1,46 раза в обоих режимах по сравнению с однокаскадным МФ. Анализ влияния расположения каскадов в двухкаскадном МФ на ослабление СКИ и ЭСР показал, что в горизонтальной конфигурации, амплитуда первого пика ЭСР уменьшилась в 1,51 раза, а в вертикальной – в 1,55 раза в обоих режимах. При воздействии СКИ в дифференциальном режиме коэффициенты для горизонтальной и вертикальной конфигураций составляют 6,84 и 6,94 раза, соответственно. При воздействии СКИ в синфазном режиме коэффициенты ослабления относительно половины э.д.с. для горизонтальной и вертикальной конфигураций составили 7,35 и 7,57 раза, соответственно.

8. При моделировании ослабления типовых СКИ с помощью МФ в синфазном и дифференциальном режимах показано, что при воздействии импульса длительностью 300 пс вносимое затухание составило 18,1 и 20,7 дБ для дифференциального и синфазного режимов. При воздействии двух импульсных сигналов из стандарта МЭК 61000-2-13, соответствующих полупериоду и периоду синусоиды (длительность 0,5 и 1 нс) вносимое затухание составило: в дифференциальном режиме 18,9 и 37,6 дБ, а в синфазном – 20,9 дБ 38,9 дБ.

9. Показано, что в двухкаскадных МФ с горизонтальным расположением каскадов при моделировании имеет коэффициент ослабления 9,7 в дифференциальном и 10,9 раза в синфазном режимах, а при эксперименте – 7,8 и 11,9 раза соответственно, а с вертикальным – 10,5 раза в дифференциальном и 10,6 раза в синфазном режимах, в эксперименте 8,3 раза и 10 раз соответственно.

10. Предложено совершенствование МФ за счет керамического материала. Результаты моделирования временных и частотных характеристик двухпроводного МФ на керамической подложке показали ослабление СКИ в 4,38 раза, при длине лишь 47 мм при частоте среза по уровню минус 3 дБ для  $|S_{21}|$

63 МГц. Разработан и изготовлен макет двухпроводного МФ на керамической подложке. Измерены его электрические параметры, показавшее коэффициент ослабления 6,75 при частоте среза 66 МГц и габаритах устройства  $50 \times 36 \times 1,3$  мм.

11. Разработан макет МФ на керамической подложке в синфазном и дифференциальном режимах. Сравнены результаты измерения и электродинамического моделирования, и показана их согласованность. В дифференциальном режиме коэффициент ослабления составил 11,9, а в синфазном – 10,86, при частоте среза 66 МГц для обоих режимов.

12. Разработан гибридный фильтр, состоящий из МФ для защиты СШЭП КА от СКИ и ПФ, работающий в синфазном и дифференциальном режимах. Экспериментальное исследование изготовленного макета гибридного фильтра показало, что входное импульсное воздействие длительностью 300 пс ослабляется в 11,9 и 5,81 раза в дифференциальном и синфазном режимах, соответственно.

13. Прототип гибридного фильтра полностью удовлетворяет техническим характеристикам, согласованным с АО «ИСС» имени М.Ф. Решетнева (г. Железногорск). Он успешно прошел стендовые испытания в составе лабораторного макета ОСВЭ КА.

По результатам исследования опубликованы 1 статья в журнале, индексируемом в WoS/Scopus (Q1), 5 статей в журналах и 4 доклада, индексируемых в WoS/Scopus, 4 статьи в журнале из перечня ВАК, 13 докладов и 4 тезисов в трудах отечественных конференций, 2 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ и 2 патента. Результаты исследования использованы в ряде НИОКР, в учебном процессе ТУСУРа, а также в АО «ИСС» и ООО «ТРЭМ Инновации».

Таким образом, поставленные цель и задачи выполнены. В работе решена задача по защите РЭА от СКИ в дифференциальном и синфазном режимах, что имеет значение для обеспечения ЭМС радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения.

### **Рекомендации**

1. МФ могут быть использованы для защиты РЭА от кондуктивных воздействий СКИ в дифференциальном и синфазном режимах, как самостоятельное устройство защиты, так и в совокупности с уже имеющимися.
2. При проектировании защитных устройств на основе МФ, каскады рекомендуется располагать друг над другом для уменьшения габаритов.
3. Для защиты РЭА от кондуктивных СКИ по цепям питания рекомендуется использование керамических материалов.
4. Для минимизации амплитуды импульсов на выходе МФ рекомендуется использовать структуру с оконечными нагрузками ХХ-КЗ на пассивных проводниках.
5. Для защиты СШЭП КА рекомендуется использовать гибридный фильтр на основе МФ и ПФ.
6. Результаты исследования могут использоваться для дальнейшей разработки устройств защиты на основе асимметричных ЛП.
7. Результаты исследования могут быть применены в образовательном процессе высших учебных заведений.

### **Перспективы дальнейшей разработки темы**

1. Оптимизация МФ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, по критериям минимизации и выравнивания амплитуд всех импульсов разложения.
2. Оптимизация МФ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, под современные технологии производства.
3. Использование структур МФ, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, в модальном резервировании.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
ИП	Измерительный приемник
КА	Космический аппарат
КЗ	Короткое замыкание
ЛП	Линия передачи
МЛ	Меандровая линия
МПЛП	Многопроводная линия передачи
МФ	Модальный фильтр
ОСВЭ	Оптимальная сеть высоковольтного электропитания
ПД ЭМВ	Преднамеренные электромагнитные воздействия
ПК	Персональный компьютер
ПЛ	Полосковая линия
ПО	Программное обеспечение
ПП	Печатная плата
ПФ	Помехоподавляющий фильтр
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура
СКИ	Сверхкороткий импульс
ФНЧ	Фильтр низких частот
ХХ	Холостой ход
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЭМП	Электромагнитные помехи
ЭЭ	Эффективность экранирования
ЭСР	Электростатический разряд





**СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ**

1. Швец, Н.Н. Нефтегазовые ресурсы Арктики: правовой статус, оценка запасов / Н.Н. Швец, П.В. Береснева // Вестник МГИМО Университета. – 2014. – № 4(37). – С. 60–67.
2. Битва за Арктику [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gazetazp.ru/news/gorod/11051-bitva-za-arktiku.html> (дата обращения 27.09.2021).
3. Euroconsult estimates that the global space economy totaled \$370 billion in 2021 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.euroconsult-ec.com/press-release/euroconsult-estimates-that-the-global-space-economy-totaled-370-billion-in-2021/> (дата обращения 30.09.2021).
4. \$284 Billion Market for 3,300 Satellites to be Built & Launched Over Next Decade [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.euroconsult-ec.com/press-release/284-billion-market-for-3300-satellites-to-be-built-launched-over-next-decade> (дата обращения 30.09.2021).
5. Чеченин, Н.Г. Воздействие высокоэнергетичных космических протонов и ионов на элементы бортовой аппаратуры космических аппаратов / Н.Г. Чеченин, А.Г. Кадменский, Х.А. Мотавех, М.И. Панасюк // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. – 2012. – №4. – С. 17–29.
6. Газизов, Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие. – Томск: «ТМЛ-Пресс», 2007. – 256 с.
7. Куликов, О.Е. Обеспечение электромагнитной совместимости на ранних стадиях проектирования радиоэлектронной аппаратуры: средства и методы реализации / О.Е. Куликов, А.С. Шалумов // Успехи современной радиоэлектроники, 2011. – № 1. – С. 1–14.

