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

На правах рукописи



Заболоцкий Александр Михайлович

Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата

Специальность 05.12.04
Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Специальность 05.12.07
Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант
д.т.н., с.н.с. Газизов Тальгат Рашитович

Томск – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ....7
1. ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ 18
1.1 Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости 18
1.2 Обзор технологий помехозащиты радиоэлектронной аппаратуры 21
1.3 Обзор методов и средств моделирования....26
1.3.1 Теоретические основы моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных межсоединений 27
1.3.2 Паразитные параметры компонентов и частотная зависимость диэлектрической проницаемости материалов печатных плат....34
1.4 Постановка задач исследования 36
2. МОДЕЛИ, АЛГОРИТМЫ, ПРОГРАММЫ И МЕТОДИКИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ 39
2.1 Модели, алгоритмы и программы для моделирования электромагнитной совместимости....39
2.1.1 Алгоритмы и программы для вычисления отклика в произвольных схемах многопроводных линий передачи 39
2.1.2 Тестирование программной реализации 55
2.1.3 Модели типовых пассивных компонентов с учетом паразитных параметров....61
2.1.4 Моделирование частотной зависимости параметров материалов печатных плат 78
2.2 Методики и примеры анализа электромагнитной совместимости печатных узлов....84
2.2.1 Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированных электронных модулей 84
2.2.2 Методика схемотехнического моделирования электрической схемы 91
2.2.3 Методика схемотехнического моделирования печатного узла с учётом паразитных параметров компонентов и печатной платы....92
2.2.4 Методика анализа целостности сигнала печатной платы в системе TALGAT 92
2.2.5 Анализ целостности питания в печатном узле 94
2.3 Основные результаты главы 100
3. МОДАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ 101
3.1 Технология уменьшения взаимовлияний в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров проводников и диэлектриков 101

3.1.1 Уменьшение взаимовлияний за счет диэлектрического покрытия печатных плат 101
3.1.2 Уменьшение взаимовлияний в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы 107
3.1.3 Уменьшение искажений импульсного сигнала в меандровой линии 113
3.2 Технология модальной фильтрации 120
3.2.1 Принцип модальной фильтрации 120
3.2.2 Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в печатных платах 123
3.2.3 Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в кабелях 132
3.3 Технология модального разложения и восстановления 146
3.3.1 Теоретические исследования модального разложения и восстановления в микрополосковых линиях 147
3.3.2 Моделирование модального разложения и восстановления в кабелях 149
3.3.3 Экспериментальные исследования модального разложения и восстановления в кабелях 151
3.3.4 Методика поиска структур, уязвимых для модального воздействия 159
3.4 Основные результаты главы 160
4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА 163
4.1 Модальная фильтрация в межсоединениях печатных плат 163
4.1.1 Помехозащищенная теплопроводная монтажная плата 163
4.1.2 Печатные платы бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата 163
4.2 Модальный фильтр с боковой связью 173
4.2.1 Общие подходы к проектированию 173
4.2.2 Выбор структуры поперечного сечения модального фильтра 174
4.2.3 Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения 175
4.2.4 Исследование временных и частотных откликов модального фильтра 178
4.2.5 Исследование рассеяния мощности в модальном фильтре 183
4.2.6 Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой 188
4.2.7 Создание макетов модальных фильтров 190
4.2.8 Экспериментальные исследования 193
4.3 Модальный фильтр с лицевой связью 200

4.3.1 Симметричный модальный фильтр 200
4.3.2 Асимметричный модальный фильтр 202
4.4 Модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля....211
4.4.1 Схема включения, поперечное сечение и его параметры 211
4.4.2 Затухающее высокочастотное воздействие 217
4.4.3 Воздействие электростатического разряда 218
4.4.4 Экспериментальные исследования 221
4.5 Расположение модального фильтра в блоке бортовой аппаратуры космического аппарата 221
4.6 Основные результаты главы 225
5. ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ 226
5.1 Модальный фильтр 226
5.2 Устройство воздействия на аппаратуру....226
5.3 Устройство модального зондирования 227
5.4 Устройство защиты от импульсных сигналов 227
5.5 Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов 228
5.6 Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи 229
5.7 Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи....230
5.8 Микрополосковая линия со стабильной задержкой 230
5.9 Линия задержки, неискажающая импульс 232
5.10 Меандровая линия с дополнительной задержкой....234
5.11 Устройство защиты от импульсных сигналов на основе печатных трасс с лицевой связью....235
5.12 Устройства защиты от сверхкоротких импульсов на основе линий задержки....236
5.13 Устройство защиты от импульсных сигналов с выравниванием амплитуд разложенных импульсов 243
5.14 Устройство защиты от импульсных сигналов с заданным уровнем их ослабления....245
5.15 Устройство защиты от импульсных сигналов с удвоенным коэффициентом ослабления 246
5.16 Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов 246

5.17 Трех-, четырех-, пятипроводная микрополосковые линии, защищающие от сверхкоротких импульсов 247
5.18 Устройства защиты порта 100 Мбит/с 249
5.19 Устройство контроля уровня кондуктивных эмиссий 255
5.20 Способ резервирования электрических цепей 256
5.21 Способы резервирования в печатных платах и кабелях 256
5.22 Основные результаты главы 258
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 259
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 262
ПРИЛОЖЕНИЕ 319

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

HPEMS	High-power electromagnetic systems
LISN	Line impedance stabilization network
МОМ	Метод моментов
RE	Radiated emission
RS	Radiated susceptibility
ГА	Генетический алгоритм
ГПК	Гибкий печатный кабель
ДПП	Двухсторонняя печатная плата
ИС	Интегральная схема
КА	Космический аппарат
МИС	Монолитная интегральная схема
МПЛ	Микрополосковая линия
МПЛП	Многопроводная линия передачи
МПП	Многослойная печатная плата
МФ	Модальный фильтр
ОПЛ	Обращенная полосковая линия
ПДЭМВ	Преднамеренные электромагнитные воздействия
ПК	Персональный компьютер
ПО	Программное обеспечение
ПП	Печатная плата
ППЛ	Подвешенная полосковая линия
ПТМП	Помехозащищенная теплопроводная монтажная плата
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура
СКИ	Сверхкороткий импульс
СКО	Среднеквадратичное отклонение
СТФ	Стеклотекстолит фольгированный
УЭМ	Унифицированный электронный модуль
ЦП	Целостность питания
ЦС	Целостность сигнала
ЭМП	Электромагнитная помеха
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЭС	Эволюционная стратегия
ЭСР	Электростатический разряд
ЭЭ	Эффективность экранирования

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

Массовое проникновение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в самые различные сферы общества, а особенно в управление критичными системами в военной, атомной, транспортной и космической отраслях, сделало общество, сильно зависящим от РЭА. Эта зависимость особенно опасна из-за уязвимости РЭА к воздействию электромагнитных помех, поскольку их уровни непрерывно возрастают (с ростом плотности размещения, компоновки и трассировки, а также уровней и частот воздействия), а уровни восприимчивости компонентов снижаются (с уменьшением запаса помехоустойчивости из-за снижения напряжения питания интегральных схем). Всё чаще выявляются ситуации, когда из-за этой зависимости удовлетворительное функционирование систем невозможно, что для критичных систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском больших материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф. Поэтому при проектировании РЭА актуально обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС).

Расширяющееся использование космоса делает крайне актуальным обеспечение ЭМС бортовой РЭА космического аппарата (КА). Особое внимание в решении этой проблемы уделяется излучаемым эмиссиям, растущим вследствие постоянного расширения диапазона рабочих частот, что, в свою очередь, приводит к возрастанию требований к испытаниям. В соответствии с такими документами, как MIL-STD-461F, AEROSPACE № TOR-2005(8583)-1, МЭК 61000-2-13, AIAA S-121-2009, испытания бортовой РЭА КА рекомендуется проводить в диапазонах частот до 1, 18, 40 и даже 100 ГГц. Многие изменения в MIL-STD-461 касаются требований к испытаниям на кондуктивные эмиссии, которые появляются в результате выбросов по цепям питания и других переходных процессов. Не отстает от них и рост требований на пределы восприимчивости к излучениям.

Натурные испытания бортовой РЭА КА на ЭМС и её повторное проектирование, из-за несоответствия всё более жестким требованиям ЭМС, значительно удорожают и замедляют проектирование, создавая серьезные препятствия для развития космической отрасли. Поэтому при проектировании бортовой РЭА КА используется имитационное моделирование ЭМС инструментами нескольких видов (анализа, методов, моделей, программных продуктов). В линии видов анализа квазистатический анализ занимает центральное место, давая результаты приемлемой точности и не требуя больших затрат времени и вычислительных ресурсов. Рост плотности, а значит взаимовлияний, трасс в печатных узлах унифицированных электронных модулей с переходом к технологиям «система-в-корпусе» и «система-на-кристалле» требует тщательного анализа целостности сигналов и питания их электрических цепей. Для такого анализа пригодны квазистатические модели, которые получили F. Tesche, A. Djordjevic,

M. Nakhla. Но для их использования необходимо разработать алгоритмы с учетом специфики бортовой РЭА КА и выполнить их программную реализацию. Переход к негерметичной конструкции КА резко ухудшает в определенных частотных диапазонах эффективность его экранирования и требует особых подходов к моделированию его частей. Расширение спектра используемых импульсных сигналов, а также сигналов помех, или наличие узкополосных помех высокой частоты, требует моделирования в широком диапазоне частот до 40 ГГц. Для этого необходимы математические модели, описывающие паразитные параметры пассивных компонентов и учитывающие частотную зависимость параметров диэлектриков при вычислении отклика. Для выполнения корректного моделирования ЭМС необходимо разработать методики. Результаты исследований по моделированию межсоединений печатных плат (ПП) отражены в работах таких специалистов, как Л.Н. Кечиев, С.Ф. Чермошенцев, Е.Д. Пожидаев, Ю. Шлепнёв, R. Achar, F. Canavero и др. В области сверхвысоких частот исследования по этой теме ведут Н.Д. Малютин, Б.А. Беляев А.Н. Сычев, Л.И. Бабак и др. Необходимость отечественного программного обеспечения для разработчиков РЭА показана в работах Ю.М. Ёлшина.

Повышение срока активного существования КА до 15 лет требует значительно завышенного запаса помехозащищенности, поскольку за этот срок нежелательные электромагнитные воздействия могут возрасти до столь высоких уровней и частот, которые трудно даже спрогнозировать. В недавно вышедшей монографии под редакцией В.Ю. Кирилова отмечена особая актуальность создания новых, более совершенных пассивных методов защиты КА путем улучшения их технологии и использования новых концептуальных принципов. Это возможно за счет выявления новых закономерностей и связей в ходе исследования многопроводных линий передачи ПП и кабелей бортовой РЭА КА. Детальное исследование модальных (обусловленных разностью задержек мод поперечных волн в многопроводной линии передачи) явлений в печатных структурах бортовой РЭА позволит выявить скрытые возможности совершенствования ЭМС и сформулировать новые принципы радиационностойкой помехозащиты без увеличения массы, что особенно важно для КА.

Актуальность совершенствования моделирования и обеспечения ЭМС подтверждается активными исследованиями в этом направлении, причем в разных секторах (академическом, университетском, отраслевом) инженерных наук, известными школами, которыми руководят: В.Е. Фортов (Россия, РАН), Л.Н. Кечиев (Россия, ВШЭ-МГИЭМ), С.А. Сухоруков (Россия, производство), J.L. ter Haseborg (Германия, Гамбургский технологический университет), W. Radasky (США, корпорация, МЭК). Вопросы ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к воздействию электростатических разрядов, эффективности экранирования (ЭЭ), разработки схем и методов защиты от электромагнитных воздействий, функциональной безопасности бортовых систем отражены в работах Л.Н. Кечиева,

Б.Б. Акбашева, Н.В. Балюка, В.Ю. Кирилова, С.Ф. Чермошенцева. Исследования по оценке устойчивости цифровых вычислительных комплексов к воздействию электромагнитных полей и разработке методов и средств оценки влияния электромагнитных импульсов отражены в работах Ю.В. Парфенова, Л.О. Мыровой, С.А. Сухорукова.

Однако ряд важных проблем в обозначенных выше направлениях остается нерешенным и требует новых подходов. Между тем их решение крайне актуально, особенно для импортозамещения и технологической независимости России в современной обстановке.

Цель работы – разработать модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения ЭМС бортовой РЭА КА.

Для достижения этой цели надо решить следующие задачи:

1. Выполнить анализ современного состояния проблемы обеспечения ЭМС бортовой РЭА КА, технологий помехозащиты РЭА, а также методов и средств моделирования печатных узлов.
2. Разработать новые модели, алгоритмы, программы для моделирования ЭМС печатных узлов, учитывающие паразитные параметры пассивных электронных компонентов и частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости материалов ПП.
3. Разработать методики анализа ЭМС печатных узлов бортовой РЭА.
4. Предложить новые технологии для обеспечения ЭМС.
5. Разработать общие подходы к созданию новых устройств для помехозащиты РЭА.
6. Разработать конструкции устройств для помехозащиты РЭА.
7. Выполнить экспериментальные исследования для подтверждения теоретических выводов и показать практическую применимость разработанных устройств для помехозащиты РЭА.
8. Внедрить результаты диссертационной работы.

Научная новизна

1. Разработаны модели, алгоритмы и программы для вычисления отклика схемы из отрезков многопроводных линий передачи с RLC-элементами на стыках, учитывающие паразитные параметры пассивных электронных компонентов и частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости материалов.
2. Предложена технология уменьшения взаимовлияний в печатных проводниках, основанная на выборе оптимальных параметров проводников и диэлектриков.
3. Предложена технология модальной фильтрации, основанная на уменьшении амплитуды нежелательного сигнала за счет его разложения в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением.

4. Предложена технология модального разложения и восстановления, основанная на явлении разложения сигнала и последующего восстановления его в многоотрезочных структурах многопроводных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением.

5. Созданы новые помехозащитные устройства на основе печатных и кабельных структур, отличающиеся использованием модального разложения нежелательного сигнала.

Теоретическая значимость

1. Получены собственные значения и векторы для различных видов многопроводных линий передачи ПП и кабелей бортовой РЭА КА, форм и числа их проводников, значений параметров их проводников и диэлектриков.

2. Для ПП и кабелей бортовой РЭА КА выполнено теоретическое обоснование возможностей: уменьшения взаимовлияний проводников; интегрированной защиты от сверхкоротких импульсов делением на импульсы меньшей амплитуды за счет разности задержек мод структуры; разложения и последующего восстановления сигналов.

3. Доказана достаточность вычисления лишь собственных значений и векторов (без вычисления отклика) для обоснования ряда результатов и выводов.

4. Сформулированы условия: прохождения импульсного сигнала через виток линии задержки без искажений его формы; минимизации модальных искажений; разложения и восстановления импульсного сигнала в многопроводных межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением.

5. Получены выражения для вычисления амплитуд импульсов разложения в согласованном отрезке многопроводной линии передачи и коэффициента ослабления многокаскадного модального фильтра.

6. Показано, что изменение параметров печатных проводников бортовой РЭА КА может изменить знак разности погонных задержек четной и нечетной мод связанных линий.

7. Получены аналитические математические модели частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости для типовых материалов ПП.

8. Теоретический инструментарий моделирования ЭМС бортовой РЭА КА до частоты 40 ГГц расширен разработанной методикой анализа пассивных цепей с учётом паразитных параметров и полученными многорезонансными моделями резистора, конденсатора и индуктивности.

Практическая значимость

1. Получены патенты на 3 полезные модели (модальный фильтр; устройство воздействия на аппаратуру; устройство модального зондирования) и 7 изобретений (устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов; устройство защиты от импульсных сигналов; устройство обнаружения импульсов в многопроводных

линиях передачи; устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи; линия задержки, неискажающая импульс; меандровая линия с дополнительной задержкой; микрополосковая линия со стабильной задержкой).

2. Программно реализованы 3 модели для вычисления временного и частотного откликов произвольных схем многопроводных линий передачи, что позволяет (в рамках квазистатического подхода) осуществить моделирование временного и частотного откликов реальных фрагментов многопроводных межсоединений.

3. Предложено уменьшение модальных искажений в межсоединениях ПП нанесением покрывающего диэлектрического слоя.