8. Жгун, Д.В. Электромагнитная совместимость высоковольтной техники: учебное пособие / Д.В. Жгун. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 150 с.
9. Жечев, Е.С. Универсальный блок управления электроприводом / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий // 24-я Международная научно-практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС-24-2018). – Томск, Россия. – 28 ноября 2018. – С. 140–143.
10. Аполлонский, С.М. Электромагнитная совместимость и функциональная безопасность в электроэнергетике: монография / С.М. Аполлонский. – М.: РУСАЙНС, 2021. – 326 с.
11. ГОСТ Р 51317.4.2. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2014. – 45 с.
12. ГОСТ Р 51317.6.5-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам технических средств, применяемых на электростанциях и подстанциях. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2007. – 25 с.
13. Дмитриев, В.Г. Функциональное поражение радиоэлектронных средств - одно из направлений обеспечения военной безопасности / В.Г. Дмитриев // Актуальные проблемы защиты и безопасности: пленарные доклады XXIII Всероссийской научно-практической конференции РАРАН, Санкт-Петербург. – 01 апреля 2020 года. – С. 150–157.
14. Семенихина, Д.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронная разведка и радиоэлектронное противодействие [Электронный ресурс] / Д.В. Семенихина, Ю.В. Юханов, Т.Ю. Привалова. – Ростов н/Д.: Изд-во ЮФУ, 2015. – 252 с. – Режим доступа: <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785927518159.html> (дата обращения: 29.01.2021).

15. Кравченко, В.И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / В.И. Кравченко, Е.А. Болотов, Н.И. Летунова. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с.
16. Гизатуллин, З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. – Казань: Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева, 2012. – 254 с.
17. Гизатуллин, З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри здания при широкополосных электромагнитных воздействиях: дис. док. техн. наук: 05.13.05 / Гизатуллин Зиннур Марселевич. – Казань, 2016. – 382 с.
18. МЭК 61000-2-13 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-13: Environment - High-power electromagnetic (HPEM) environments - Radiated and conducted, 2005.
19. Пименов, П.Н. Сравнительный анализ влияния сверхкороткого электромагнитного импульса на узкополосные, широкополосные, сверхширокополосные системы радиосвязи / П.Н. Пименов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2015. – № 1(52). – С. 13–16.
20. Mora, N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. – № 41. – 8 July 2014. – 92 p.
21. Weber, T. Linear and nonlinear filters suppressing / T. Weber, R. Krzikalla, J. L. Ter Haseborg, F. Sabath // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46. – P. 423–430.
22. Пименов, П.Н. Метод оценки помехоустойчивости средств широкополосного радиодоступа к воздействию сверхкоротких электромагнитных импульсов: дис. канд. техн. наук: 05.12.13 / Пименов Павел Николаевич. – Москва, 2015. – 133 с.
23. Бацула, А.П. Обнаружение полупроводниковых элементов с помощью нелинейного локатора: Учебно-методическое пособие [Электронный

- ресурс] / А.П. Бацула. – Томск: ТУСУР, 2007. – 21 с. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/988>.
24. Костелецкий, В.П. Исследование возможности дистанционного обнаружения нелинейных элементов сверхширокополосным нелинейным сенсором / В.П. Костелецкий, Э.В. Семенов // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Томск, Россия. – 10–12 мая 2017. – С. 150–153.
  25. Semyonov, E.V. Comparative analysis of step and pulse signals as a test-signals for nonlinear sensing of the semiconductor objects / E.V. Semyonov, V. Kosteletskiy // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2017). – Astana, Kazakhstan, June 29–30, 2017. – P. 1–4.
  26. Тренкаль, Е.И. Способ и устройства определения структуры и параметров многослойных сред на основе модифицированного TDR-метода: дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / Тренкаль Евгений Игоревич. – Томск, 2019. – 127 с.
  27. Авдоченко, Б.И. Моделирование повреждений трубопроводов при зондировании субнаносекундными импульсами / Б.И. Авдоченко // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2-2(22). – С. 142–146.
  28. Исследование возможности измерений диэлектрической проницаемости органов и тканей человека средствами радиолокационного зондирования и математического моделирования / Б.И. Авдоченко, В.Д. Репенко, А.В. Убайчин [и др.] // Сибирский журнал клинической и экспериментальной медицины. – 2020. – Т. 35. – № 4. – С. 87–94.
  29. Михайлов, В.А. Разработка методов и моделей анализа и оценки устойчивого функционирования бортовых цифровых вычислительных комплексов в условиях преднамеренного воздействия сверхкоротких электромагнитных излучений: дис. док. техн. наук: 05.12.13 / Михайлов Виктор Алексеевич. – Москва, 2014. – 390 с.

30. Sekiguchi, H. The Malfunction and Immunity limit of Information technology equipment under HPEM environments / H. Sekiguchi, S. Seto, I. Minematsul // 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Zurich, 2009. – P. 69–72.
31. Чернышев, С.Л. Разработка излучателей для сверхкороткоимпульсных антенных решеток / С.Л. Чернышев, А.Р. Виленский // Доклады XVII Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация. Навигация. Связь». – Воронеж, 2011. – С. 2159–2170.
32. Согомоян, К.Э. Воздействие ультракоротких импульсов электромагнитного излучения на беспилотные летательные аппараты // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2019. – Т. 2. – С. 315–317.
33. Юрков, Н.К. Физические основы получения катастрофического отказа в электрорадиокомпонентах и системах / Н.К. Юрков, Н.В. Горячев, Е.А. Кузина // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». – 2018. – Т. 1. – С. 102–107.
34. Суворов, В. Защита электронных устройств от импульсных помех большой энергии // Силовая электроника. – 2013. – №2. – С. 16–20.
35. Радиоэлектронная борьба: Силовое поражение радиоэлектронных систем / В.Д. Добыкин, А.И. Куприянов, В.Г. Пономарев, Л.Н. Шустов; под ред. А.И. Куприянова // Издательство: М.: Вузовская книга. – 2007. – 468 с.
36. Camp, M. Influence of the technology on the destruction effects of semiconductors by impact of EMP and UWB pulses / M. Camp, H. Garbe, D. Nitsch // 2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2002. – Vol. 1. – P. 87–92.
37. Мустаев, А.Ф. Физические основы функционального поражения твердотельных электронных компонентов / А.Ф. Мустаев // Вестник науки. – 2019. – Т. 5. – № 6(15). – С. 247–250.
38. Abrams, M. Dawn of the E-Bomb // IEEE spectrum. – 2003. – Vol. 40. – No.11. – P. 24–30.

39. Макаренко, С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. – 337 с.
40. Макаренко, С.И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 4. Функциональное поражение сверхвысокочастотным и лазерным излучениями // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – №3. – С. 122–157.
41. Борисов, А.А. Анализ современных и перспективных видов электромагнитного оружия и средств защиты технических систем / А.А. Борисов, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2021. – №4(22). – С. 66–75.
42. Лоборев, В. Электромагнитный терроризм / В. Лоборев // Военные знания, 2000. – №8. – С. 44–45.
43. Туркин, В.А. Генератор мощных электромагнитных импульсов с субнаносекундным фронтом / В.А. Туркин, С.В. Альбетков, К.Ю. Сахаров // Приборы и техника эксперимента, 1993. – №6. – С. 125–128.
44. Тихонов, М.Н. Электромагнитный терроризм – новая угроза в информационно-энергетическом пространстве / М.Н. Тихонов, М.М. Богословский // Атомная стратегия–XXI. – 2015. – №99. – С. 8–10.
45. Фоминич, Э.Н. Электромагнитный терроризм / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров, У.Н. Парахин // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2013. – №1-2(55-56). – С. 112–116.
46. Фоминич, Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем / Э.Н. Фоминич, Д.Р. Владимиров // Военный инженер. – 2016. – № 2. – С. 10–17.
47. Гизатуллин, З.М. Исследование электромагнитной совместимости локальных вычислительных сетей при наносекундных электромагнитных воздействиях / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59. – №5. – С. 463–466.

48. Программа сетевой академии Cisco CCNA 1 и 2. Вспомогательное руководство. – 3-изд. – М.: Вильямс, 2008. – 1168 с.
49. Chernikova, E.B. Comparative analysis of an LC-Filter and a Reflection Symmetric Modal Filter / E.B. Chernikova, V.P. Kosteletskii // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Erlagol, Altai. – June 29 – July 3, 2022. – P. 1–5.
50. Патент на изобретение SU 1840153 A1. Устройство для защиты средств связи от импульсных перенапряжений / Грищук В. И., Черноусов В. В., Грибанов С. Н. – № 3131324/09; заявл. 02.01.1986; опубл. 20.07.2006; бюл. №20.
51. Патент № 2658905 С1 Российская Федерация, МПК H02M 1/12. Синфазный фильтр импульсного преобразователя / Джус И. Н. – № 2017119918; заявл. 07.06.2017; опубл. 26.06.2018; бюл. №18.
52. Патент на изобретение RU 118118 U1. Устройство защиты приемопередающего радиоэлектронного оборудования от воздействия последовательности мощных сверхкоротких электромагнитных импульсов / Попов П. В., Кропоткин Д. В., Пуха Г. П., Катанович А. А. – № 2012102540/07; заявл. 25.01.2012; опубл. 10.07.2012, бюл. №19.
53. Патент на изобретение SU 837280 A1. Помехоподавляющий фильтр / Долгов В. К., Гарцман Ф. М. – № 2831867; заявл. 24.10.1979; опубл. 23.03.1984.
54. Патент на изобретение RU 193304 U1. Фильтр входной помехоподавляющий. – Моргунов Д. Н., Машков С. В., Васильев С. И / № 2019108074; заявл. 21.03.2019; опубл. 23.10.2019; бюл. №4.
55. Патент на полезную модель RU 56733 U1. Устройство защиты от импульсных перенапряжений / Шварц Г. К., Грунский Г. И., Новиков О. В. – № 2006113034/22; заявл. 18.04.200; опубл. 10.09.2006; бюл. №16.
56. Патент на полезную модель № 0098103128. Устройство защиты приемного тракта РЛС от мощного электромагнитного излучения / Карельский И. Н., Нестеров А. А. – опубл. 27.01.1999.

57. Патент на изобретение RU 96 106 554 А. Устройство защиты входа радиоприемника от электромагнитного импульса ядерного взрыва / Веселов Д. А., Пониматкин В. Е., Сычугов В. А., Вихлянцев А. А., Шакиров П. А. – опубл. 27.07.1998.
58. Патент на изобретение H01R 13/66. Электрическая розетка с защитой от помех / Гизатуллин З.М., Гизатуллин Р. М. – № 2012114040/07; заявл. 10.04.2012; опубл. 10.04.2012.
59. A multi-function common mode choke based on active CM EMI filters for AC/DC power converters / D. Liyu, C. Wenjie, Y. Xu, Z. Minghua, Y. Yang, W. Rui // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 43534–43546.
60. Design of active EMI filters with the integrated passive component / L. Dai, W. Chen, Y. Yang, R. Wang and X. Yang // 2019 IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC). – Anaheim, CA, USA, 2019. – P. 640–643.
61. Chen, W. A novel hybrid common-mode EMI filter with active impedance multiplication / W. Chen, X. Yang and Z. Wang // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2010. – Vol. 58, no. 5. – P. 1826–1834.
62. Investigation of hybrid EMI filters for common-mode EMI suppression in a motor drive system / S. Wang, Y.Y. Maillet, F. Wang, D. Boroyevich and R. Burgos // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 25, no. 4. – P. 1034–1045.
63. Ali, M. Integrated hybrid EMI filter: Study and realization of the active part / M. Ali, E. Labouré, F. Costa // 2013 15th European conference on power electronics and applications (EPE). – Lille, France, 2013. – P. 1–8.
64. A hybrid EMI filter with ultra-wide bandwidth / W.C. Ho, C.K. Lee, X. Liu, P.K.W. Chan, S.Y.R. Hui and Y.S. Lee // 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – Austin, TX, USA, 2008. – P. 676–681.
65. Passive and active hybrid integrated EMI filters / J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe, M.L. Heldwein, K. Raggl and J.W. Kolar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, no. 5. – P. 1340–1349.



66. Веремеев, И.В. Влияние параметров LC-резонатора на характеристики гибридного ПАВ+ LC лестничного фильтра // Россия молодая: передовые технологии—в промышленность. – 2015. – №. 2. – С. 21–25.
67. Веремеев, И.В. Гибридный перестраиваемый лестничный фильтр на основе LC-и ПАВ-резонаторов // Материалы международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь (РЭиС-2015)». – Омск, 2015. – С. 413–418.
68. Surovtsev, R.S. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – March 2017. – Vol. 59, No. 6. – P. 1864–1871.
69. Газизов, Т.Р. Сравнительный анализ двух видов новых устройств для защиты от электромагнитного терроризма // VII Региональная научно-практическая конференция «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения», Томск, 15–30 ноября 2018. – С. 601–603.
70. Газизов, Т.Р. Сравнительный анализ двух видов новых устройств для защиты от электромагнитного терроризма // VII Региональная научно-практическая конференция «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения», Томск, 15–30 ноября 2018. – С. 601–603.
71. Zhechev Y.S. A modal filter with a parallel oscillatory circuit in a passive conductor / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii // Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск, Россия. – 25–27 мая, 2020. – Ч. 2. – С. 323–326.
72. Сирица, В.А. Разложение сверхкороткого импульса в каскадно соединенных 5-проводном микрополосковом модальном фильтре и витке меандровой микрополосковой линии / В.А. Сирица. Р.С. Суровцев. А.В. Носов // Материалы докладов Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 2020. – С. 321–324.