4. Показана возможность модальных искажений в широко применяемых кабелях.

5. Предложена защита (и её расчет) от импульсов помех малой длительности посредством их последовательного разложения в отрезках многопроводных межсоединений на большее число импульсов меньшей амплитуды.

6. Предложен способ коррекции формы импульсного сигнала с помощью меандровых линий за счет взаимных влияний в проводниках меандровой линии.

7. Показано, что разность погонных задержек мод двух проводников, планарно расположенных в диэлектрике над идеально проводящей плоскостью, меняет свой знак, достигая значений от –0,8 до +1,5 нс/м при сильной связи.

8. При моделировании модальных явлений получены частотные и временные отклики сигнала для различных видов линий передачи, форм и чисел их проводников, значений параметров их проводников и диэлектриков, а также количества и длин отрезков линий передачи и граничных условий на их концах.

9. Выполнен анализ собственных значений и векторов для гибкого печатного кабеля бортовой РЭА КА, и показана возможность модального разложения импульса в нём.

10. Разработаны рекомендации по улучшению ЭМС: пяти унифицированных электронных модулей (УЭМ) энергопреобразующего комплекса; УЭМ блока аппаратуры радионавигации; ПП макета радиотракта системы автономной навигации; печатного узла системы автономной навигации.

11. Усовершенствован учебный процесс трех университетов: КНИТУ-КАИ, НИ ТГУ, ТУСУР.

Методология и методы исследования

В работе применены компьютерное моделирование и натурный эксперимент, различные виды анализа (схемотехнический, квазистатический, электродинамический), численные методы, методы анализа и синтеза линейных электрических цепей, теория линий передачи.

Положения, выносимые на защиту

1. Модели, алгоритмы и программы для вычисления отклика схемы из отрезков многопроводных линий передачи с RLC-элементами на стыках, отличающиеся учетом паразитных параметров пассивных компонентов и частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатной платы, применимы для квазистатического анализа электромагнитной совместимости печатных узлов бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата.

2. Технология уменьшения взаимовлияний в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров проводников и диэлектриков позволяет минимизировать модальные искажения полезного сигнала и перекрестные наводки нанесением на поверхность печатной платы дополнительного диэлектрического слоя, а также минимизировать искажения импульсного сигнала из-за перекрестных наводок и потерь в линиях задержки.

3. Технология модальной фильтрации позволяет усовершенствовать защиту от нежелательных сигналов за счет их модального разложения в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением.

4. Технология модального разложения и восстановления позволяет выявить скрытые возможности проникновения нежелательных сигналов в многоотрезочных структурах многопроводных линий.

5. Печатные и кабельные модальные фильтры позволяют реализовать эффективную защиту от нежелательных импульсов:

- модальный фильтр из отрезка плоского кабеля длиной 15 м уменьшает в 17 раз амплитуду импульса длительностью 200 пс;

- модальные фильтры с боковой связью на подложке из стеклотекстолита с полосой пропускания 100 МГц, имеющие длины 1,3–2,5 м, уменьшают в 8–10 раз амплитуду импульса длительностью 240–280 пс;

- модальные фильтры с лицевой связью на подложке из стеклотекстолита, имеющие длины 0,2–0,65 м, уменьшают в 5–6 раз амплитуду импульса длительностью 0,8–1 нс.

Достоверность результатов

1. Достоверность моделей, алгоритмов и программ подтверждена сравнением результатов моделирования с результатами других авторов, других программных продуктов и натурного эксперимента, проведенного на сертифицированном оборудовании. Для моделей пассивных двухполюсных компонентов из RLC-элементов получена согласованность результатов экспериментальных исследований сертифицированными векторными анализаторами цепей. Для моделей частотной зависимости относительной диэлектрической

проницаемости диэлектрических материалов ПП показана воспроизводимость результатов при многократных измерениях.

2. Достоверность предложенных технологий для обеспечения ЭМС основана на известных методах теории цепей, в частности на модальном анализе. Полученные теоретические результаты подтверждены натурными экспериментами, как качественно, так и количественно, в пределах допускаемой погрешности измерения. Эксперименты выполнены на разных сертифицированных приборах, видах реальных печатных и кабельных структур.

3. Возможность практической реализации устройств подтверждена их изготовлением в АО «НПЦ «Полюс» и «ИСС». Для совершенствования параметров устройств использованы проверенные методы оптимизации. Получено совпадение результатов, полученных при квазистатическом анализе, электродинамическом анализе и экспериментально. Работоспособность созданных устройств подтверждена натурными экспериментами и их эксплуатацией.

4. Реализуемость предложенных способов и устройств на практике подтверждена моделированием и экспериментально.

Использование результатов исследований

1. Оценка паразитных электромагнитных эффектов в ПП и в кабелях аппаратуры, разрабатываемой в НПЦ «Полюс».

2. НИР «Разработка технической документации прибора для прямого видеонаблюдения состояния элементов эксплуатационных и фильтровых колонн нагнетательных и контрольных скважин полигона подземного захоронения ЖРО СХК», рег. ном. НИР 0120.0 509.654, хоздоговор 20-05, ТУСУР, Томск, 2005 г.

3. Проект «Разработка системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости», заключительный отчет ВТК-15 по мероприятию 3.1.3а инновационной программы ТУСУР, 2006 г.

4. ОКР «Разработка и поставка аппаратно-программного комплекса для проведения анализа взаимовлияний электрических сигналов бортовой аппаратуры», хоздоговор 28/08 от 14.04.2008, шифр «АПК–ТУСУР», генеральный заказчик Министерство обороны РФ.

5. Изготовление и поставка 8 макетов модальных фильтров для защиты сети Fast Ethernet от сверхкоротких импульсов, хоздоговор НИИЦ/НИР/10-01 от 15.01.2010 с ФГУП «ЦентрИнформ», г. Санкт-Петербург.

6. ОКР «Разработка комплекса программных и технических средств для контроля информационных магистралей, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования надёжности унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов связи, навигации и

дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования», тема «УЭМ-ТУСУР», хоздоговор 95/10 от 24.11.2010 в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

7. ОКР «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит», тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012 в рамках реализации Постановления 218 Правительства РФ.

8. Проект «Развитие объектов инновационной инфраструктуры ТУСУРа, включая технологический бизнес-инкубатор, обеспечивающей укрепление кооперации университета с промышленными предприятиями в создании высокотехнологичных производств и целевой подготовке кадров по приоритетным направлениям развития науки, техники и технологий РФ» в рамках реализации Постановления 219 Правительства РФ в 2011–2012 гг.

9. Подпроект 2.2.1.3 «Разработка комплекса учебно-методического и программного обеспечения для исследования и проектирования инновационных устройств с учётом электромагнитной совместимости» на 2013 г. в рамках реализации программы стратегического развития ТУСУРа 2012–2016 гг.

10. НИР «Разработка основ синтеза методом «выращивания» 2D и 3D топологий нерегулярных микрополосковых структур, управляемых интегральных устройств ВЧ и СВЧ диапазонов, и их экспериментальное исследование» в рамках Федеральной целевой программы, государственный контракт П 690 от 12.08.2009.

11. НИОКТР «Разработка эскизных проектов модальных фильтров защиты различной аппаратуры от импульсов высокого напряжения», контракт 8569р/13904 от 17.12.2010, г. Томск.

12. НИОКТР «Теоретико-экспериментальные исследования и разработка макета устройства модального зондирования многопроводных структур», контракт 10466р/18719 от 08.06.2012, г. Томск.

13. НИР «Разработка математических моделей для трассировки меандровых линий задержки с оптимальными параметрами», договор № Р-20130122 от 18.01.2013, г. Томск.

14. НИР «Исследование новых модальных явлений в структурах многопроводных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением», грант РФФИ 06-08-01242, 2006 г.

15. НИР «Комплекс фундаментальных исследований по математическому моделированию, ориентированных на электромагнитную совместимость бортовой аппаратуры перспективных космических аппаратов», грант РФФИ 13-07-98017, 2013–2014 гг.

16. НИР «Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля

вычислительных систем на основе модальных явлений», грант РФФИ 14-29-09254, 2014–2016 гг.

17. НИР «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе», грант РНФ 14-19-01232, 2014–2016 гг.

18. НИР «Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры» в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности 8.1802.2014/К, 2014–2016 гг.

19. Защита сетевых адаптеров вычислительной техники и серверного оборудования в МЧС России по Томской области, 2015 г.

20. Учебный процесс КНИТУ-КАИ.

21. Учебный процесс НИ ТГУ: целевая подготовка магистрантов физико-технического факультета по программе «Космические промышленные системы» для предприятия «Газпром космические системы», г. Королев.

22. Учебный процесс радиотехнического факультета ТУСУР.

23. Регистрация программ для ЭВМ: получено 27 свидетельств.

24. Патенты: 3 полезных модели, 7 изобретений, 28 заявок на изобретение.

Использование результатов исследований подтверждено 18 актами внедрения.

Апробация результатов

Подготовка заявок и победа в конкурсах: РФФИ, 2006 г., 2013–2014 гг., 2014–2016 гг.; РНФ, 2014–2016 гг.; проектная часть государственного задания в сфере научной деятельности, 2014–2016 гг.; программа «СТАРТ», Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, 2010 г., 2012 г.; стипендия Президента РФ для молодых ученых 2012–2014 гг., 2015–2016 гг.

Результаты докладывались и представлялись в материалах симпозиумов и конференций:

1. Международный цюрихский симпозиум по ЭМС: Сингапур, 2006 г.; Германия, 2007 г.
2. Международная конференция EUROEM: Швейцария, 2008 г.; Франция, 2012 г.
3. Международная конференция по защите от молнии: Италия, 2010 г.; Австрия, 2012 г.
4. Международная конференция по численному электромагнитному моделированию и оптимизации для ВЧ, СВЧ и терагерцовых приложений, Италия, 2014 г.
5. Международная конференция по энергетике, окружающей среде и материаловедению, г. Санкт-Петербург, 2014 г.

6. Международная конференция по прикладной физике, моделированию и компьютерам, Австрия, 2015 г.

7. Международная конференция по численному анализу и прикладной математике, Греция, 2015 г.

8. Международная конференция по моделированию и прикладной математике, Таиланд, 2015 г.

9. Международная конференция по электрическим характеристикам монтажа и систем электроники, США, 2015 г.

10. Международная конференция молодых специалистов по микро- и нанотехнологиям и электронным устройствам, Эрлагол, Алтай, 2015 г.

11. Международная IEEE Сибирская конференция по управлению и связи SIBCON, г. Красноярск, 2009, г. Омск, 2015 г.

12. Международный симпозиум по ЭМС и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 2005, 2007, 2011 г.

13. Научно-техническая конференция студентов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2010, 2011, 2012, 2013 г.

14. Всероссийская научно-практическая конференция «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 2004, 2005, 2007 г.

15. Научно-техническая конференция «Электронные и электромеханические системы и устройства», г. Томск, 2008, 2010 г.

16. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2004, 2007, 2009, 2015 г.

17. Научная конференция «Электрофизика материалов и установок», г. Новосибирск, 2007 г.

18. Международная конференция «Авиация и космонавтика», г. Москва, 2012 г.

19. Международная научно-практическая конференция «Образование и наука без границ», Польша, 2013 г.

20. Молодёжная научно-техническая конференция «Инновационный арсенал молодёжи», г. Санкт-Петербург, 2013 г.

21. Российская научно-практическая конференция «Разработка и производство отечественной электронной компонентной базы», г. Омск, 2014 г.

22. Международная научно-практическая конференция студентов и молодых учёных «Современные техника и технологии», г. Томск, 2011 г.

23. Научно-техническая конференция молодых специалистов ОАО «ИСС имени академика М.Ф. Решетнева», г. Железногорск, 2011 г.

24. Международная молодёжная научная конференция «Туполевские чтения», г. Казань, 2004, 2007, 2008 г.

25. Всероссийская молодёжная научно-практическая конференция «Космодром «Восточный» и перспективы развития российской космонавтики», г. Благовещенск, 2015 г.

26. Международная научно-методическая конференция «Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов», г. Томск, 2016 г.

Публикации. Результаты исследований опубликованы в 164 работах: 6 монографий; 34 статьи в журналах из перечня ВАК; 2 статьи в зарубежных журналах; 4 статьи в других журналах; 10 патентов; 27 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ; 16 докладов в трудах зарубежных конференций; 65 докладов в трудах отечественных конференций.

Структура и объём диссертации. В состав диссертации входят введение, 5 глав, заключение, список литературы из 344 наим., приложение 64 с. Объём диссертации без приложения – 295 с., в т.ч. 206 рис. и 38 табл.

Личный вклад. Результаты диссертационной работы, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично. Вклад автора состоит в непосредственном участии в разработке моделей, алгоритмов, методик, технологий и устройств для обеспечения ЭМС бортовой РЭА КА, а также в обработке и интерпретации данных численного моделирования и натурных экспериментов, подготовке основных публикаций по диссертационной работе. Программная реализация квазистатических моделей для вычисления временного отклика выполнена совместно с А.О. Мелкозеровым. Исследование модальных явлений выполнено совместно с И.Е. Самотиным, П.Е. Орловым, И.Г. Бевзенко. Моделирование частотной зависимости параметров материалов ПП выполнено совместно с В.К. Саловым. Создание моделей типовых пассивных компонентов с учетом паразитных параметров выполнено совместно с И.Ф. Калимулиным. Некоторые результаты исследований получены совместно с соавторами опубликованных работ.

Краткое содержание работы. В гл. 1 выполнен обзор исследований по обеспечению ЭМС бортовой РЭА, обоснованы и сформулированы конкретные задачи и цель работы. В гл. 2 приведены разработанные модели, алгоритмы, программы и методики для моделирования ЭМС бортовой РЭА КА. В гл. 3 предложены модальные технологии для обеспечения ЭМС. В гл. 4 представлены устройства для помехозащиты РЭА. В гл. 5 представлены полезные модели, изобретения и заявки на изобретение, в которых использованы научные результаты работы. В заключении сделаны выводы по работе. Далее приведён список литературы. В приложении приведены копии подтверждающих документов.

1. ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

1.1 Актуальность обеспечения электромагнитной совместимости

Массовое проникновение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в самые различные сферы общества, а особенно, в управление критичными системами, например в военной, атомной, транспортной и космической отраслях, сделало общество сильно зависящим от РЭА. Эта зависимость становится все более опасной из-за уязвимости аппаратуры к воздействию электромагнитных помех, поскольку их уровни непрерывно возрастают (с ростом плотности размещения, компоновки и трассировки, а также ростом уровней и частот воздействия), а уровни восприимчивости компонентов снижаются (с уменьшением запаса помехоустойчивости из-за снижения напряжения питания интегральных схем). Всё чаще выявляются ситуации, когда из-за этого удовлетворительное функционирование систем становится невозможным, что для критичных систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском огромных материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф.

Поэтому при проектировании РЭА все более острой становится проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Она крайне актуальна для бортовой РЭА космического аппарата (КА) в силу её специфики и востребованности. Особое внимание в решении этой проблемы уделяется излучаемым эмиссиям, растущим вследствие постоянного расширения диапазона рабочих частот, что, в свою очередь, приводит к возрастанию требований к испытаниям. В соответствии с такими документами, как MIL-STD-461F [1], AEROSPACE № TOR-2005(8583)-1 [2], МЭК 61000-2-13 [3], AIAA S-121-2009 [4], испытания бортовой РЭА КА рекомендуется проводить в диапазонах частот до 1, 18, 40 и даже 100 ГГц. Многие изменения в MIL-STD-461 касаются требований к испытаниям на кондуктивные эмиссии, которые появляются в результате выбросов по цепям питания и других переходных процессов. Не отстает от них и рост требований на пределы восприимчивости к излучениям. Показательно сравнение требований к излучению и восприимчивости (рисунок 1.1 [5]).

Одним из самых значительных было изменение уровней восприимчивости к излучениям. Со времени создания стандарта MIL-STD-461 уровни восприимчивости возросли на 46 дБ, причем рост на 32 дБ произошел с выходом MIL-STD-461C. Каждый следующий пересмотр стандарта MIL-STD-461 увеличивал уровни восприимчивости к излучениям (RS — radiated susceptibility) при уменьшении уровней излучаемых эмиссий (RE — radiated emission), тем самым отражая реальное состояние радиочастотной обстановки.

Отдельное внимание следует уделить мощным преднамеренным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны

проникать в различную РЭА [6, 7]. Типовыми формами, которыми часто моделируют такие сверхкороткие импульсы (СКИ), являются затухающая синусоида и гауссов импульс. Известно, что развитие технологий генерации СКИ ведется по трем основным направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов, создание твердотельных и газоразрядных сверхширокополосных сверхкороткоимпульсных генераторов, разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов [8]. Результатом развития этих технологий являются электромагнитные системы высокой мощности (high-power electromagnetic systems — HPEMS), способные посылать на объект направленные импульсы, что может вывести из строя РЭА, контролирующую его работу. Такие системы могут быть установлены на различную наземную технику, морские суда или летательные аппараты. При этом мощность СКИ на расстоянии от источника до объекта зависит от технологии изготовления HPEMS и конструкции излучателя [9].

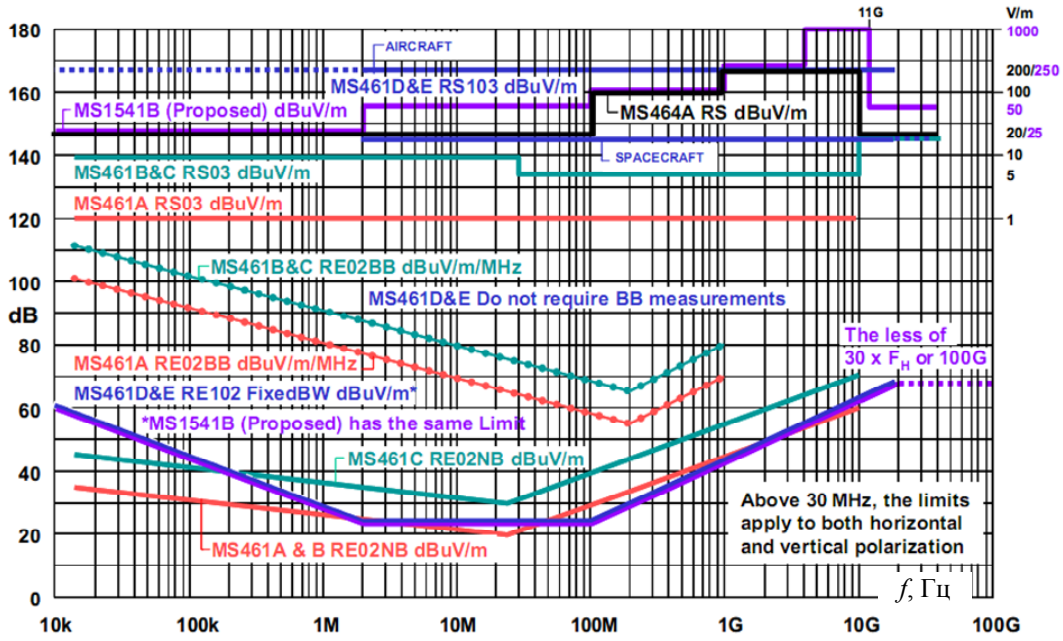


Рисунок 1.1 – Сравнение пределов на излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым эмиссиям MIL-STD-461A, B, C, D, E; 464A; 1541B

Ниже приведен анализ возможных воздействий электромагнитных помех. На рисунке 1.2*а* представлены значения напряженности электрического поля в зависимости от удаленности передатчика [10]. Показано, что при напряженности поля до 1 В/м некоторые полупроводниковые приборы испытывают сбой, при напряженности 20–50 В/м испытывает сбой половина полупроводниковых приборов, а при 100 В/м – большинство. На рисунке 1.2*б* приведена напряженность электрического поля, измеренная со спутника на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли. Видно, что на частотах около 7 ГГц и 10 ГГц, напряженность превышает значение 100 В/м, что является критической отметкой для большинства полупроводниковых приборов. Стоит отметить, что для данных диапазонов частот

экранирование уже не является эффективным средством помехозащиты. Так, на рисунке 1.3*а* приведена средняя ЭЭ корпуса типового персонального компьютера (ПК), измеренная в реверберационной камере для двух разных точек внутри корпуса. Видно, что ЭЭ уменьшается при увеличении частоты воздействующего сигнала и среднее значение достигает 10 дБ (3 раза) уже примерно на 3 ГГц и 6 дБ (2 раза) примерно на 10 ГГц. Учитывая то, что даже по данным на 2008 г. [11] прогресс в развитии FID технологии достиг 1 МВ, при анализе и создании КА, который должен функционировать не менее 15 лет, при моделировании стоит расширять частотный диапазон хотя бы до 18 ГГц, а лучше до 40 ГГц или даже до 100 ГГц.

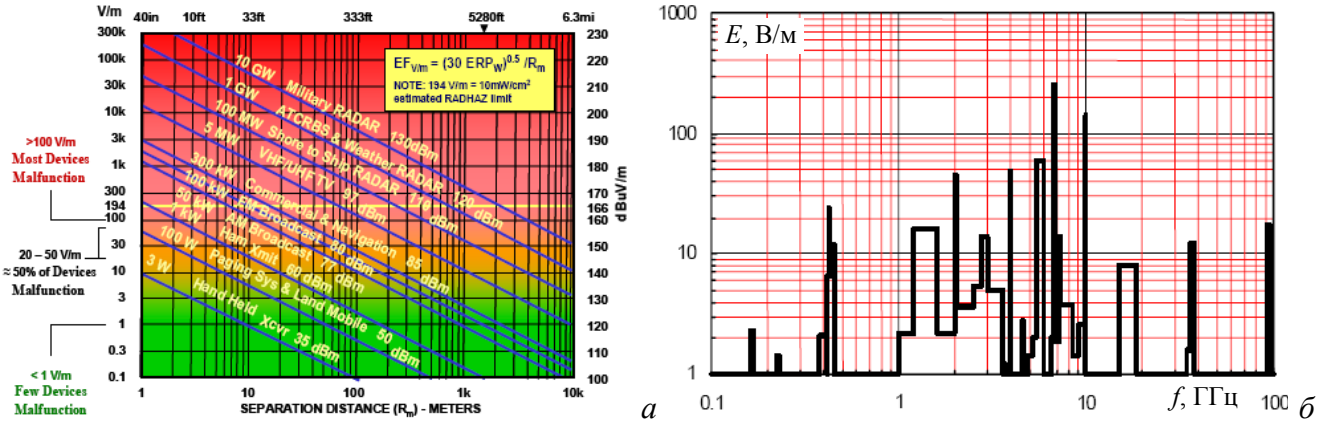


Рисунок 1.2 – Напряженность электрического поля в зависимости от удаленности передатчика (*а*) и измеренная спутником на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли (*б*)

Кроме того, для бортовой РЭА КА актуально подавление сигналов на ряде частот до 40 дБ относительно общего уровня, как в AIAA S-121-2009 [4]. Предельно допустимые уровни излучений представлены на рисунке 1.3*б*.

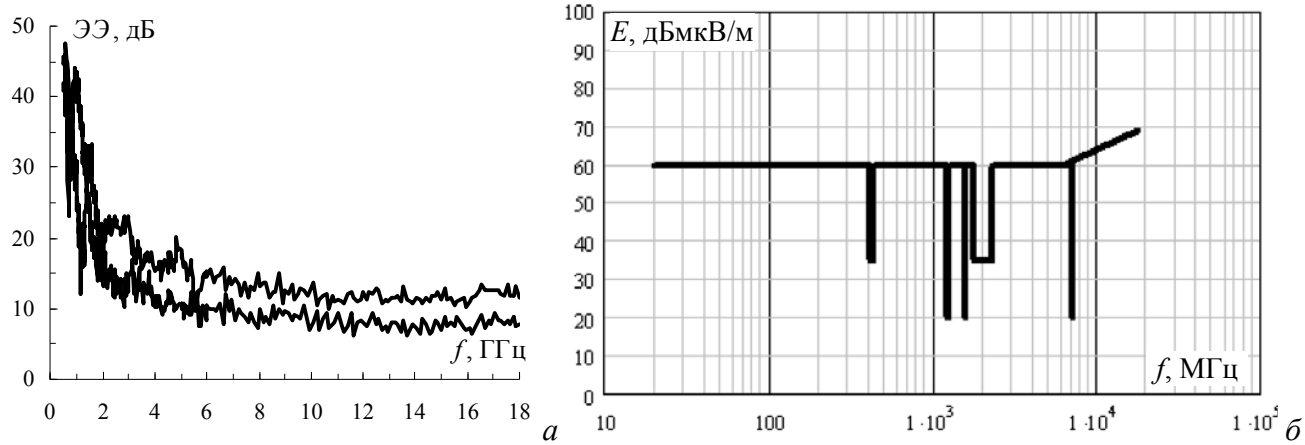


Рисунок 1.3 – Измеренная ЭЭ корпуса типового ПК в двух разных точках (*а*) и предельные уровни излучаемых эмиссий по AIAA S-121-2009 (*б*)

1.2 Обзор технологий помехозащиты радиоэлектронной аппаратуры

В настоящее время проблема ПДЭМВ становится все более актуальной и обсуждаемой во многих областях человеческой жизнедеятельности. Так, в статье [12] эта проблема рассматривается как очевидная угроза объектов транспортной инфраструктуры, защита от которой требует, как новых технических, так и законодательных решений. Согласно документу [13], реальную угрозу ПДЭМВ видят и представители предприятий топливно-энергетического комплекса. По их мнению, неоправданным является полное отсутствие в законодательстве и в нормативных правовых актах необходимой регламентации вопросов защиты систем информационной инфраструктуры объектов топливно-энергетического комплекса от вмешательства посредством ПДЭМВ. Таким образом, актуально создание соответствующих устройств защиты сетей связи и питания. Безопасность критичной инфраструктуры является очень важной для нашего общества, потому что её неадекватное функционирование может привести значительным потерям. Кроме того, угроза ПДЭМВ на РЭА может привести к её сбою или неисправности. В частности, особенно опасно воздействие СКИ, так как существующие сетевые фильтры не защищают от него. Известно несколько промышленных устройств, защищающих от СКИ, но они имеют большие габариты и высокую стоимость. Таким образом, в настоящее время нет эффективной защиты против СКИ. Однако увеличение роли РЭА в функционировании важнейших объектов инфраструктуры делает эту защиту необходимой. Данная проблема постоянно обсуждается на конференциях AMEREM/EUROEM/ASIAEM. Например, на конференции ASIAEM 2015 выделена секция «Преднамеренные электромагнитные помехи: угрозы, влияния и защита» и даже созданы отдельные специальные секции (Создание устройств защиты и методов испытания. Оценка воздействия преднамеренных электромагнитных помех на критичную инфраструктуру.).

Особого внимания заслуживают устройства ЗАО «ЭМСОТЕХ» – ведущего предприятия России, специализирующегося в области разработки и производства комплексных устройств защиты различного электронного оборудования от помех из сети питания и иных видов помех, в т.ч. от ПДЭМВ специальными техническими средствами по сети электропитания. Основные устройства защиты сети электропитания, предлагаемые ЗАО «ЭМСОТЕХ»: суперфильтр; трансфильтр; трансформаторная подстанция; корректор напряжения; помехозащищенный щит питания компьютеров; фильтр подавления помех и перенапряжений для источников электропитания. Примечательно, что в 2014 г. компания представила пилотный образец фильтра подавления сверхширокополосных импульсов ФСШПИ-6,3А в сети постоянного или переменного тока до 6,3 А с максимальным рабочим напряжением в цепи «провод-провод» – 380 В [14]. Он предназначен для защиты линий электропитания от высоковольтных

сверхширокополосных импульсов субнаносекундной длительности. Исходя из фотографии корпуса устройства, можно оценить его габариты: 400*300*50 (рисунок 1.4).



Рисунок 1.4 – Внешний вид фильтра подавления сверхширокополосных импульсов ЗАО «ЭМСОТЕХ»

В монографии [15] рассмотрена проблема помехоустойчивости и информационной безопасности вычислительной техники при кондуктивных воздействиях по сети электропитания. Представлены результаты экспериментальных исследований, показавших, что применение широко распространенных внешних устройств защиты, таких как сетевые фильтры и источники бесперебойного питания, не дает существенного ослабления электромагнитных помех при импульсном воздействии по сети электропитания, причем, чем короче длительность импульса, тем меньшее ослабление он испытывает. Предложены технические решения, направленные на повышение помехоустойчивости при электромагнитных воздействиях по сети электропитания, как на уровне вычислительной техники, так и на уровне внешних устройств ее защиты. Показано, что применение комбинации известных и новых технических устройств позволяет повысить помехоустойчивость вычислительной техники, тем не менее, при уменьшении длительности помехового импульса эффективность предложенных авторами решений также снижается.

Описаны современные решения по конструированию помехозащитных фильтров: выдержав три переиздания, вышла значительно обновленная и дополненная книга [16]. Не теряет своей актуальности работа [17], весьма полезная для системного подхода к решению задач помехозащиты РЭА. Примечательна также книга по заземлению [18], изучение которой представляется полезным для понимания не только принципов, но и нюансов грамотного проектирования системы схемной, силовой и корпусной земель. Изложены фундаментальные основы целостности сигнала (ЦС) [19] и системный подход к анализу ЦС при проектировании высокоскоростной аппаратуры [20]. Описаны теоретические основы линий передачи, используемые для анализа ЦС при конструировании цифровых и аналоговых электронных

систем [21, 22]. Рассмотрено электрическое моделирование и проектирование 3D ИС [23]. Для учета специфических вопросов ЭМС ИС полезна книга [24]. Весьма полезна также книга [25], в которой сделан акцент на особенностях топологии ИС, позволяющих уменьшить влияние паразитных эффектов, а также освещение вопроса защиты цепей ИС.

Рассмотрен комплекс вопросов, связанных с разработкой эффективных экранов и экранирующих систем для технических средств, работающих в широком частотном диапазоне, дана обобщенная концепция многорубежного экранирования, позволяющая наметить стратегию решения задачи, рассмотрены применяемые материалы, приводятся элементы теории и инженерные методики расчетов электростатических, магнитостатических и электродинамических экранов [26]. Описаны параметры мощных электромагнитных импульсов различной природы, методы и средства оценки стойкости аппаратуры к электромагнитным воздействиям, концепции защиты на этапах схемотехнического и конструкторского проектирований [27]. Рассмотрен полный комплекс вопросов проектирования ПП для быстродействующей цифровой аппаратуры, дана характеристика современной и перспективной элементных баз, рассмотрены электрофизические параметры ПП и линий передачи в их составе, методы анализа помех в цифровых узлах [28]. Рассмотрена актуальная и сложная проблема ЭМС систем спутниковой связи и вещания, где основное внимание уделено совместному использованию общей полосы частот спутниковыми системами, так как эта проблема является наиболее острой из-за перегрузки геостационарной орбиты [29].

Электростатическому разряду (ЭСР) посвящены монографии ученых из МИЭМ, КАИ и МАИ. Рассмотрены физические основы возникновения статического электричества и его экстремального проявления в виде ЭСР, механизм его воздействия на электронную аппаратуру, методы и средства её защиты на стадиях схемотехнического и конструкторского проектирований, а также на этапах изготовления, транспортировки, монтажа на объекте и при эксплуатации, специальная программа контроля и управления электростатической обстановкой на рабочем месте [30]. Приведены сведения, полезные для понимания явлений ЭСР и практики защиты от его следствий [31, 32].

Примечателен ряд диссертаций (МИЭМ, МАИ, СПбГТУ) по проблеме ЭСР. Так, в докторской диссертации [33] приводятся решения по обеспечению стойкости критичной РЭА к воздействию ЭСР. В кандидатских диссертациях ученых из МАИ получены простые аналитические оценки временного отклика на воздействие ЭСР в оплетку кабеля [34–35]. В кандидатской диссертации [36] выполнены оценки воздействия СКИ на сеть Ethernet.