73. Kim, G. Ultrashort pulse decomposition in hybrid protection devices based on the cascade-connected modal filter and meander line with broad-side coupling / G. Kim, A. Nosov, R. Surovtsev // 2021 IEEE 22nd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM). – Altai, Russia, 2021. – P. 163–166.
74. Храпцов М.В. Разработка гибридного фильтра для защиты цепей электропитания от кондуктивных помех: магистерская диссертация. – Томск, 2019. – 106 с.
75. Erickson, R.W. Fundamentals of power electronics / R.W. Erickson, D. Maksimovic. – Springer Science & Business Media, 2007. – 912 p.
76. Скворцов, В. Защита электронных устройств от импульсных помех большой энергии / В. Скворцов, В. Суворов // Силовая электроника. – 2013. – Т. 2. – №.41. – С. 16–20.
77. Кечиев, Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
78. EN 55022 CISPR 22 Information Technology Equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement. – United Kingdom, London: British Standards Institution. – 2006. – 10 p.
79. ГОСТ Р 51317.6.4-2009 Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитные помехи от технических средств, применяемых в промышленных зонах. Нормы и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2009. – 9 с.
80. ГОСТ Р 51317.1.5-2009 Совместимость технических средств электромагнитная. Воздействия электромагнитные большой мощности на системы гражданского назначения. Основные положения. – М.: Стандартинформ, 2009. – 35 с.
81. ГОСТ Р 51318.11-2006 Совместимость технических средств электромагнитная. Промышленные, научные, медицинские и бытовые

- (ПНМБ) высокочастотные устройства. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений. – М.: Стандартинформ, 2007. – 31 с.
82. Электромагнитная совместимость технических средств подвижных объектов / Н.В. Балюк, В.Г. Болдырев, В.П. Булеков, Л.Н. Кечиев и др. – М.: Изд-во МАИ, 2004. – 648 с.
83. ГОСТ 13661-92 Совместимость технических средств электромагнитная. Пассивные помехоподавляющие фильтры и элементы. Методы измерения вносимого затухания. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2004. – 23 с.
84. Paul, C.R. On uniform multimode transmission lines // IEEE Trans. microwave theory tech. – 1973. – № 8. – P. 556–558.
85. Paul, C.R. Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. – Vol.44. – 2002. – P. 413–423.
86. Xiao, F. Analysis of crosstalk between finite length microstrip lines: FDTD approach and circuit-concept modeling / F. Xiao, W. Liu, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – Vol. 43. – 2001. – P. 573–578.
87. Xiao, F. The use of via holes for controlling the crosstalk of non-parallel microstrip lines on PCBs / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2002. – P. 633–638.
88. Kami, Y. Mode-Port-network approach to analyze power-line EMC problems for PLC / Y. Kami, F. Xiao, K. Murano // International Zurich symposium on electromagnetic compatibility. – 2009. – P. 9–12.
89. Xiao, F. Analytical solution of the electromagnetic radiation from coupled differential microstrip pairs / F. Xiao, K. Murano, Y. Kami // Asia-Pacific symposium on electromagnetic compatibility (APEMC). – 2009. – P. 708–711.
90. Park, S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – Vol. 52. – 2010. – P. 436–446.

91. Заболоцкий, А.М. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: [монография] / А.М. Заболоцкий, Т. Р. Газизов, И.Ф. Калимулин. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2016. – 288 с.
92. Djordjevic, A.R. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Proceedings. – 1987. – Vol. 75, No. 6. – P. 743–764.
93. Заболоцкий, А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дис. док. техн. наук: 05.12.04 / Заболоцкий Александр Михайлович. – Томск, 2016. – 358 с.
94. Hall, S.H. Advanced signal integrity for high-speed digital designs / S.H. Hall, H.L. Heck // Wiley-IEEE Press. – 2009. – 680 p.
95. Paul C.R. Analysis of multiconductor transmission lines. – 2nd ed. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2008. – 821 p.
96. Wei, X.C. Modeling and design of electromagnetic compatibility for high-speed printed circuit boards and packaging. – CRC Press, 2017. – 341 p.
97. Radasky, W.A. Recent developments in high power EM (HPEM) standards with emphasis on high altitude electromagnetic pulse (HEMP) and intentional electromagnetic interference (IEMI) / W.A. Radasky, R. Hoad // IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. – 2020. – Vol. 2, No 3. – P. 62–66.
98. Куликов, О.Е. Обеспечение электромагнитной совместимости на ранних стадиях проектирования радиоэлектронной аппаратуры: средства и методы реализации / О.Е. Куликов, А.С. Шалумов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 1. – С. 12–18.
99. Белош, В.В. Моделирование электромагнитной совместимости нанообъектов / В.В. Белош, О.А. Панин // Теория и практика системной динамики: Материалы конференции VIII Всероссийской конференции (с

- международным участием). – Апатиты: Кольский научный центр Российской академии наук. – 1–5 апреля, 2019. – С. 22–26.
100. Rashid, M.H. SPICE for power electronics and electric power / M.H. Rashid, H.M. Rashid. – 2nd. – Boca Raton: CRC Press, 2006. – 530 p.
101. Orlov, P.E. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal reservation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin // 18<sup>th</sup> International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2017. – P. 54–58.
102. Банков, С.Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С.Е. Банков, А.А. Курушин // Журнал радиоэлектроники. – 2009. – № 1. – С. 4.
103. Банков, С.Е. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ: Учебник / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – Москва: Солон-пресс, 2017. – 316 с.
104. Норенков, И.П. Системы автоматизированного проектирования электронной и вычислительной аппаратуры / И.П. Норенков, В.Б. Маничев. – М.: Высшая школа, 1983. – 272 с.
105. Адилов, Р.М. Программное обеспечение в САПР цифровых устройств: теория и разработка / Р.М. Адилов, Е. Бершадская, В. А. Борисов. – Пенза: ПензГТУ, 2012. – 106 с. – Текст: электронный // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62764> (дата обращения: 30.05.2020).
106. Ильин, В.Н. Автоматизация схемотехнического проектирования / В.Н. Ильин, В.Т. Фролкин, А.И. Бутко, Н.Ю. Камнева, Е.М. Тихомирова. – М.: Радио и связь, 1987. – 368 с.
107. Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: моделирование / под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: В-Спектр, 2018. – 188 с.
108. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (дата обращения 04.09.2020).

109. Дмитриев, А.С. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в среде ADS / А.С. Дмитриев, Т.И. Мохсени, К.М. Сьерра-Теран // Известия вузов. ПНД. – 2019. – №5. – С. 72–85.
110. Vauché, R. Experimental time-domain study for bandpass negative group delay analysis with lill-shape microstrip circuit / R. Vauche, R.A.B. Mefteh, F. Haddad, J. Nebhen, W. Rahajandraibe, F. Wan, S. Lallechere, B. Ravelo // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 24155–24167.
111. Костелецкий, В.П. Модальное разложение пачки сверхкоротких импульсов в зеркально-симметричных структурах / В.П. Костелецкий, Е.Б. Черникова // Материалы 27-й международной научно-практической конференции, Томск, 16 ноября 2021 года. – 2021. – С. 128–133.
112. Harrington, R.F. Field Computation by Moment Methods. – New York, NY: Macmillan, 1968. – 225 p.
113. Сегерлинд, Л. Применение метода конечных элементов. – М.: Мир, 1979. – 392 с.
114. Taflore, A. Computational electrodynamics. The finite-difference time-domain method. – Boston and London: Artech House, 1995. – 597 p.
115. Weiland, T.A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communications AEUE. – 1977. – Vol. 31, № 3. – P. 116–120.
116. Жечев, Е.С. Влияние рассогласования структуры с сильными модальными искажениями на целостность сигнала / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. – 2021. – № 4. – С. 162–168.
117. Карпуков, Л.М. Квазистатическое моделирование микрополосковых линий на комбинированных подложках / Л.М. Карпуков, С.Н. Романенко, Н.Н. Касьян // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2004. – №1(11). – С. 7–11.