Безусловным лидером по результатам самых новых в мире исследований в области ЭМС был и остается журнал «IEEE Transactions on EMC», в отдельных статьях которого много ценных результатов, применимых для создания технологии помехозащиты критичной РЭА,

например по исследованию фильтра электромагнитных помех с экстракцией паразитных элементов каждого из его компонентов [37] или экстракции частотной зависимости параметров материалов [38]. Кроме отдельных статей в текущих номерах, примечательны его тематические выпуски, из которых выделяются посвященные аэрокосмической ЭМС [39], целостности питания (ЦП) и ЭМС на уровне ПП [40], применению нанотехнологий в ЭМС (нано-ЭМС) [41].

Примечательны публикации в авторитетном отечественном журнале «Технологии ЭМС». Ярким примером является юбилейный 50-й номер журнала, основная часть которого содержит работы, связанные с методами экспериментальной оценки электромагнитной стойкости КА [42], экспериментальной оценкой уровня напряжённости электрического поля индустриальных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн [43], стандартизацией в области ЭМС для военных и гражданских систем [44], развитием многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах [45], достижениями функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами [46].

Исследовано влияние паразитной индуктивности на границе контактов неплотно подключенного соединителя на уровень электромагнитных излучений [47]. Моделирование помехоустойчивости ПП рассмотрено в работе [48] на примере создания на основе измеренных данных модели ИС (последовательный интерфейс ARINC для авионики) в соответствии с документом IEC 62433-4. Предложен метод оценки устойчивости электронных устройств к воздействию повторяющихся коротких электромагнитных импульсов, позволяющий выбрать оптимальные параметры импульсов и предсказать результаты воздействия в зависимости от параметров импульсов [49]. Описано создание моделей ИС для моделирования ЭСР на системном уровне [50]. Для проектирования сложных электромагнитных систем с учетом ЭМС выполнено сравнение производительности пяти эволюционных алгоритмов оптимизации, из которых дифференциальная эволюция и ГА показали наиболее высокую скорость сходимости [51]. На примере оптимизации межсоединений ИС с помощью ГА рассмотрено применение облачной и параллельной систем для моделирования и оптимизации ЭМС ИС [52]. Проведено экспериментальное сравнение излучений от двух ПП с идентичными электрическими схемами, показавшее, в диапазоне от 120 МГц до 1 ГГц, до 22 дБ меньший уровень излучений платы, спроектированной с учетом рекомендаций по ЭМС [53].

На семинаре по практическим измерениям в аэрокосмических задачах ЭМС рассмотрены вопросы проектирования заземляющей системы для модульной архитектуры КА (по материалам статьи [54]) и оценки ЭЭ спектрометра КА [55]. На семинаре по ЦС/ЦП в ИС и ПП среди прочих обсуждены проблемы: генерации моделей для виртуального прототипирования задач ЦС/ЦП [56]; совершенствования моделирования ЦС и ЭМП на основе схемы с

перешагиванием (Leapfrog) [57]; ускорения моделирования переходных отверстий в ПП с помощью упрощенных моделей [58]; подавления излучений синфазной моды от дифференциальных сигналов с помощью методики резонатора в цепи земли [59]. Программа семинара по гибридным методам вычислительной электродинамики в задачах ЭМС и ЭМП включала презентации по методу конечных разностей в прикладных задачах моделирования отклика на электромагнитный импульс [60] и PEEC-методу с быстрым решением во временной области и примером расчета помех на пассивных выводах соединителя [61]. На аэрокосмической секции примечательны работы по моделированию электромагнитных полей, проникающих внутрь блоков аппаратуры авионики через подключенные кабели с металлической оплеткой [62], и детектированию радиочастотных утечек на поверхности КА [63].

Активно развиваются технологии разработки фильтров, интегрированных в структуру ПП. Ярким примером является предложенная конструкция фильтра, совмещающего в себе фильтр синфазной моды и корректор (equalizer) дифференциальной моды [64]. Также примечательны конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [65–68]. Исследуются также паразитные и взаимные связи в фильтрах [69]. Рассмотрена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [70]. В монографии [71] представлены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, рассмотрено применение связанных линий для создания корректоров ФЧХ, изложены основы анализа и проектирования таких устройств. Кроме того, устройства фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами отражены в работах как отечественных, так и зарубежных исследователей [72–76]. Варианты неотражающих фильтров (поглощающего типа) рассмотрены в работах [77–81].

Рассмотрены свойства связанных линий передачи с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическом заполнении [82]. Искажения сигнала, вызванные неоднородным диэлектрическим заполнением, показаны на реальном примере трёх связанных микрополосковых линий [83], а также на примере двух связанных линий при наличии существенных отражений сигналов [84]. Кроме того, показано, что искажения могут происходить вследствие учета влияния потерь в земле [85, 86]. Описаны искажения сигнала из-за взаимных связей в витках меандровых линий, которые в цифровых схемах используются в качестве линий задержки [87–93]. В качестве СВЧ устройств используются специальные связанные структуры в виде *C*-секций [94–97].

1.3 Обзор методов и средств моделирования

В работе [98] рассматривается эволюция методов моделирования. Приведен общий обзор и краткое изложение актуальных методов, которые сегодня используются. Также делается попытка предсказать будущие тенденции, основанные на результатах наблюдения за прошлым и нынешним развитием. Отмечается, что в индустрии моделирование ЭМС значительно расширилось за последние несколько лет, благодаря его увеличивающейся важности, и сегодня разработка высокоэффективной системы без средств моделирования невозможна.

В программных продуктах для анализа ЦС и ЭМС кабелей и ПП используются следующие математические методы: конечных элементов (FEM), эквивалентных схем из частичных элементов (PEEC), граничных элементов (BEM), прямых (MoL), конечных разностей во временной области (FDTD). В случае необходимости моделирования блоков, в т.ч. вместе с кабелями и ПП, строгое решение возможно только с помощью численного решения уравнений Максвелла. Как известно, существует несколько универсальных численных методов: метод моментов (MOM), конечных разностей во временной области, метод конечных элементов, конечного интегрирования (FIT) и матрицы линий передачи (TLM). Однако, из-за сложности окружающих структур, кабельных жгутов и ПП, анализ ЭМП/ЭМС на системном уровне является очень сложным. Подход, облегчающий анализ – разбиение проблемы на более простые части для более удобного анализа. Полная проблема ЭМП/ЭМС разбита на три основных компоненты: окружающие структуры с апертурами на стенках, кабельные жгуты и ПП [99].

Для системного видения проблемы теоретического моделирования важна работа [100]. В ней рассматриваются электромагнитные (ЭМ) помехи обобщённой системы произвольной сложности и, следуя системному подходу, упрощается решение этой проблемы посредством: деления сложной системы на отдельные, более простые, элементы и описания топологии системы, учитывающей связи элементов и позволяющей её анализ как целого. Такое представление приводит к трём вариантам анализа. Первый и самый простой из них сводится к известному анализу, с помощью законов Кирхгофа, схемы из ветвей сосредоточенных элементов, соединённых в узлах (рисунок 1.5*а*). Второй, намного более сложный, сводится к решению BLT уравнения схемы из отрезков (многопроводных линий передачи, описываемых телеграфными уравнениями), соединённых окончаниями (схемами из сосредоточенных элементов) (рисунок 1.5*б*). Третий, самый сложный, сводится к электродинамическому анализу иерархической структуры из конечных объёмов, соединённых частями своих поверхностей, описываемых уравнениями Максвелла (рисунок 1.5*в*).

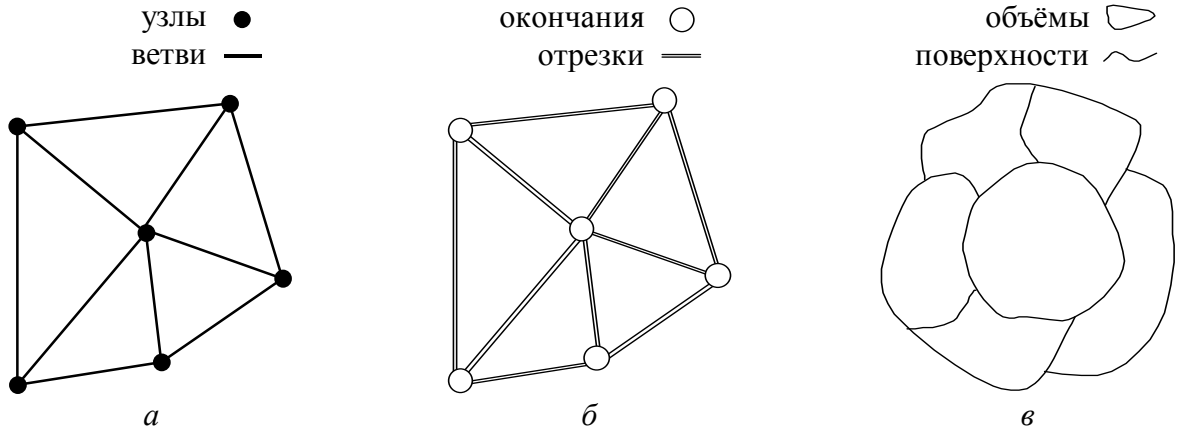


Рисунок 1.5 – Цепная топология (*а*), топология линий передачи (*б*), топология рассеивателя (*в*)

1.3.1 Теоретические основы моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных межсоединений

В данном разделе рассматриваются основные уравнения, которые необходимы для анализа многопроводных линий передачи, и приведены теоретические основы трех моделей по вычислению временного отклика в многопроводных линиях передачи [101–103].

На рисунке 1.6*а* показан отрезок многопроводной линии передачи с N сигнальными проводниками и земляным (опорным) проводником, где x – расстояние вдоль линии передачи (x=0 в начале линии и x=l в конце линии). (Полагается, что земля находится под нулевым потенциалом для всех рассматриваемых многопроводных линий передачи). Линия передачи регулярна по длине при произвольном поперечном сечении.

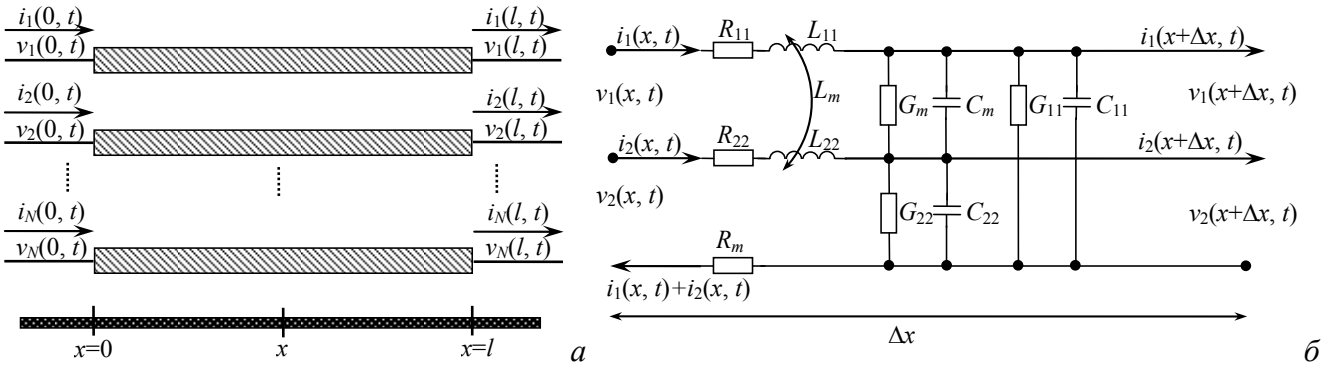


Рисунок 1.6 – Отрезок N-проводной линии передачи (*а*) и эквивалентная схема для элемента длины двухпроводной линии передачи (*б*)

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 составляющих [104]. Такие гибридные волны можно аппроксимировать TEM-волнами, которые для большей точности следует называть квази-TEM волнами. Поэтому далее всегда будет считаться, что в межсоединении распространяются квази-TEM волны. Пример эквивалентной схемы с сосредоточенными элементами для элемента длины двухпроводной линии передачи приведен на рисунке 1.6*б*.

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. (Взаимное сопротивление обусловлено влиянием конечной проводимости земляного (опорного) проводника, а также вихревых токов, наводимых в одном сигнальном проводнике при прохождении тока в другом [104].)

1.3.1.1 Решение волновых уравнений

Согласно теории цепей, напряжения и токи линий передачи при распространении TEM-волн связаны телеграфными уравнениями:

$$\frac{d}{dx}\mathbf{V} = -\mathbf{Z}\,\mathbf{I}, \tag{1.1}$$

$$\frac{d}{dx}\mathbf{I} = -\mathbf{Y}\mathbf{V}, \tag{1.2}$$

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

$$\mathbf{Z}=\mathbf{R}+j\omega\mathbf{L}, \tag{1.3}$$

$$\mathbf{Y}=\mathbf{G}+j\omega\mathbf{C}, \tag{1.4}$$

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

$$\frac{d^2}{dx^2}\mathbf{V} = (\mathbf{ZY})\mathbf{V};\ 0< x < l. \tag{1.5}$$

Его решение ищется в виде

$$\mathbf{V}^m(x)= \mathbf{V}_0{}^m\exp(\pm\gamma_m x),\ \mathbf{I}^m(x)= \mathbf{I}_0{}^m\exp(\pm\gamma_m x),\ m=1,\ \ldots,\ N. \tag{1.6}$$

Знак минус в (1.6) соответствует моде, распространяющейся вдоль оси x (падающая волна), а знак плюс соответствует моде, распространяющейся в противоположном направлении (отражённая волна).

После подстановки (1.6) в уравнение (1.5) получаем систему относительно напряжений в линиях

$$(\mathbf{ZY}-\gamma_m^2\mathbf{U})\mathbf{V}_0^m=0, \tag{1.7}$$

нетривиальное решение которой возможно при условии

$$|\mathbf{ZY}-\gamma_m^2\mathbf{U}|=0, \tag{1.8}$$

где **U** – единичная матрица размера $N\times N$.

Решением для (1.8) является N комплексных чисел γ_m^2, которые называются собственными значениями. Каждое собственное значение имеет соответствующий собственный вектор $\mathbf{V}_0^m$, который является решением для (1.7) и является уникальным для константы γ_m^2. Вычисляя квадратный корень из γ_m^2, получают коэффициент распространения для каждой m–моды, которые записываются в виде диагональной матрицы **Γ**. Вычисленные собственные вектора $\mathbf{V}_0^m$ записываются в столбцы матрицы $\mathbf{S}_V$, которая называется матрицей модальных напряжений, а $\mathbf{S}_I$ – матрица модальных токов, столбцы которой являются векторами $\mathbf{I}_0^m$. Эти модальные матрицы связаны уравнением

$$\mathbf{S}_I=\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{S}_V\mathbf{\Gamma}. \tag{1.9}$$

Напряжения и токи линии передачи в любой точке x можно записать как суммы падающей (i) и отражённой (r) волн:

$$\mathbf{V}(x)=(\mathbf{V}_i(x)+\mathbf{V}_r(x))=\mathbf{S}_V(\mathbf{E}(x)\mathbf{C}_1+\mathbf{E}(x)^{-1}\mathbf{C}_2), \tag{1.10}$$

$$\mathbf{I}(x)=(\mathbf{I}_i(x)-\mathbf{I}_r(x))=\mathbf{S}_I(\mathbf{E}(x)\mathbf{C}_1-\mathbf{E}(x)^{-1}\mathbf{C}_2), \tag{1.11}$$

где $\mathbf{C}_1$ и C_2 – векторы констант,

$$\mathbf{E}(x)=\mathrm{diag}(\exp(-\gamma_1 x), \exp(-\gamma_2 x),\ldots, \exp(-\gamma_N x)). \tag{1.12}$$

Матрица характеристического импеданса $\mathbf{Z}_C$ линии определяется соотношениями:

$$\mathbf{V}_i(x)=\mathbf{Z}_C\mathbf{I}_i(x);\ \mathbf{V}_r(x)=-\mathbf{Z}_C\mathbf{I}_r(x), \tag{1.13}$$

из которых следует

$$\mathbf{Z}_C=\mathbf{S}_V\mathbf{S}_I^{-1}=\mathbf{S}_V\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{S}_V^{-1}\mathbf{Z}. \tag{1.14}$$

Матрицу характеристического адмитанса линии $\mathbf{Y}_C$ можно вычислить как $\mathbf{Y}_C=\mathbf{Z}_C^{-1}$.

1.3.1.2 Уравнения для отрезка многопроводной линии передачи

Матрицы параметров и выражения, описанные в разделе 1.3.1.1, используются для формирования системы уравнений для отрезка многопроводной линии передачи. В модели Теше [101] это уравнение называется BLT уравнением, записываемым для напряжения и тока в виде

$$\mathbf{V}=(1+\mathbf{S})(\mathbf{S}-\mathbf{\Phi})^{-1}\mathbf{V}_s, \tag{1.15}$$

$$\mathbf{I}=\mathbf{Y}_C(1-\mathbf{S})(\mathbf{S}-\mathbf{\Phi})^{-1}\mathbf{V}_s, \tag{1.16}$$

где **S** – матрица рассеяния оконечных и соединительных цепей линии передачи, **Φ** – матрица размера $2N\times2N$ распространения линии передачи, $\mathbf{V}_s$ – «супервектор» размера $2N\times1$ входных воздействий. Матрица рассеяния для оконечных и соединительных цепей линии передачи связывает все отраженные волны с падающими волнами как

$$\mathbf{V}_r=\mathbf{S}\mathbf{V}_i. \tag{1.17}$$

Более подробно определение матрицы рассеяния для произвольного числа линий передачи с оконечными и соединительными цепями в схеме рассматривается в разделе 1.3.1.3. Отраженные волны на концах линии передачи связаны с падающими волнами уравнением

$$\mathbf{V}_r=\mathbf{\Phi}\mathbf{V}_i+\mathbf{V}_s. \tag{1.18}$$

Уравнение (1.16), при $x=0$ на ближнем и $x=l$ дальнем концах линии передачи, запишется в виде

$$\begin{bmatrix}\mathbf{V}_r(0)\\ \mathbf{V}_r(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l)\mathbf{S}_V{}^{-1}\\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l)\mathbf{S}_V{}^{-1} & \mathbf{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{V}_i(0)\\ \mathbf{V}_i(l)\end{bmatrix}+\mathbf{V}_s \tag{1.19}$$

и

$$\mathbf{V}_s=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}-\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(x_s)\mathbf{S}\{\mathbf{V}_0+\mathbf{Z}_C\mathbf{I}_0\}\\ \mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l-x_s)\mathbf{S}\{\mathbf{V}_0-\mathbf{Z}_C\mathbf{I}_0\}\end{bmatrix}, \tag{1.20}$$

где

$$\mathbf{E}(l)=\mathrm{diag}\{\exp(\gamma_1 l),\ \ldots,\ \exp(\gamma_N l)\},$$
$$\mathbf{E}(x_s)=\mathrm{diag}\{\exp(\gamma_1 x_s),\ \ldots,\ \exp(\gamma_N x_s)\}$$
$$\mathbf{E}(l-x_s)=\mathrm{diag}\{\exp(\gamma_1(l-x_s)),\ \ldots,\ \exp(l-x_s)\},$$

$\mathbf{V}_0$ и $\mathbf{I}_0$ векторы, содержащие независимые источники напряжения и тока, размещенные на линии в $x=x_s$.

Для моделей Джорджевича [102] и Накхлы [103] используются соотношения для напряжений и токов на ближнем ($x=0$) и дальнем ($x=l$) концах, полученные из (1.10) и (1.11) в виде

$$\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V\\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V[\mathbf{E}(l)]^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{C}_1\\ \mathbf{C}_2\end{bmatrix}, \tag{1.21}$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{I}(0)\\ \mathbf{I}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_I & -\mathbf{S}_I\\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}(l) & -\mathbf{S}_I[\mathbf{E}(l)]^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{C}_1\\ \mathbf{C}_2\end{bmatrix}. \tag{1.22}$$

Для вычисления напряжений или токов по модели Джорджевича [104] вначале необходимо вычислить $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$, используя матричное соотношение (раздел 1.3.1.3), которое описывает произвольные соединительные и оконечные цепи в рассматриваемой схеме. Затем, подставляя $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$ в (1.23)–(1.26), получают напряжения и токи на ближнем и дальнем концах линии передачи:

$$\mathbf{V}(0)=\mathbf{S}_V(\mathbf{C}_1+\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_2); \tag{1.23}$$

$$\mathbf{V}(l)=\mathbf{S}_V(\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_1+\mathbf{C}_2); \tag{1.24}$$

$$\mathbf{I}(0)=\mathbf{Y}_C\mathbf{S}_V(\mathbf{C}_1-\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_2); \tag{1.25}$$

$$\mathbf{I}(l)=\mathbf{Y}_C\mathbf{S}_V(\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2). \tag{1.26}$$

В модели Накхлы [103] константы $\mathbf{C}_1$, $\mathbf{C}_2$ в (1.21) и (1.22) исключаются, в результате получается

$$\begin{bmatrix}\mathbf{I}(0)\\ \mathbf{I}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_I & -\mathbf{S}_I\\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}(l) & -\mathbf{S}_I[\mathbf{E}(l)]^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V\\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V[\mathbf{E}(l)]^{-1}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}. \tag{1.27}$$

Принимая во внимание, что для представления линии передачи в виде **Y**-параметров необходимо, чтобы все токи на концах линии втекали в неё, $\mathbf{I}(l)$ умножается на –1 и (1.27) запишется в виде

$$\begin{bmatrix}\mathbf{I}(0)\\ -\mathbf{I}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_I\mathbf{E}_1\mathbf{S}_V^{-1} & \mathbf{S}_I\mathbf{E}_2\mathbf{S}_V^{-1}\\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}_2\mathbf{S}_V^{-1} & \mathbf{S}_I\mathbf{E}_1\mathbf{S}_V^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12}\\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}, \tag{1.28}$$

где

$$\mathbf{E}_1=\operatorname{diag}\left\{\frac{1+\mathrm{e}^{-2\gamma_k l}}{1-\mathrm{e}^{-2\gamma_k l}}\right\};\ \mathbf{E}_2=\operatorname{diag}\left\{\frac{2}{\mathrm{e}^{-\gamma_k l}-\mathrm{e}^{\gamma_k l}}\right\},\ k=1, 2, \ldots, N. \tag{1.29}$$

Полученная матрица проводимости в дальнейшем подставляется в уравнение модифицированного узлового метода (раздел 1.3.1.3), который используется для вычисления отклика схемы.

1.3.1.3 Формулировка уравнений схемы для моделирования отклика

Модели, описанные в разделе 1.3.1.2, позволяют выполнить моделирование для линий передачи, оканчивающихся произвольным образом. Например, проводник линии может быть закорочен на землю, оставлен на холостом ходу, оканчиваться произвольным импедансом, управляться генератором, или он может быть присоединён к проводнику, принадлежащему к этой же или другой линии передачи.

Описание оконечных и соединительных цепей линии передачи в модели Теше [101] осуществляется с помощью матрицы рассеяния **S**. Для отрезка многопроводной линии передачи в случае, если проводники на ближнем и дальнем концах линии оканчиваются внешним импедансом, матрица **S** равна матрице коэффициентов отражения:

$$\boldsymbol{\rho}=(\mathbf{Z}-\mathbf{Z}_C)(\mathbf{Z}+\mathbf{Z}_C)^{-1}, \tag{1.30}$$

где $\mathbf{Z}$ – матрица, состоящая из импедансов, подключенных к проводникам линии. Для этого случая BLT уравнение запишется в виде

$$\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{U}+\boldsymbol{\rho}_1 & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{U}+\boldsymbol{\rho}_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\rho}_1 & -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S}\\ -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} & \boldsymbol{\rho}_2\end{bmatrix}^{-1}\mathbf{V}_s; \tag{1.31}$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{I}(0)\\ \mathbf{I}(l)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_C & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_C\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{U}-\boldsymbol{\rho}_1 & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{U}-\boldsymbol{\rho}_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\rho}_1 & -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S}\\ -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} & \boldsymbol{\rho}_2\end{bmatrix}^{-1}\mathbf{V}_s. \tag{1.32}$$

Для случая, когда соединительная цепь связывает n многопроводных линий передачи, матрица рассеяния для такой цепи запишется в виде

$$\mathbf{S}=-\left(\mathbf{C}_V-\mathbf{C}_I(\mathbf{Z}_{C_n})^{-1}\right)^{-1}\left(\mathbf{C}_V+\mathbf{C}_I(\mathbf{Z}_{C_n})^{-1}\right), \tag{1.33}$$

где $\mathbf{C}_V$ – матрица размера $M\times M$ с элементами {1, –1}, отображающая напряжения соединительного узла, и для ее формирования используется закон Кирхгофа для напряжений; $\mathbf{C}_I$ – матрица размера $M\times M$ с элементами {0, 1}, отображающая токи соединительного узла, и для ее формирования используется закон Кирхгофа для токов при условии, что токи выходят из узлов соединительной цепи; $\mathbf{Z}_{C_n}$ – матрица размера $M\times M$, состоящая из характеристических импедансов линий передачи, проводники которых соединяются в соединительной цепи; M – общее число проводников, соединяющихся в соединительной цепи.

В модели Джорджевича [102] узлы соединительных и оконечных цепей разделяются на две группы. Первая охватывает узлы, соединяющие линии передачи, которые называются внешними узлами, вторая группа охватывает все остальные узлы, которые называются внутренними. Число внешних узлов, обозначенное X, для цепи равно общему числу проводников всех линий передачи, присоединённых к этой цепи. Поскольку цепь линейна, то справедливо матричное соотношение

$$\mathbf{PV}+\mathbf{QI}=\mathbf{E}, \tag{1.34}$$

где $\mathbf{V}$ – вектор размера X напряжений между внешними узлами цепи и землей, $\mathbf{I}$ – вектор размера X токов между внешними узлами цепи и землей, $\mathbf{P}$ и $\mathbf{Q}$ – квадратные матрицы размера $X\times X$, $\mathbf{E}$ – вектор размера X. Уравнение (1.34) включает описание цепи Z-параметрами и Y-параметрами. В случае описания Z-параметрами получаем $\mathbf{P}=\mathbf{U}$, $\mathbf{Q}=\mathbf{Z}$ и $\mathbf{E}=\mathbf{V}_0$, где $\mathbf{V}_0$ – вектор напряжения холостого хода. Это, в сущности, эквивалентное представление схемы по Тевенину. В случае описания через Y-параметры: $\mathbf{P}=\mathbf{Y}$, $\mathbf{Q}=\mathbf{U}$ и $\mathbf{E}=\mathbf{I}_0$, где $\mathbf{I}_0$ – вектор токов короткого замыкания, это эквивалентное преобразование Нортона.

Уравнением (1.34) можно легко описать любой тип цепи, в отличие от Z-параметров и Y-параметров. А именно, Z-параметры не могут быть определены при наличии цепей на холостом ходу, а Y-параметры – для коротко замкнутых цепей. Для цепей, которые не содержат внутренних узлов, уравнение (1.34) получается записью узловых уравнений. Эти уравнения должны включать токи, вытекающие из цепи, а узловые напряжения в этих уравнениях

совпадают с элементами вектора **V**. Для цепей, не имеющих внутренних контуров (т.е. замкнутых путей по ответвлениям, которые полностью лежат внутри цепи), (1.34) получается из контурных уравнений. В этом случае, контурные токи совпадают (с точностью до знака) с элементами вектора **I**. Чтобы вычислить $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$, необходимо в вектор **V** уравнения (1.34) подставить уравнения (1.23), (1.24), а в **I** подставить (1.25), (1.26) и решить эту систему уравнений. (Число неизвестных равно удвоенному общему числу проводников всех линий.) Затем надо подставить $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$ в (1.23)–(1.26) и вычислить напряжения или токи в начале и конце линий передачи.

Для описания элементов схемы в модели Накхлы [103] используется модифицированный метод узловых потенциалов. Уравнение модифицированного узлового метода в частотной области, для линейных элементов схемы и n многопроводных линий передачи, имеет вид

$$\left(s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^{n} \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k \mathbf{D}_k^t \right) \mathbf{V} = \mathbf{E} \ , \tag{1.35}$$

где $s=j\omega$; **W**, **H** – матрицы размера $A \times A$, описывающие произвольные оконечные и соединительные схемы из активных и реактивных элементов (A – количество параметров, вычисляемых в модифицированном методе узловых потенциалов); $\mathbf{D}_k$ – матрица-селектор, отображающая токи, входящие в k-ю линию, с элементами $d_{i,j} \in \{0, 1\}$, где $i \in \{1, \ldots, A\}$, $j \in \{1, \ldots, m_k\}$ с одним ненулевым значением в каждом столбце, $m_k=2N_k$ – количество токов, входящих в k-ю линию, где N_k – число проводников k-й линии; $\mathbf{Y}_k$ – матрица проводимостей для k-й линии из (1.28); **V** – вектор узловых напряжений и токов независимых источников напряжения; **E** – вектор, состоящий из независимых источников напряжения или токов.

1.3.1.4 Моделирование временного отклика с учетом дисперсии

Для более точного моделирования отклика в межсоединениях необходимо учитывать потери в проводниках и диэлектриках, а также частотную зависимость потерь. Высокочастотный ток в реальных проводниках распределяется в приповерхностном слое проводника. Это явление носит название поверхностного (скин-)эффекта. С его учетом частотную зависимость погонного сопротивления линии передачи можно оценить по выражению [105, 106]

$$\mathbf{R}(\omega) = \mathbf{R}(\omega_0) \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} \ , \tag{1.36}$$

где $\omega_0=2\pi f_0$, f_0 – частота, на которой вычислялась $\mathbf{R}(\omega_0)$, Ом/м.

Полная индуктивность, при учете потерь в проводниках, вычисляется как сумма внешней (**L**, Гн/м) и внутренней индуктивностей:

$$\mathbf{L}(\omega) = \mathbf{L} + \frac{\mathbf{R}(\omega)}{\omega}. \quad (1.37)$$

Почти для всех видов диэлектрических материалов величина тока проводимости изменяется почти прямо пропорционально частоте. Таким образом, частотную зависимость проводимости можно вычислить как

$$\mathbf{G}(\omega) = \mathbf{G}(\omega_0)\frac{\omega}{\omega_0}, \quad (1.38)$$

где $\omega_0=2\pi f_0$, а f_0 – частота, на которой вычислялась $\mathbf{G}(\omega_0)$, См/м.

1.3.2 Паразитные параметры компонентов и частотная зависимость диэлектрической проницаемости материалов печатных плат

Неидеальное поведение компонентов является важным вопросом в ЭМС. Этот вопрос который является довольно сложен, поскольку касается тонкостей работы компонентов. Примеры эквивалентных схем, а также обобщённые графики модуля и фазы импеданса для идеальных и реальных пассивных компонентов приведены в [107, 108]. Показано, что учёт паразитных индуктивностей или ёмкостей реальных компонентов делает частотную зависимость импеданса существенно отличной от идеальных. В частности, появляется резонансная частота компонента, в области которой резко изменяется его импеданс. Для обычных компонентов эта частота, как правило, находится в области достаточно низких частот (сотни и даже десятки мегагерц), тогда как поведение компонентов в диапазоне частот до 1 ГГц, а тем более до 18 ГГц, остаётся неясным. Таким образом, для низкочастотных пассивных компонентов актуальна задача создания моделей, адекватно описывающих их поведение в широком диапазоне частот.

При проектировании ПП высокоскоростных цифровых интерфейсов используются широкополосные модели межсоединений. Например, в работе [109] описано получение модели структур ПП для передачи данных на скорости до 25 Гбит/с, работающей в области частот до 50 ГГц. В работе [110] описана оптимизация посадочного места коаксиального соединителя 2,4 мм на плату с рабочим диапазоном до 50 ГГц. Для этого применялось трёхмерное электродинамическое моделирование соединителя и его посадочного места.

При разработке монолитных интегральных схем (МИС) также используются широкополосные модели пассивных компонентов. Например, в работе [111] описано получение моделей копланарных компонентов, работающих до 40 ГГц. В работе [112] описана экстракция параметров модели спиральной индуктивности, работающей до 20 ГГц. Разница между моделями компонентов обычных устройств и компонентов МИС в том, что частотная

характеристика у первых содержит несколько резонансов (из-за влияния неоднородностей печатных структур и паразитных параметров пассивных компонентов).