118. Ефремов, Ю.Г. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конкин, Б.Д. Солганик и др. – К.: Техника, 1990. – 159 с.
119. Jackson, J.D. Classical electrodynamics // New York: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.
120. Потапов, Л.А. Электродинамика и распространение радиоволн: учебное пособие для вузов / Л.А. Потапов. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва: Издательство Юрайт, 2021. – 196 с.
121. Куксенко, С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.
122. Kuksenko, S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation / IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – Vol. 560. – No. 012110. – P. 1–7.
123. Максимов, А.Е. Исследование методов построения адаптивных сеток при квазистатическом анализе многопроводных линий передачи методом моментов / А.Е. Максимов, С.П. Куксенко // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – № 1. – С. 8.
124. Куксенко, С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости: дис. док. техн. наук: 05.12.07 / Куксенко Сергей Петрович. – Томск, 2019. – 436 с.
125. Газизов, Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. док. техн. наук: 05.12.07 / Газизов Тальгат Рашитович. – Томск, 2010. – 309 с.
126. Орлов, П.Е. Квазистатическое и электродинамическое моделирование модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Инфокоммуникационные технологии, 2011 – Т. 9, № 4. – С. 96–100.

127. Газизов Т.Р. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурального эксперимента при исследовании модальных явлений в многопроводных структурах / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11. – №. 4. – С. 75–82.
128. Gazizov, A.T. Measurement and simulation of time response of printed modal filters with broad-side coupling / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotskii, T.R. Gazizov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2018. – Vol. 63. – No. 3. – P. 270–276.
129. Samoylichenko, M.A. Electrical Characteristics of a Modal Filter With a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M.A. Samoylichenko, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. –2020. –Vol. 63, Iss. 2 P. 435–442.
130. Achar, R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693– 728.
131. Патент РФ на изобретение №2748423. Полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий. – Заявка № 2020126543; заявлен 10.08.2020; опубликован 25.05.2021. Бюл. №15.
132. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020665276. Анализ полосковой структуры, защищающей от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах / Костелецкий В.П., Заболоцкий А.М. Заявка № 2020664577. Дата поступления 20.11.2020 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.11.2020 г.
133. Костелецкий, В.П. Аналитические модели для вычисления частотных и временных откликов линий передачи с резистивными нагрузками и учетом асимметрии проводников / В.П. Костелецкий, Е.Б. Черникова, А.М. Заболоцкий // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 3. – С. 1–15.



134. Лакоза, А.М. Влияние расположения проводников модального фильтра на ослабление сверхкороткого импульса в синфазном и дифференциальном режимах / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // 27-я международная научно-практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-27-2021). – Томск, Россия, 16 ноября 2021. – С. 134–139.
135. Костелецкий, В.П. Полосковая структура, защищающая от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 2. – С. 130–141.
136. Kosteletskii, V.P. Analysis of the influence of temperature on the modal filter attenuation coefficient in differential and common modes / V.P. Kosteletskii, // Материалы международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск, Россия, 19–21 мая, 2021. – Ч 3 – С. 175–177.
137. Kosteletskii, V.P. Designing a low-mass, high-current modal filter for the spacecraft power bus / V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862. – №. 012019. – P. 1–5.
138. Костелецкий, В.П. Разработка сильноточного модального фильтра с уменьшенной массой для силовой шины электропитания космического аппарата / В.П. Костелецкий, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов XVI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия. – 18–20 ноября, 2020. – С. 294–296.
139. Костелецкий, В.П. Двухкаскадный экранированный модальный фильтр для работы в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий, А.М. Лакоза // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. – 2021. – № 4. – С. 127-133.

140. Kosteletskii, V. Cascade configuration of modal filters for power bus protection in differential and common modes / V. Kosteletskii // *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*. – 2021. – Vol. 15. – P. 666-671.
141. Лакоза, А.М. Вычисление временных откликов экранированного модального фильтра из двух каскадов в дифференциальном и синфазном режимах на воздействие типовых сверхкоротких импульсов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // *Материалы XVII международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления»*. – Томск, Россия. – 17–19 ноября, 2021. – С. 47–49.
142. Lakoza, A.M. Measuring Radiated Emission Levels and EMI Susceptibility of Protection Devices based on Modal Filtering / A.M. Lakoza, V.P. Kosteletskii, M.E. Komnatnov // *2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – Erlagol, Altai. – June 29 – July 3, 2022. – P. 1–4.
143. Tripathi, V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium / V.K. Tripathi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1975. – Vol. 23. – No. 9. – P. 734–739.
144. Сычев, А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // *Доклады ТУСУР*, 2018. – Т. 21. – №4–1. – С. 7–15.
145. Vlostovskiy, E.G. Theory of coupled transmission lines // *Telecommun. Radio Eng*, 1967. – Vol. 21. – P. 87–93.
146. You, H. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits / H. You, M. Soma // *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*. – Aug. 1990. – Vol. 37, No. 8. – P. 1019–1026.
147. Djordjevic A.R. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*. – 1987. – Vol. MTT-35. – P. 898–908.
148. Amemiya, H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // *RCA review*. – 1967. – Vol. 28. – No. 2. – P. 241–276.

149. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021680555 Вычисление матрицы согласования связанных линий передач / Костелецкий В.П., Квасников А.А., Заболоцкий А.М. – Заявка № 2021680036. Дата поступления 08.12.2021. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13.12.2021.
150. Gazizov, A.T. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filter with different boundary conditions / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Omsk, Russia. – 2015. – P. 1–3.
151. ECSS-Q-ST-30-11C. – ESA Requirements and Standards Division, 2011. – 64 p.
152. ГОСТ В 23584-79 Монтаж электрический радиоэлектронной аппаратуры и приборов. Общие технические требования. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 19810. – 12 с.
153. EN 55022 CISPR 22 Information Technology Equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement.
154. Самотин, И.Е. Ослабление импульсных сигналов в модальных фильтрах с сильной лицевой связью / И.Е. Самотин // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22). – Ч. 2. – С. 169–171.
155. IPC-2221 Generic Standard on Printed Board Design. – Northbrook, Illinois: IPC. – 124 p.
156. Sagiyeva, I.Y. The Influence of Temperature on Microstrip Transmission Line Characteristics / I.Y. Sagiyeva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // Proc. of 21 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2020). – Altai, June 29–July 3, 2020. – P. 191–194.
157. Dunsmore, J.P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques. – John Wiley & Sons. – 2012. – 630 p.
158. Djordjevich, A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2001. – № 4(43). – P. 662–666.