Однако, в настоящее время для проведения анализа ЭМС сравнительно низкочастотных блоков возникает необходимость в моделях, которые корректно описывают поведение низкочастотного компонента в диапазоне, захватывающем несколько резонансов [113]. Кроме того, на частотную характеристику цепи влияют не только паразитные параметры компонента, но и элементы ПП, такие как контактные площадки и переходные отверстия. Их электрические параметры зависят от геометрических и электрических параметров материалов платы. Поэтому, для вычисления частотных характеристик цепей используют совместный учёт паразитных параметров компонентов и контактных площадок платы [114].

При расчете первичных параметров трасс и паразитных параметров посадочных площадок используются значения ε_r диэлектриков ПП, зависящие от частоты [115]. При предварительном моделировании испытаний на ЭМС в широком диапазоне частот (например, от 10 кГц до 1, 18, 40 ГГц по стандартам MIL-STD-461F и AIAA S-121-2009) эту зависимость необходимо учитывать, так как результаты моделирования и испытаний могут значительно отличаться. Различия показаны для одиночной линии передачи [115], но не отражены для связанных линий. Также результаты численных экспериментов показали возможность заметного влияния потерь и дисперсии на каузальность формы рассчитанного сигнала (моделирование проведено на основе усредненных измерений частотной зависимости $\varepsilon_r(f)$ материала FR-4) [116]. Учет такого влияния может быть важным, например, при моделировании устройств, использующих модальные явления.

Частотные зависимости ε_r реальных диэлектриков отличаются у разных изготовителей материалов и редко приводятся ими для широкого диапазона частот. К тому же ПП производят с использованием разнообразных диэлектрических материалов (основания, препреги, паяльные маски и лаки), точная частотная зависимость ε_r которых неизвестна. Поэтому актуальны измерения ε_r материалов ПП в диапазоне частот. Для этого применяются различные методы. Наиболее простой из них основан на измерении емкости плоского конденсатора [117], между пластинами которого размещается образец диэлектрика. По отношению измеренных значений емкости заполненного и пустого конденсаторов определяется ε_r. Однако диапазон частот ограничен условием квазистационарности, т.е. размеры конденсатора должны быть много меньше длины волны. Кроме того, существенное влияние на погрешность измерений могут оказывать краевые емкости.

Волноводные методы основаны на использовании электромагнитных волн, направляемых посредством передающих линий, таких как двухпроводные или коаксиальные линии, прямоугольные или круглые волноводы [117]. Достоинство этих методов — измерение

параметров материала в широком диапазоне частот, однако при измерении на сверхвысоких частотах метод чувствителен к точности изготовления образцов.

Резонаторные методы основаны на измерении параметров объемного резонатора, например коэффициента отражения [118], импеданса [119, 120] или матрицы рассеяния [121]. Для экстракции ε_r из измеренных параметров часто используют вычислительную технику и различные алгоритмы, в том числе алгоритмы глобальной оптимизации [119, 122].

В различных методах измерений в качестве измерительных структур используют линии передачи [123–126]. Точность и ограничения применяемых методов зависят от точности измерения и чувствительности к ошибкам измерений, а также от выбранных математических моделей [127].

1.4 Постановка задач исследования

Из выполненного обзора следует, что в имитационном моделировании ЭМС общепринято проверять результаты моделированием инструментами нескольких видов (анализа, методов, моделей, программных продуктов). В линии видов анализа (схемотехнический-квазистатический-электродинамический), применяемых для имитационного моделирования ЭМС, квазистатический анализ занимает центральное место, как правило, давая результаты приемлемой точности и не требуя больших затрат времени и вычислительных ресурсов. Кроме того, он может служить хорошей проверкой обоснованности менее затратного схемотехнического анализа. Поэтому для получения ПО, использующего квазистатический анализ, необходимо разработать алгоритмы и выполнить их программную реализацию. Кроме того, расширение спектра используемых импульсных сигналов, а также сигналов помех, или наличие узкополосных помех высокой частоты требует моделирования в широком диапазоне частот до 1, 18, 40 ГГц. Для этого необходимы математические модели, описывающие паразитные параметры пассивных компонентов, и учет частотной зависимости (дисперсии) параметров линий при вычислении отклика. Для имитационного моделирования на ранних этапах проектирования, гарантирующего удовлетворение требованиям испытаний по MIL-STD-461F, важно обеспечить как самые разные, так и специфические сигналы и нагрузки. Для этого необходимо реализовать возможность задания основных видов воздействия из MIL-STD-461F, а в качестве нагрузки по MIL-STD-461F схемно реализовать эквивалент нагрузки LISN. Для выполнения корректного моделирования ЭМС необходимо разработать методики. Обоснование необходимости разработки отечественного современного ПО для разработчиков РЭА отражено в работе [128].

Современные тенденции в проектировании КА (повышение срока активного существования до 15 лет, негерметичное исполнение, унифицированные электронные модули на

основе технологии «система-на-кристалле») обостряют проблемы обеспечения ЭМС бортовой РЭА, в частности ее защиты от влияний ЭСР. В недавно вышедшей обстоятельной монографии [32] представлен свежий срез многочисленных отечественных исследований по ЭСР на КА: приведено много данных об отказах из-за ЭСР на зарубежных КА, вплоть до их полной потери; сделан основной акцент на испытаниях, но отмечено, что их технические возможности, как правило, не позволяют создавать условия, адекватные натурным; описаны методы защиты КА от ЭСР и указано на неприменимость активной защиты для малых КА и, как следствие, актуальность пассивной; заострено внимание на том, что, несмотря на достаточно хорошо отработанную пассивную защиту от ЭСР, он остается опасным, особенно для новых аппаратов, оснащенных современной, но чувствительной к излучаемым и кондуктивным помехам электроникой; утверждается, что по мере внедрения на отечественных КА экономичной аппаратуры на электронных компонентах нового поколения (взамен сильноточной, малочувствительной к электромагнитным помехам) ее чувствительность, а значит, и подверженность негативному воздействию ЭСР будут неизбежно возрастать; подчеркнуто, что защита на основе металлизации всей конструкции КА, исключающей его дифференциальную зарядку, исчерпала практически все резервы дальнейшего совершенствования; отмечена особая актуальность создания новых, более совершенных пассивных методов защиты путем улучшения их технологии и использования новых концептуальных принципов.

Важно, что пассивные методы применимы для защиты не только от влияний ЭСР, но и от других угроз, например электромагнитного терроризма [129]. Эффективная защита в диапазоне воздействий требует сложных многоступенчатых устройств, что увеличивает массу прибора. Обзор этого вопроса показал, что наряду с высокими характеристиками, практика требует простоты и дешевизны, и необходим поиск новых принципов совершенствования защиты.

При изготовлении бортовой РЭА КА в основном используются двухсторонние (ДПП) или многослойные печатные платы (МПП). Рассматриваемые структуры ПП в поперечном сечении являются структурами с неоднородным диэлектрическим заполнением. Для решения проблем, связанных с искажением формы импульсного сигнала из-за потерь, перекрестных наводок в печатных проводниках, необходимы новые решения, не требующие дополнительных ресурсов. Для бортовой РЭА особенно важно не увеличивать её массу. Обзор этого вопроса показал, что решение данных проблем возможно за счет оптимального выбора параметров диэлектриков и проводников. Так, можно использовать дополнительный диэлектрический слой, который наносится на поверхность платы. Другим подходом является меандровая линия из одного витка, сформированная из части печатного проводника.

Миниатюризация оборудования, а также его возрастающая сложность, интеграция и взаимодействие – все это делает электронные системы и компоненты более уязвимыми при

электромагнитных воздействиях. Специалистами по ЭМС очень интенсивно исследуется проблема электромагнитного терроризма или ПДЭМВ. Одним из его самых опасных факторов являются СКИ, появившиеся в проводниках аппаратуры из-за преднамеренного или непреднамеренного кондуктивного или излучаемого электромагнитного воздействия. Представляется важным выявление и устранение таких возможностей в межсоединениях бортовой РЭА КА.

Цель работы – разработать модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения ЭМС бортовой РЭА КА.

Для достижения этой цели надо решить следующие задачи:

1. Выполнить анализ современного состояния проблемы обеспечения ЭМС бортовой РЭА КА, технологий помехозащиты РЭА, а также методов и средств моделирования печатных узлов.
2. Разработать новые модели, алгоритмы, программы для моделирования ЭМС печатных узлов, учитывающие паразитные параметры пассивных электронных компонентов и частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости материалов ПП.
3. Разработать методики анализа ЭМС печатных узлов бортовой РЭА.
4. Предложить новые технологии для обеспечения ЭМС.
5. Разработать общие подходы к созданию новых устройств для помехозащиты РЭА.
6. Разработать конструкции устройств для помехозащиты РЭА.
7. Выполнить экспериментальные исследования для подтверждения теоретических выводов и показать практическую применимость разработанных устройств для помехозащиты РЭА.
8. Внедрить результаты диссертационной работы.

2. МОДЕЛИ, АЛГОРИТМЫ, ПРОГРАММЫ И МЕТОДИКИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

2.1 Модели, алгоритмы и программы для моделирования электромагнитной совместимости

В данной главе разработаны модели, алгоритмы, программы и методики для вычисления временного и частотного откликов произвольных схем многопроводных линий передачи (МПЛП) для моделирования ЭМС печатных узлов бортовой РЭА КА с учетом паразитных параметров пассивных электронных компонентов и частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости материалов ПП [130–141].

2.1.1 Алгоритмы и программы для вычисления отклика в произвольных схемах многопроводных линий передачи

В данном разделе представлены результаты разработки и программной реализации алгоритмов вычисления отклика в произвольных схемах МПЛП. Проведено тестирование программной реализации путем сравнения с опубликованными результатами измерений или моделирования, а также полученными в программе PSpice [142–148]. Реализована возможность вычисления отклика вдоль отрезков МПЛП [149, 150]. Кроме того, разработаны программы для имитационного моделирования ЭМС печатных узлов РЭА в TALGAT [151–161].

2.1.1.1 Алгоритмы

В данном разделе приведены алгоритмы для 3-х моделей, описанных в разделе 1.3.1, позволяющие выполнять вычисление отклика в частотной и временной областях.

Алгоритм по модели Теше [101]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров источников воздействий; значений элементов матриц $\mathbf{C}_V$, $\mathbf{C}_I$ для соединительных цепей схемы и матриц $\mathbf{Z}$ для оконечных цепей.
2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).
3. Вычисление, для каждого отрезка линии и частот спектра воздействий, матриц $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{S}_V$, $\mathbf{Y}_C$, $\mathbf{E}(l)$, $\mathbf{S}$, $\mathbf{\Phi}$ и вектора $\mathbf{V}_s$ из (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.17), (1.19), (1.20).
4. Решение BLT уравнения (1.15) и (1.16), подстановкой $\mathbf{S}$, $\mathbf{\Phi}$ и $\mathbf{V}_s$ из п. 3.
5. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).
6. Вывод результатов.

Алгоритм по модели Джорджевича [102]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров источников воздействий; значений элементов матриц $\mathbf{P}$, $\mathbf{Q}$ и $\mathbf{E}$ для каждой соединительной и оконечной цепи.

2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).

3. Вычисление для каждого отрезка линии и частот спектра воздействий $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{S}_V$, $\mathbf{S}_I$, $\mathbf{Z}_C$, $\mathbf{Y}_C$, $\mathbf{E}(l)$, подстановкой данных из п. 1 в (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.12), (1.14).

4. Решение матрично-векторного уравнения

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^1 \\ \mathbf{C}_2^1 \\ \cdots \\ \mathbf{C}_1^n \\ \mathbf{C}_2^n \end{bmatrix} = \left[\begin{bmatrix} \mathbf{P}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{P}^n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V^1 & \mathbf{S}_V^1\mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_V^1\mathbf{E}(l)^1 & \mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n & \mathbf{S}_V^n\mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n\mathbf{E}(l)^n & \mathbf{S}_V^n \end{bmatrix} + \right.$$

$$\left. + \begin{bmatrix} \mathbf{Q}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Q}^n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_C^1\mathbf{S}_V^1 & \mathbf{Y}_C^1\mathbf{S}_V^1\mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Y}_C^1\mathbf{S}_V^1\mathbf{E}(l)^1 & -\mathbf{Y}_C^1\mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & -\mathbf{Y}_C^n\mathbf{S}_V^n & \mathbf{Y}_C^n\mathbf{S}_V^n\mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Y}_C^n\mathbf{S}_V^n\mathbf{E}(l)^n & -\mathbf{Y}_C^n\mathbf{S}_V^n \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{E}^1 \\ \cdots \\ \mathbf{E}^n \end{bmatrix}.$$

5. Вычисление значений напряжения и тока на концах линий ($\mathbf{V}(0)$, $\mathbf{V}(l)$ и $\mathbf{I}(0)$, $\mathbf{I}(l)$), подстановкой $\mathbf{C}_1{}^n$ и $\mathbf{C}_2{}^n$ в (1.23) – (1.26).

6. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).

7. Вывод результатов.

Алгоритм по модели Накхлы [103]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров источников воздействий; числа узлов схемы и источников сигнала; значений элементов $\mathbf{D}$ для каждой линии передачи; значений элементов $\mathbf{W}$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{E}$.

2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).

3. Вычисление $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{S}_V$, $\mathbf{S}_I$, $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{E}_2$, $\mathbf{Y}$ для каждого отрезка линии, подстановкой данных из п. 1 в (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.29), (1.28).

4. Решение матрично-векторного уравнения

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

5. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).

6. Вывод.

2.1.1.2 Сравнительный анализ моделей

В данном этом разделе производится сравнение результатов вычислений, полученных по 3-м моделям, с опубликованными данными. Программная реализация рассмотренных моделей, выполнена в системах MathCAD, MatLab. Сделан качественный анализ моделей.

Вычислим временной отклик для схемы из [102] (рисунок 2.1). Значения параметров линии: длина l=0,3048 м; L_{11}=L_{22}=494,6 нГн/м, L_{12}=L_{21}=63,3 нГн/м; C_{11}=C_{22}=62,8 пФ/м, C_{12}=C_{21}= –4,9 пФ/м; значения элементов матриц **R** и **G** (здесь и далее на частоте 1 МГц): R_{11}=R_{22}=0,1 Ом/м, R_{12}=R_{21}=0,02 Ом/м; G_{11}=G_{22}=0,1 См/м, G_{12}=G_{21}= –0,01 См/м. Значения элементов цепей: R_1=50 Ом, R_2=R_3=R_4=100 Ом. На один из проводников подается генератор э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции со следующими значениями параметров: амплитуда E_0=1 В, длительность вершины t_D=6 нс, время фронта и спада t_{RT}=t_{FT}=1,5 нс.

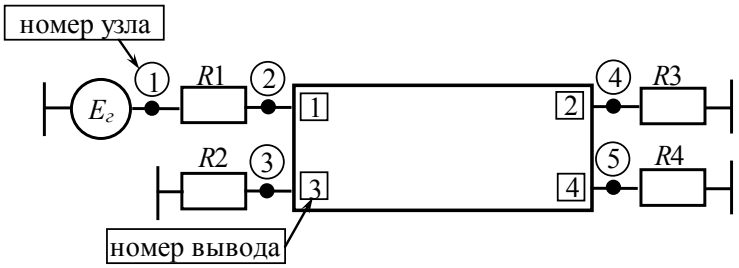


Рисунок 2.1 – Отрезок двухпроводной линии передачи [102]

Результаты вычислений представлены в таблице 2.1. Как видно, результаты отлично совпадают. Различия результатов с опубликованными связаны с явлением Гиббса. (В [102] вычисление выполнялось при довольно большом интервале дискретизации 0,25 нс, а в данной работе – при 0,075 нс.).

Рассмотрим более сложную тестовую структуру, которая состоит из двух последовательно соединенных двухпроводных отрезков линий передачи (рисунок 2.2).

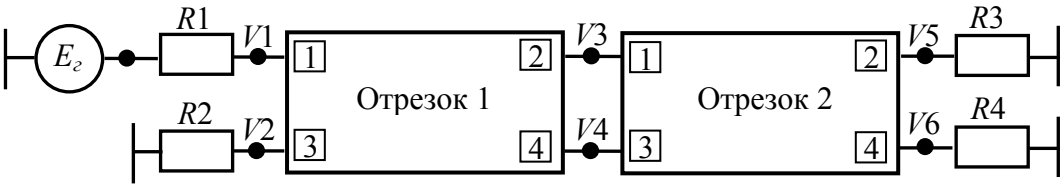


Рисунок 2.2 – Структура из двух последовательно соединенных отрезков

Значения параметров отрезка 1: l=0,2 м; L_{11}=L_{22}=494,6 нГн/м, L_{12}=L_{21}=63,3 нГн/м; C_{11}=C_{22}=62,8 пФ/м, C_{12}=C_{21}= –4,9 пФ/м; R_{11}=R_{22}=0,1 Ом/м, R_{12}=R_{21}=0,02 Ом/м; G_{11}=G_{22}=0,1 См/м, G_{12}=G_{21}= –0,01 См/м. Значения параметров отрезка 2: l=0,3 м; L_{11}=L_{22}=750 нГн/м, L_{12}=L_{21}=95 нГн/м; C_{11}=C_{22}=133 пФ/м, C_{12}=C_{21}= –9 пФ/м; R_{11}=R_{22}=75 Ом/м, R_{12}=R_{21}=15 Ом/м; G_{11}=G_{22}=0,1 См/м, G_{12}=G_{21}= –0,01 См/м. Параметры элементов цепей: R_1=50 Ом, R_2=R_3=R_4=100 Ом. На один из проводников отрезка подается импульс с параметрами: E_0=2 В, t_d=6 нс, t_r=t_f=1 нс. Результаты вычислений представлены в таблице 2.2. Как видно, формы напряжений, вычисленные по 3-м моделям совпадают, но отличаются от вычисленных в PSpice. Это связано с тем, что в PSpice не учитываются (полагаются нулями) недиагональные элементы матриц потерь (причем, как **R**, так и **G**). Отметим, что в данном примере это приводит к занижению уровня сигнала (V4) до 2-х раз.

В результате, сравнение 3-х моделей с опубликованными данными вычислений и для случая без потерь в PSpice показало отличное совпадение. (Кроме того, результаты вычислений для трех- и четырехпроводных последовательно соединенных отрезков по трем моделям будут показаны в разделе 2.1.2.) Таким образом, разработанные программы позволяют корректно вычислять временной отклик фрагментов межсоединений с учетом взаимовлияний проводников в рамках квазистатического подхода.

Качественное сравнение моделей выявило их следующие особенности:

- Преимущество модели Теше заключается в возможности перемещения источника сигнала вдоль линии передачи.
- В модели Накхлы вычисление отклика выполняется в каждом узле оконечной и соединительной цепи, а в других моделях только на концах проводников отрезков линий.
- При формировании входных данных, описывающих структуру схемы, существенным преимуществом обладает модель Накхлы, поскольку в ней не надо составлять системы уравнений для формирования матриц, описывающих оконечные и соединительные цепи схемы, а достаточно только указать, между каким узлом расположен элемент (для **W**, **H**) и к какому узлу подключен вывод (для **D**).
- По способу вычисления преимуществом обладают модели Теше и Накхлы, т.к. в них сформированные матрицы для всей схемы подставляются в конечное уравнение (для модели Теше – в (1.15) или (1.16) и для модели Накхлы – в (1.35)) и решением СЛАУ получаются отклики, а в модели Джорджевича вначале вычисляются $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$, которые подставляются в конечные уравнения (1.23) – (1.26).

Таким образом, качественная оценка позволяет предположить, что для компьютерного моделирования временного отклика более удобна модель Накхлы. Кроме того, ее можно использовать для вычисления сразу во временной области, применяя численный метод обратного преобразования Лапласа [162].

Таблица 2.1 – Сравнение результатов вычисления отклика с потерями для рисунка 2.1

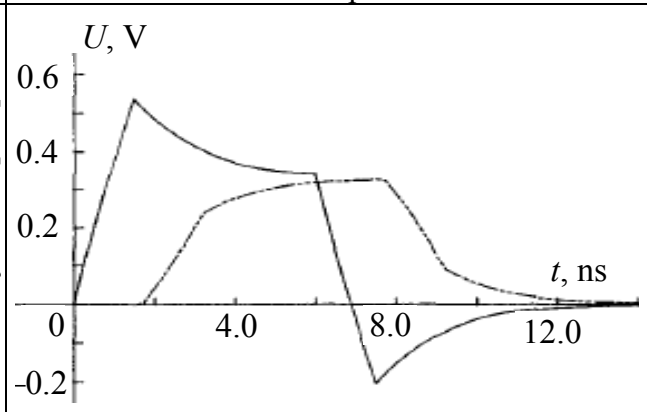
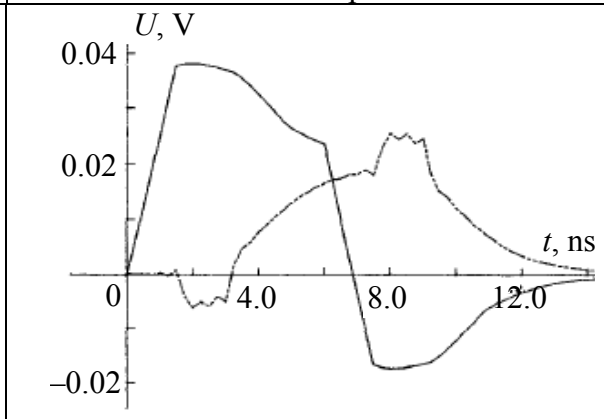
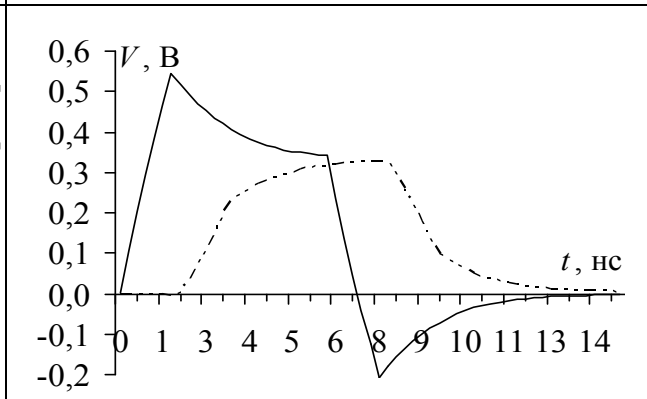
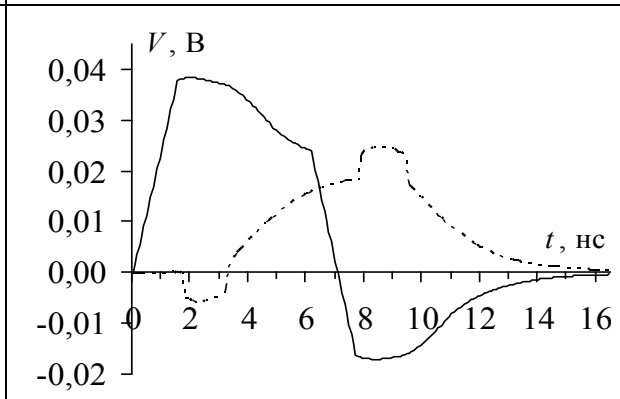
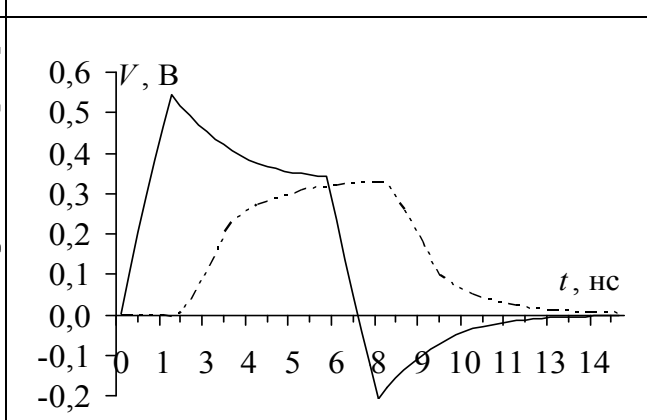
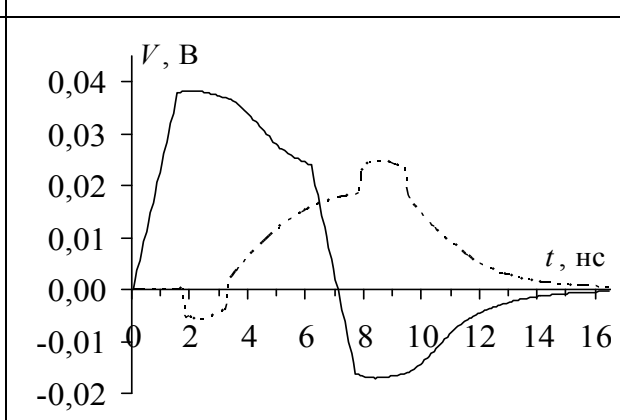
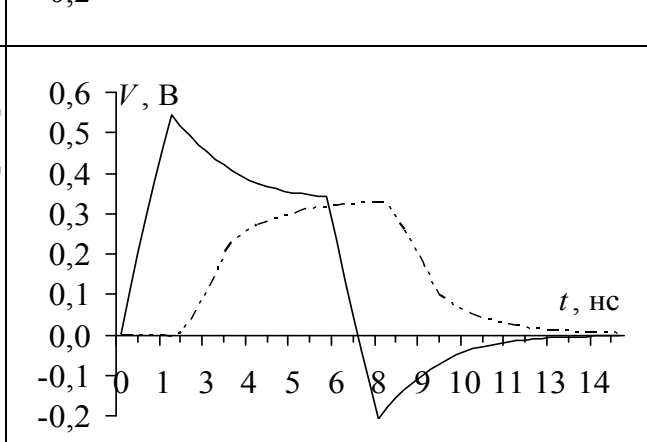
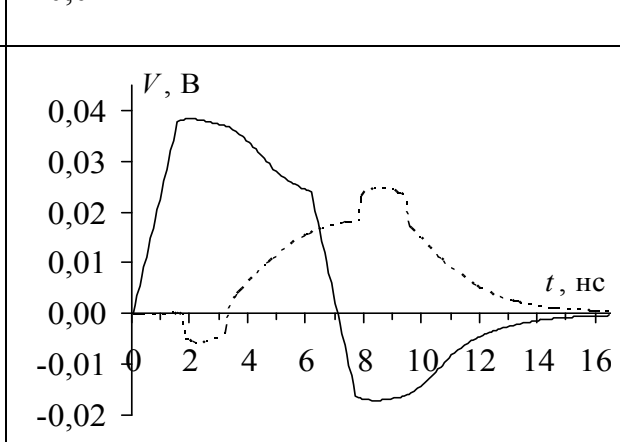
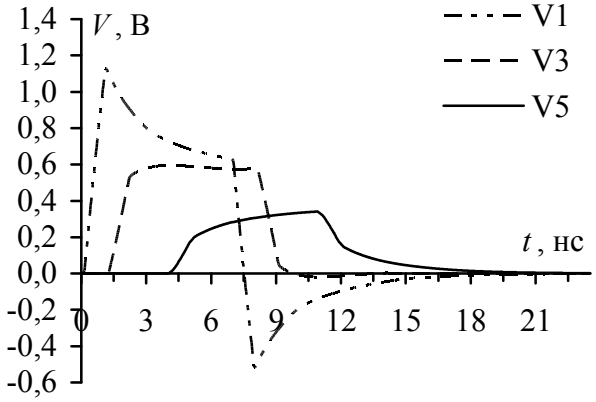
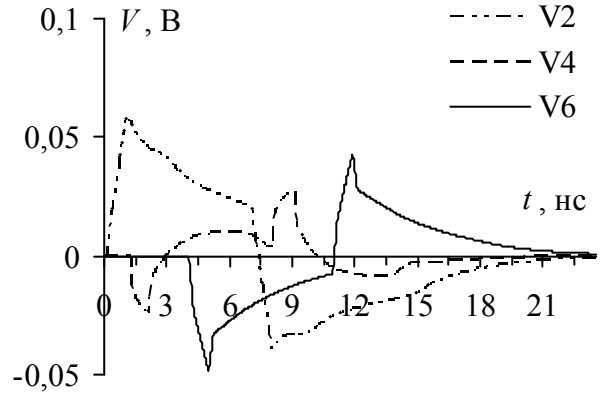
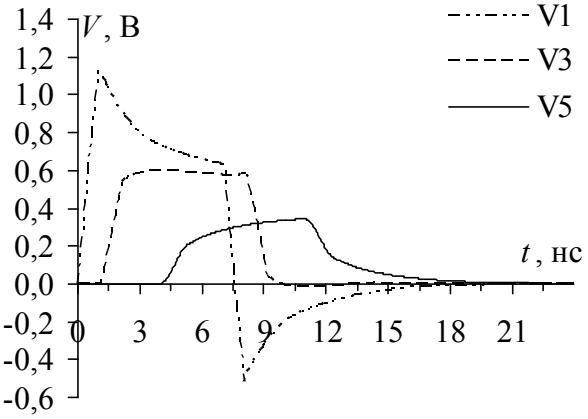
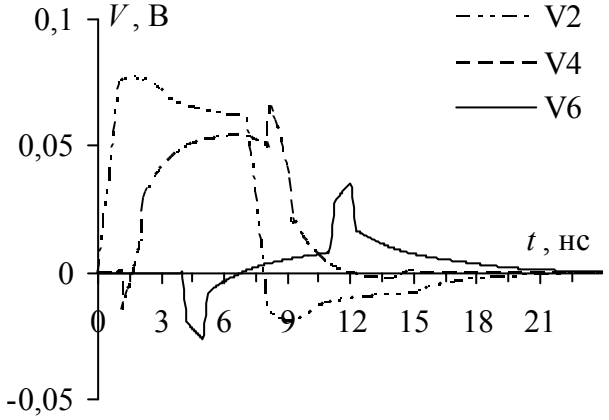
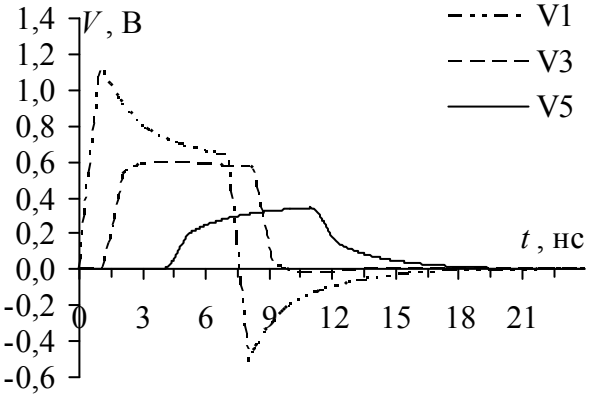
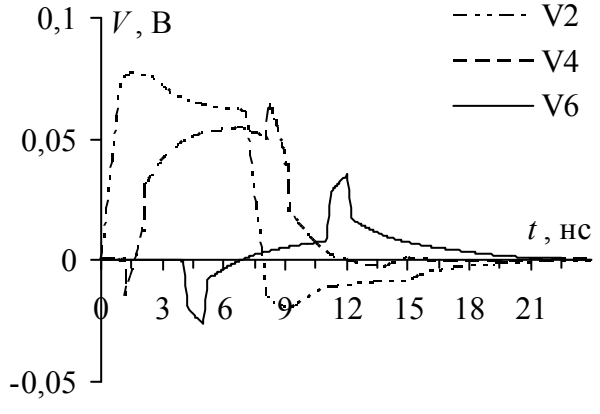
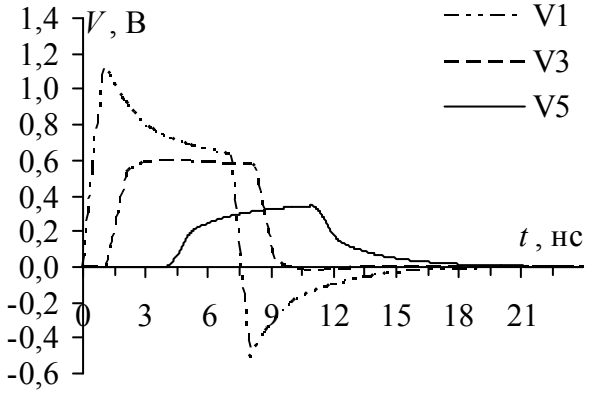
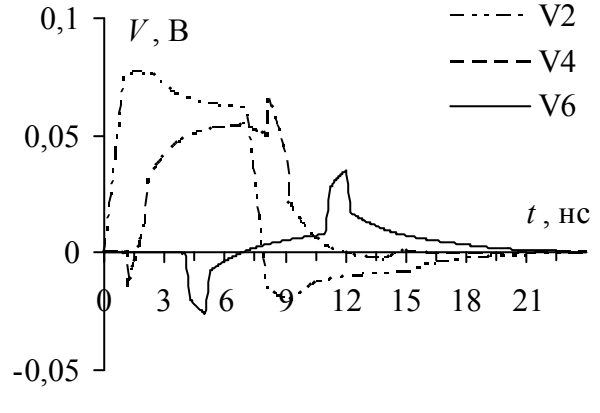
	Активный проводник	Пассивный проводник
Рисунки из [102]		
Модель Теше [101]		
Модель Джорджевича [102]		
Модель Накхлы [103]		

Таблица 2.2 – Сравнение результатов вычисления отклика с потерями для рисунка 2.2

	Активный проводник	Пассивный проводник
PSpice		
Модель Теше [101]		
Модель Джорджевича [102]		
Модель Накхлы [103]		

2.1.1.3 Программная реализация вычисления отклика

В данном разделе описывается модуль вычисления частотного и временного откликов RESPONSE, который реализован в TALGAT. Для вычисления отклика можно использовать текстовые команды на языке TALGAT_Script или редактор принципиальных схем.