159. Svensson, C. Time domain modeling of lossy interconnects / C. Svensson, G.H. Dermer // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2001. – Vol. 24. – No.2. – P. 191–196.
160. Комнатнов, М.Е. Полосковая линия для оценки устойчивости радиоэлектронных средств к воздействию электромагнитного излучения в диапазоне частот до 3 ГГц / М.Е. Комнатнов, С.А. Тернов // Технологии ЭМС. – 2017. – №3 (62). – С. 44–53.
161. Сычев, А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуровновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1(31). – С. 39–50.
162. Брандт, Н.Н. Электростатика в вопросах и задачах. Пособие по решению задач для студентов: Учебное пособие. 2-е изд., испр. / Н.Н. Брандт, Г.А. Миронова, А.М. Салецкий. – СПб.: Издательство «Лань», 2010. – 288 с.
163. R&S®HM8118 LCR-мост/измеритель [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.rohde-schwarz.com/ru/products/test-and-measurement/lcr-meters/rs-hm8118-lcr-bridge-meter\\_63493-44101.html](https://www.rohde-schwarz.com/ru/products/test-and-measurement/lcr-meters/rs-hm8118-lcr-bridge-meter_63493-44101.html) (дата обращения 15.11.2021).
164. Kosteletskii V.P., Medvedev A.V., Zhechev Y.S. Method for experimental study of circuits with triple modal reservation in time and frequency domains // TechRxiv. 2022. URL: <https://doi.org/10.36227/techrxiv.19918966> (дата обращения: 05.06.2022).
165. Su, Z. Discrete-time representation of band-pass frequency-domain data for envelope transient simulation / Z. Su and T.J. Brazil // 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – Anaheim, CA, USA, 2010. – P. 552–555.
166. Schutt-Aine, J. Blackbox macro-model with s-parameters and fast convolution / J. Schutt-Aine, J. Tan, C. Kumar, F. Al-Hawari // 2008 12th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects. – Avignon, France, 2008. – P. 1–4.
167. Wang, Y. A comparison between discrete-time and vector fitting representations of s-parameter data / Y. Wang, T.J. Brazil // 2014 International Workshop on

- Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC). – Leuven, Belgium, 2014. – P. 1–3.
168. Griffith, J.M. Time-domain modeling from *S*-parameters: applicable to hard disk drives / J.M. Griffith, M.V. Toupikov // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2003. – Vol. 39. – No. 6. – P. 3581–3586.
169. Eo, Y. *S*-parameter-measurement-based high-speed signal transient characterization of VLSI interconnects on SiO<sub>2</sub>-Si substrate / Y. Eo, W.R. Eisenstadt, J. Shim // *IEEE Transactions on Advanced Packaging*. – 2000. – Vol. 23. – No. 3. – P. 470–479.
170. Заявка № 2021128648 РФ. Усовершенствование устройства, защищающего от сверхкоротких импульсов в дифференциальном и синфазном режимах / В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий; заявлен 01.10.2021. Решение о выдаче патента от 05.05.2022.
171. Костелецкий, В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех / В.П. Костелецкий // *Доклады ТУСУР*. – 2022. – № 25(1). – С. 37–47.
172. Khazhibekov, R.R. A device for an ultrashort pulse attenuation in common and differential modes in the highvoltage power supply circuits of the spacecraft / R.R. Khazhibekov, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky // *International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 21)*. – Erlagol, Altai. – June 29 – July 3, 2020. – P. 179–182.
173. Khazhibekov, R.R. Development of modal filter prototype for spacecraft busbar protection against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y.S. Zhechev V.P. Kosteletskii, T.R Gazizov // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – Vol. 560. – No. 012145. – 2019. – P. 1–6.
174. Хажобеков, Р. Устройство для ослабления сверхкороткого импульса в синфазном и противофазном режимах в цепях высоковольтного питания космического аппарата / Р. Хажобеков, Е. Жечев, В. Костелецкий, А. Заболоцкий // *Материалы XXI международной конференция молодых*

- специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM-2020). – Новосибирск, Россия. – 29 июня – 4 июля, 2020. – С. 37.
175. Zhechev, Y.S. Electromagnetic interference filter for spacecraft power bus / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560. – No. 012133. – P. 1–7.
176. Доброславский, С.А. Помехоподавляющий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами для силовой шины электропитания космических аппаратов / С.А. Доброславский, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов VI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия. – 20–22 ноября, 2019. – С. 30–33.
177. Лакоза, А.М. Исследование характеристик гибридного помехоподавляющего дросселя / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов VI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия. – 20–22 ноября, 2019. – С. 36–38.
178. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех / А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Материалы XVI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия. – 18–20 ноября, 2020. – Ч. 1. – С. 301–303.
179. Лакоза, А.М. Исследование характеристик помехоподавляющих фильтров с различной компоновкой индуктивных элементов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов VI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия. – 20–22 ноября, 2019. – С. 45–48.
180. Лакоза, А.М. Исследование частотных характеристик фильтра с комбинированным дросселем / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев //

- Сборник избранных статей международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск, Россия. – 25–27 мая, 2020. – Ч. 1. – С. 254–257.
181. Лакоза, А.М. Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех / А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий // Тезисы докладов II межрегиональной научной конференции «Промышленная революция 4.0: взгляд молодежи». – Тула, Россия. – 5–6 ноября, 2020. – С. 25–26.
182. Жечев, Е.С. Сильноточный помехозащитный фильтр для шины электропитания космического аппарата / Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий // Материалы 18-й международной конференции «Авиация и космонавтика–2019». – Москва, Россия. – 18–22 ноября, 2019. – С. 121–122.
183. Zhechev, Y.S. High current electromagnetic interference filter for spacecraft power bus / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii // 18th International Conference «Aviation and Cosmonautics–2019». – Moscow, Russia. – November 18–22, 2019. – P. 429.
184. Zhechev, Y.S. Experimental study of a high current electromagnetic interference filter for the spacecraft power bus / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, A.M. Zabolotsky // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862. – No. 012024. – P. 1–6.
185. ГОСТ Р 56529-2015 Совместимость космической техники электромагнитная. Общие требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2016. – 69 с.
186. Richard, L.O. EMI filter design / L.O. Richard, M.P. Timothy // CRC Press. – 2012. – 348 p.
187. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов // Б.Ю. Семенов. – М.: Солон-Р, 2001. – 333 с.
188. ГОСТ 28899-91 Расчет эффективных параметров магнитных деталей. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2005. – 14 с.

189. Дьяконов, В.П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах 2-е издание, исправленное / В.П. Дьяконов. – М.: «Наука», 1986. – 226 с.
190. Nan, L. A common mode and differential mode integrated EMI filter / L. Nan, Y. Yugang // 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. – Shanghai, China, 2006. – P. 1–5.
191. Kostov K. Common-mode choke coils characterization / K. Kostov, J. Kyura // 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. – Barcelona, Spain, 2009. – P. 1–9.
192. Kotny, J.C. High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filter / J.C. Kotny, X. Margueron, N. Idir // IEEE Transactions on Power Electronics, 2012. – Vol. 27. – No. 6. – P. 2805–2812.
193. Berman, M. All about EMI filters / M. Berman // Electronic products, 2008. – P. 51–53.
194. Edwin, W. Conducted EMI Reduction by Means of Hybrid Common Chokes / W. Edwin // Richtek Technology Corporation – Hsinchu, Taiwan, R.O.C., 2014. – 9 p.
195. Johnson, H.W. High-speed digital design: a handbook of black magic / H.W. Johnson, M. Graham. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993. – 346 p.



**ПРИЛОЖЕНИЕ А**  
**(справочное)**  
**КОПИИ ДОКУМЕНТОВ**

УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор ООО «ТРЭМ Инновации»  
\_\_\_\_\_ С.Л. Сорокин  
«ТРЭМ Инновации» \_\_\_\_\_ 04 2019 г.  
АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы  
Костелецкого Валерия Павловича

Комиссия в составе:

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

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

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

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

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

Генеральный директор

\_\_\_\_\_ С.Л. Сорокин

Начальник отдела автоматизации

\_\_\_\_\_ С.Р. Ибатулин

Начальник конструкторского отдела

\_\_\_\_\_ С.А. Пупынин



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



ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожный, ЗАО Железнодорожный, 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

2022 г.

## АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы  
Костелецкого Валерия Павловича

Комиссия в составе:

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

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы В.П. Костелецкого:

модального фильтра, работающего в дифференциальном и синфазном режимах, для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса;

помехоподавляющего фильтра для помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры;

прототипа гибридного фильтра для защиты силовой шины электропитания, реализованный на основе помехоподавляющего фильтра и двухкаскадного модального фильтра.

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

Указанные результаты позволили реализовать устройство помехозащиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры, выполненное как часть макета силовой шины электропитания космического аппарата, а также успешно пройти экспериментальные исследования, направленные на проверку соответствия электрических характеристик силовой шины электропитания, что подтверждается актами и протоколами проведения экспериментальных исследований. Также разработаны программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов ОСВЭ к кондуктивному воздействию ЕГВА468822.001 ПМ1, программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса ЕГВА.758782.001 ПМ а также конструкторская документация на устройство защиты СШЭП от СКИ ЕГВА.758782.001.

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



В.Н. Школьный

Начальник отдела АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»



М.М. Иванов

«УТВЕРЖДАЮ»



Проректор по учебной работе

К.Т.Н., доцент

Сенченко П.В.

17.05.2022 г.

АКТ


внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Костелецкого Валерия Павловича

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

1. Аналитические условия для вычисления частотного и временного откликов линий передачи, отличающиеся учетом асимметрии их поперечных сечений, использованы для проведения практических занятий по дисциплинам «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» и «Электромагнитная совместимость и управление радиочастотным спектром» в 2021–2022 учебном году для программ бакалавриата радиотехнического факультета по направлениям подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи и 11.03.01 Радиотехника.

2. Результаты моделирования модальных фильтров, работающих в дифференциальном и синфазном режимах, использованы для проведения лабораторных работ по дисциплине «Модальные фильтры» в 2019–2020, 2020–2021 и 2021–2022 учебных годах для магистерских программ «Защита от электромагнитного терроризма», «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры» и «Электромагнитная совместимость в топливно-энергетическом комплексе».

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

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

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2748423

**ПОЛОСКОВАЯ СТРУКТУРА, ЗАЩИЩАЮЩАЯ ОТ  
СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В  
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ И СИНФАЗНОМ РЕЖИМАХ**

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № 2020126543

Приоритет изобретения **10 августа 2020 г.**

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений  
Российской Федерации **25 мая 2021 г.**

Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает **10 августа 2040 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19)

RU<sup>(11)</sup>**2021 128 648**<sup>(13)</sup>

A



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

**(12) ЗАЯВКА НА ИЗОБРЕТЕНИЕ**

Состояние делопроизводства: Экспертиза по существу завершена. Учтена пошлина за регистрацию и выдачу патента (последнее изменение статуса: 08.06.2022)

(21)(22) Заявка: [2021128648](#), 01.10.2021Выдан патент № [2 773 640](#)

## Делопроизводство

Исходящая корреспонденция		Входящая корреспонденция	
		Письмо для сведения	31.05.2022
		Платежный документ	31.05.2022
		Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	31.05.2022
Решение о выдаче патента	05.05.2022	Дополнительные материалы	25.03.2022
Уведомление об удовлетворении ходатайства	05.05.2022	Ходатайство о внесении изменений в формулу изобретения	25.03.2022
Отчет об информационном поиске	22.02.2022		
Запрос экспертизы	22.02.2022		
Уведомление об удовлетворении ходатайства	14.12.2021	Ходатайство о проведении экспертизы заявки по существу	09.12.2021
Уведомление об удовлетворении ходатайства	14.12.2021	Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	09.12.2021
		Письмо для сведения	09.12.2021
Уведомление о положительном результате формальной экспертизы	01.11.2021		
Уведомление об удовлетворении ходатайства	01.11.2021	Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	01.10.2021

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020665276

**Анализ полосковой структуры, защищающей от  
сверхкоротких импульсов в дифференциальном и  
синфазном режимах**

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU),  
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № 2020664577

Дата поступления 20 ноября 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 25 ноября 2020 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Излиев* Г.П. Излиев



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021680555

Вычисление матрицы согласования связанных линий  
передач

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

Авторы: *Костелецкий Валерий Павлович (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*



Заявка № 2021680036

Дата поступления 08 декабря 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 13 декабря 2021 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 0x02A5CFB500B1AC5F59A40A2F08092E9A118  
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**  
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев





ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

## КОСТЕЛЕЦКИЙ Валерий Павлович

Аспирант кафедры телевидения и управления,  
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности  
включен в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРА

Ректор

Проректор по НРИИ

В.М. Рулевский

А.Г. Лоцилов



23 декабря 2020 г.



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



# СЕРТИФИКАТ

№ 100220200113894121

Настоящий сертификат удостоверяет, что

**Костелецкий  
Валерий Павлович**

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

С итоговым результатом: отлично

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

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

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

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

Город Сочи | Дата выдачи: 30.08.2020г

genetics  
information  
cognition



 **TUSUR UNIVERSITY**  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники



Международная  
научно-практическая  
конференция  
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА  
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

# ДИПЛОМ I СТЕПЕНИ

награждается

**Валерий Павлович Костелецкий**

за лучший доклад на  
Международной научно-практической  
конференции **«Электронные средства  
и системы управления»**

18 - 20 ноября 2020 г., г. Томск

Секция 12. Электромагнитная совместимость

**Председатель конференции**  
Ректор ТУСУРа



**В.М. Рулевский**

# МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



## «ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»

Сертификат участника  
XVII Международной научно-практической конференции  
«Электронные средства и системы управления»  
17 – 19 ноября 2021 г.

*Костелецкий В.П.*

---



---



---

Председатель  
Ректор



Томск 2021

*Рулевский*  
В.М. Рулевский



## СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

**XXVI Международной научно-технической  
конференции студентов, аспирантов  
и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР»**

**19 - 21 мая 2021 г., Томск**

*Валерия*

*Костелецкого*

**Председатель конференции  
Ректор ТУСУРа**

**В.М. Рулевский**



**ПРИЛОЖЕНИЕ Б**  
**(справочное)**  
**КОПИИ ПРОГРАММ И МЕТОДИК ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ**  
**ИССЛЕДОВАНИЙ**

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУРа

К.т.н., доцент В.М. Рулевский

«4» 11 2019 г.



**ПРОГРАММА И МЕТОДИКИ**  
**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ**  
**ПРОТОТИПА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЗАЩИТЫ СИЛОВОЙ ШИНЫ**  
**ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ОТ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА**  
**ЕГВА.758782.001 ПМ**

От Получателя субсидии:

Руководитель проекта

 Т.Р. Газизов

Ответственный исполнитель

 А.М. Заболоцкий

Исполнитель

 В.П. Костелецкий

Исполнитель

 Е. Жечев



УТВЕРЖДАЮ

Ректор ВТСУРа

С.Г.Н., доцент

В.М. Рулевский  
2019 г.

«25»

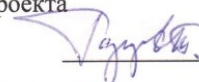
10

**ПРОГРАММА И МЕТОДИКА  
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ  
ПРОТОТИПА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ КОНДУКТИВНОЙ  
ПОМЕХОЭМИССИИ И УРОВНЯ ВОСПРИИМЧИВОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ И УЗЛОВ  
ОСВЭ К КОНДУКТИВНОМУ ВОЗДЕЙСТВИЮ**

**ЕГВА468822.001 ПМ1**

От Получателя субсидии:

Руководитель проекта

 Т.Р. Газизов

Ответственный исполнитель

 М.Е. Комнатнов

Исполнитель

 В.П. Костелецкий

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

(справочное)

## АКТЫ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ



Форма Т2

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТГУСУ

В.М. Рулевский

«13» ноября 2019 г.

## АКТ

изготовления объекта испытаний

«Прототип устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса»

Соглашение с Минобрнауки России

от «26» сентября 2017 г. № 14.574.21.0172

«13» ноября 2019 г.

Комиссия в составе:

Председатель	Главный научный сотрудник	Газизов Тальгат Рашитович
Члены комиссии	Заведующий лабораторией	Заболоцкий Александр Михайлович
	Старший научный сотрудник	Комнатнов Максим Евгеньевич
	Старший научный сотрудник	Куксенко Сергей Петрович

назначенная приказом по ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» от 22 августа 2019г. № 688, в период с 17 октября 2019 г. по 18 октября 2019 г. проверила факт изготовления объекта испытаний.

**1. Комиссии предъявлены:**

1.1. Прототип устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса (далее – Объект испытаний) в количестве 1 шт.

1.2. Эскизная конструкторская документация ЕГВА 758782.001 на объект испытаний.

**2. В результате проверки установлено:**

Объект испытаний изготовлен ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» в период с 20 мая 2019 г. по 11 октября 2019 г. в соответствии с эскизной конструкторской документацией ЕГВА 758782.001 на прототип устройства для защиты силовой шины электропитания от сверхкороткого импульса в комплектности, установленной Техническими требованиями на его изготовление.

**3. Вывод**

Объект испытаний пригоден для проведения экспериментальных исследований и испытаний.

Председатель комиссии

Т.Р. Газизов

Члены комиссии

А.М. Заболоцкий

М.Е. Комнатнов

С.П. Куксенко





УТВЕРЖДАЮ

Ректор ГУСЦУРа

к.т.н., доцент В.М. Рулевский

«11» 12 2019 г.

## АКТ

проведения экспериментальных исследований  
 «Прототип устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания к кондуктивному воздействию»

Соглашение с Минобрнауки России

от «3» июня 2019 г. № 075-15-2019-963 (№ 14.574.21.0172)

«11» 12 2019 г.

Комиссия в составе:

Председатель	Главный научный сотрудник	Газизов Тальгат Рашитович
Члены комиссии	Заведующий лабораторией	Заболоцкий Александр Михайлович
	Старший научный сотрудник	Комнатнов Максим Евгеньевич
	Старший научный сотрудник	Куксенко Сергей Петрович,

назначенная приказом по ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» от 22 августа 2019 г. № 688, в период с 9 декабря 2019 г. по 10 декабря 2019 г. рассмотрела проведение экспериментальных исследований объекта испытаний.

**1. Комиссии предъявлены:**

1.1. Прототип устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания к кондуктивному воздействию (далее – Объект испытаний) в количестве 1 шт.

1.2. Программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания к кондуктивному воздействию ЕГВА.468822.001 ПМ.

1.3. Технический отчет и протокол экспериментальных исследований ЕГВА. 468822.001 Д.

**2. Результаты:**

Подтверждено проведение экспериментальных исследований Объекта испытаний в НИЛ «БЭМС РЭС» в период с 9 декабря 2019 г. по 10 декабря 2019 г. в соответствии с программой и методикой экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения уровня кондуктивной помехоэмиссии и уровня восприимчивости элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания к кондуктивному воздействию ЕГВА.468822.001 ПМ.

**3. Вывод**

Характеристики Объекта испытаний соответствуют требованиям пунктов ТЗ 4.2.8.4.1–4.2.8.4.6.

Председатель комиссии

Члены комиссии

Т.Р. Газизов

А.М. Заболоцкий

М.Е. Комнатнов

С.П. Куксенко



УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТГУСУРа

к.т.н., доцент В.М. Рулевский

«23» 12 2019 г.

## АКТ

проведения экспериментальных исследований  
«Прототип устройства для измерения характеристик элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания при совместных климатических и электромагнитных воздействиях»

Соглашение с Минобрнауки России

от «3» июня 2019 г. № 075-15-2019-963 (№ 14.574.21.0172)

«23» 12 2019 г.

Комиссия в составе:

Председатель	Главный научный сотрудник	Газизов Тальгат Рашитович
Члены комиссии	Заведующий лабораторией	Заболоцкий Александр Михайлович
	Старший научный сотрудник	Комнатнов Максим Евгеньевич
	Старший научный сотрудник	Куксенко Сергей Петрович,

назначенная приказом по ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» от 22 августа 2019 г. № 688, в период с 23 декабря 2019 г. по 23 декабря 2019 г. рассмотрела проведение экспериментальных исследований объекта испытаний.

**1. Комиссии предъявлены:**

1.1. Прототип устройства для измерения характеристик элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания при совместных климатических и электромагнитных воздействиях (далее – Объекты испытаний) в количестве 1 шт.

1.2. Программа и методика экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения характеристик элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания при совместных климатических и электромагнитных воздействиях ЕГВА.411734.001 ПМ.

1.3. Технический отчет и протокол экспериментальных исследований ЕГВА. 411734.001 Д.

**2. Результаты:**

Подтверждено проведение экспериментальных исследований Объекта испытаний в НИЛ «БЭМС РЭС» в период с 23 декабря 2019 г. по 23 декабря 2019 г. в соответствии с программой и методикой экспериментальных исследований прототипа устройства для измерения характеристик элементов и узлов оптимальной сети высоковольтного электропитания при совместных климатических и электромагнитных воздействиях ЕГВА.411734.001 ПМ.

**3. Вывод**

Характеристики Объекта испытаний соответствуют требованиям пунктов ТЗ 4.2.8.3.1.1–4.2.8.3.1.5, 4.2.8.3.2.1–4.2.8.3.2.6, 4.2.8.3.3.1–4.2.8.3.3.3, 4.2.8.3.4.1–4.2.8.3.4.3.

Председатель комиссии

Члены комиссии

Т.Р. Газизов

А.М. Заболоцкий

М.Е. Комнатнов

С.П. Куксенко