2.1.1.3.1 Построение схемы и вычисление отклика на основе текстовых команд

В данном разделе описываются команды для вычисления частотного и временного откликов. На конкретном примере подробно описывается последовательность ввода входных данных и вывода полученных результатов.

Рассмотрим вычисление отклика на примере, приведенном в разделе 2.1.1.2 (рисунок 2.1). Вычисление выполняется использованием команд TALGAT_Script входного файла (или командной строки системы). Для этого необходимо загрузить модули UTIL, MATRIX, RESPONSE и GRAFH.

После подключения необходимых модулей надо задать матрицы погонных параметров МПЛП. Затем для выполнения анализа необходимо задать временной шаг "step_time" и число отсчетов (2^{count_degree}) на период повторения импульсов для алгоритмов БПФ с помощью команды TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP (рисунок 2.3).

```
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_time" 0.05E-9
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "count_degree" 12
```

Рисунок 2.3 – Команды для ввода параметров для выполнения анализа

Для создания схемы используются следующие команды: RESISTOR – резистор, CAPACITOR – емкость, INDUCTANCE – индуктивность, SOURCE – источник воздействия, TRANSMISSION_LINE – отрезок МПЛП.

Первый аргумент для команд RESISTOR, CAPACITOR, INDUCTANCE – имя конкретного параметра, заключенное в кавычки, например, для резистора "R1". Второй и третий аргументы – номера узлов, между которыми расположен элемент, а четвертый аргумент задает значение параметра.

Для задания источника воздействия используется сочетание команд. Вначале, задается команда

SOURCE "I_1" 0 1,

где первый аргумент – имя конкретного параметра (ток или напряжение), а второй и третий аргументы – номера узлов, между которыми расположен источник. Затем, для задания параметров источника воздействия используется команда (например, для импульсного источника тока и напряжения):

SIMULATION_SOURCES_IPULSE I_{in} I_{pv} t_{TD} t_{RT} t_{FT} t_D *Period*;

SIMULATION_SOURCES_VPULSE V_{in} V_{pv} t_{TD} t_{RT} t_{FT} t_D *Period*.

Более подробно команды для задания источников тока или напряжения описаны в отдельном разделе 2.1.1.4.

Для задания отрезка МПЛП используется следующее сочетание команд. Вначале, задается команда

TRANSMISSION_LINE "t_{11}" N in_1 out_1 … in_N out_N,

где первый аргумент – имя МПЛП, второй аргумент – количество проводников N, а остальные in_N – номер узла, с которым соединен проводник N в начале линии и out_N – номер узла, с которым соединен проводник N в конце линии. Затем, для описания параметров МПЛП используется команда

TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS L C R G *length*,

где **L** – матрица погонных коэффициентов электромагнитной индукции, **C** – матрица погонных коэффициентов электростатической индукции, **R** – матрица погонных сопротивлений, **G** – матрица погонных проводимостей, *length* – длина отрезка линии.

Для вывода созданной схемы используется команда DRAW_SCHEME. Пример создания схемы для рассматриваемого примера приведен на рисунке 2.4.

```
RESISTOR "R1" 1 2 50
RESISTOR "R2" 0 3 100
RESISTOR "R3" 0 4 100
RESISTOR "R4" 0 5 100
SOURCE "V1" 0 1
SIMULATION_SOURCES_VPULSE 0. 1. 0. 1.5e-9 1.5e-9 6.0e-9 0.
TRANSMISSION_LINE "tl1" GET_MATRIX_ROWS L 2 4 3 5
TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS L B R G 0.3048
DRAW_SCHEME
```

Рисунок 2.4 – Команды для построения схемы для рисунка 2.1

При завершении построения схемы и ввода её параметров можно приступать к вычислению отклика. Для этого используются следующие команды:

1. Для вычисления токов и напряжений во временной области используются команды T_RESPONSE_I и T_RESPONSE. Аргументом для обеих команд является частота f_0, на которой вычислялись матрицы потерь **R**, **G**. Пример использования команды приведен на рисунке 2.5.

```
T_RESPONSE f0 (или T_RESPONSE_I f0)
```

Рисунок 2.5 – Команда для вычисления отклика

2. Для вычисления токов и напряжений в частотной области используются команда F_RESPONSE_I и F_RESPONSE. Аргументом для обеих команд является частота f_0, на которой вычислялись матрицы потерь **R**, **G**.

3. Команда F_RESPONSE также используется при вычислении в частотной области при гармоническом воздействии. Диапазон частот и шаг вычисления задается с помощью параметров «start_frequency», «stop_frequency», «step_frequency» команды TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP. Пример задания диапазона частот от 10 Гц до 10 ГГц и шага вычисления приведен на рисунке 2.6. При этом, если используются эти параметры, то параметры, приведенные на рисунке 2.3, не задаются. Для задания параметров источника гармонического воздействия используется команда

SIMULATION_SOURCES_HARMONICS (*I*,0.),

где *I* (*V*) – амплитуда тока или напряжения, А (В).

```
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "start_frequency" 10.
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "stop_frequency" 10.e+9
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_frequency" 1.e+6
```

Рисунок 2.6 – Команды для задания диапазона частот и шага вычисления

2.1.1.3.2 Команды для вычисления отклика в меандровых линиях

Геометрия меандровой линии из двух витков (с двумя плоскостями земли) показана на рисунке 2.7, где t и w – толщина и ширина проводников, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, l – длина проводника и h_1 и h_2 – толщины слоев диэлектрика, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

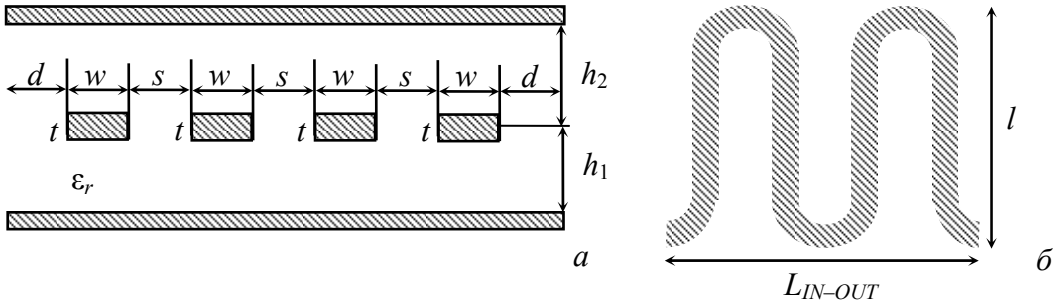


Рисунок 2.7 – Геометрия меандровой линии задержки: поперечное сечение (*а*); вид сигнального проводника сверху (*б*)

Длины меандровой линии и её проводника:

$$L_{IN-OUT}=(s+w)N,\ L_{TOTAL}=(l+(s+w)\pi/2)N, \qquad (2.1)$$

где N – количество проводников.

Первая схема меандровой линии представляется в виде одного отрезка МПЛП, соответствующие концы проводников которого замкнуты (рисунок 2.8).

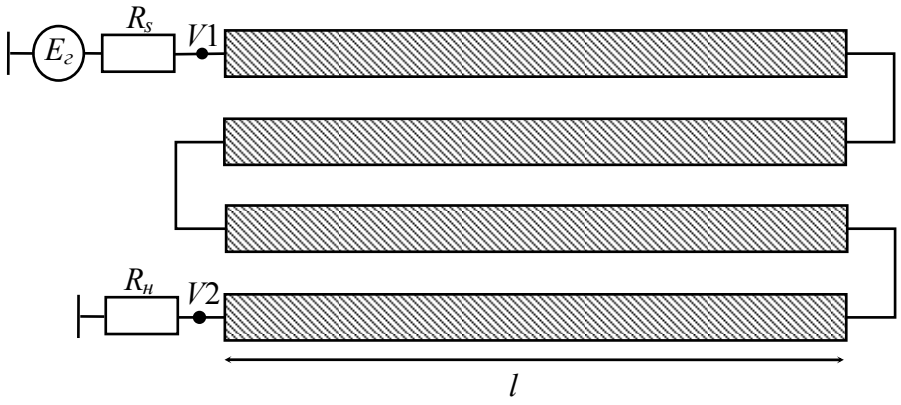


Рисунок 2.8 – Меандровая линия из двух витков без учета задержек на стыках полувитков

Для задания данной схемы используется следующее сочетание команд. Вначале, задается команда

TRANSMISSION_LINE_MEANDER "t_{11}" N,

где первый аргумент – имя структуры, второй – количество проводников N. Затем, для описания параметров используется команда

TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS L C R G *length*,

где *length* – длина отрезка линии l.

Для учета задержки в дугах на стыках полувитков можно добавлять короткий отрезок однопроводной линии передачи (рисунок. 2.9).

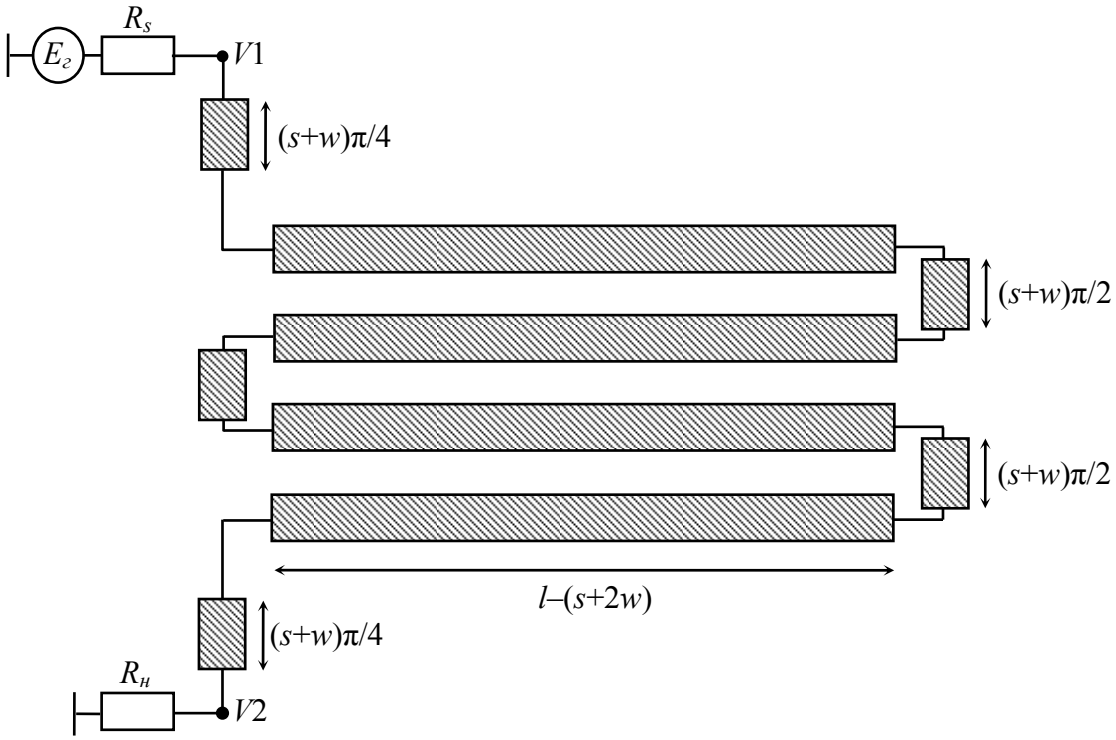


Рисунок 2.9 – Меандровая линия из двух витков

Для задания данной структуры используется следующее сочетание команд. Вначале, задается команда

TRANSMISSION_LINE_MEANDER2 "t_{11}" *N* L1 C1 R1 G1 *length*1,

где первый аргумент – имя структуры, второй – количество проводников *N*, аргументы, с третьего по седьмой – параметры однопроводной линии передачи. Затем, для описания параметров используется команда:

TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS L C R G *length*,

где *length* – длина отрезка линии *l*–(*s*-2*w*).

Таким образом, вторая эквивалентная схема позволяет точнее учесть задержку сигнала на стыках полувитков, что может оказаться существенным при больших значениях разноса проводников меандра. Примечательно, что в такой схеме полностью учитываются взаимовлияния не только ближайших проводников, но и всех (сколько бы их ни было), т.е. каждого с каждым, что является всё более существенным в случае усиления связи, получаемом при уплотнении меандра.

Схемы на рисунках 2.8 и 2.9 – частный случай целого числа витков (т.е. для четных *N*). Однако описанные выше команды можно использовать и для нечетных *N* (рисунок 2.10).

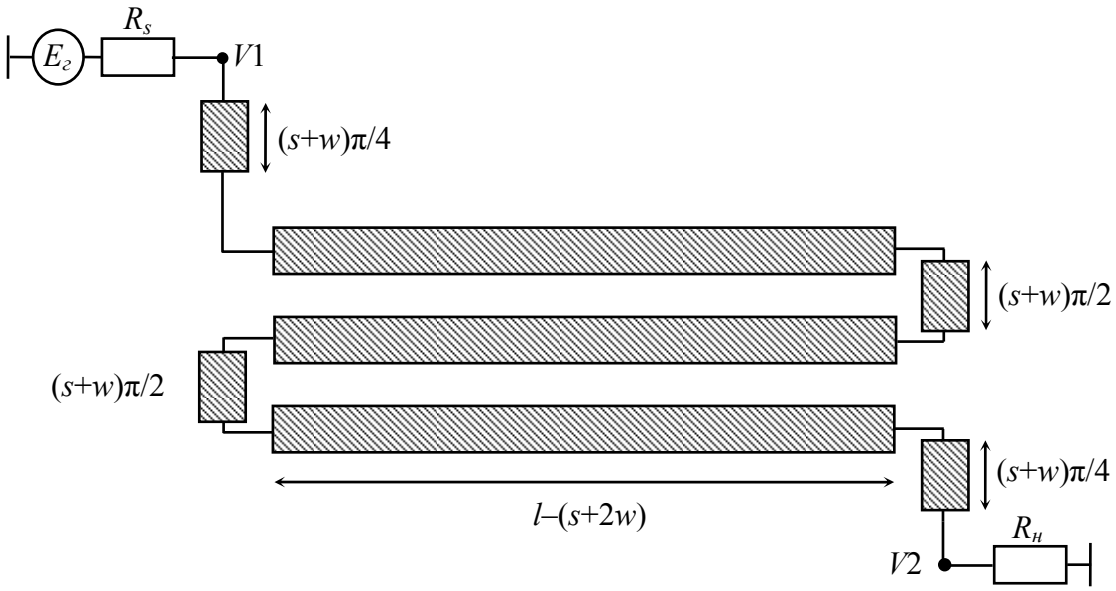


Рисунок 2.10 – Меандровая линия из полутора витков

Кроме того, на основе двух отрезков МПЛП, соединенных со сдвигом (для ещё более точного подбора задержки в меандре), можно выполнить анализ даже для целого числа четвертьвитков (рисунок 2.11).

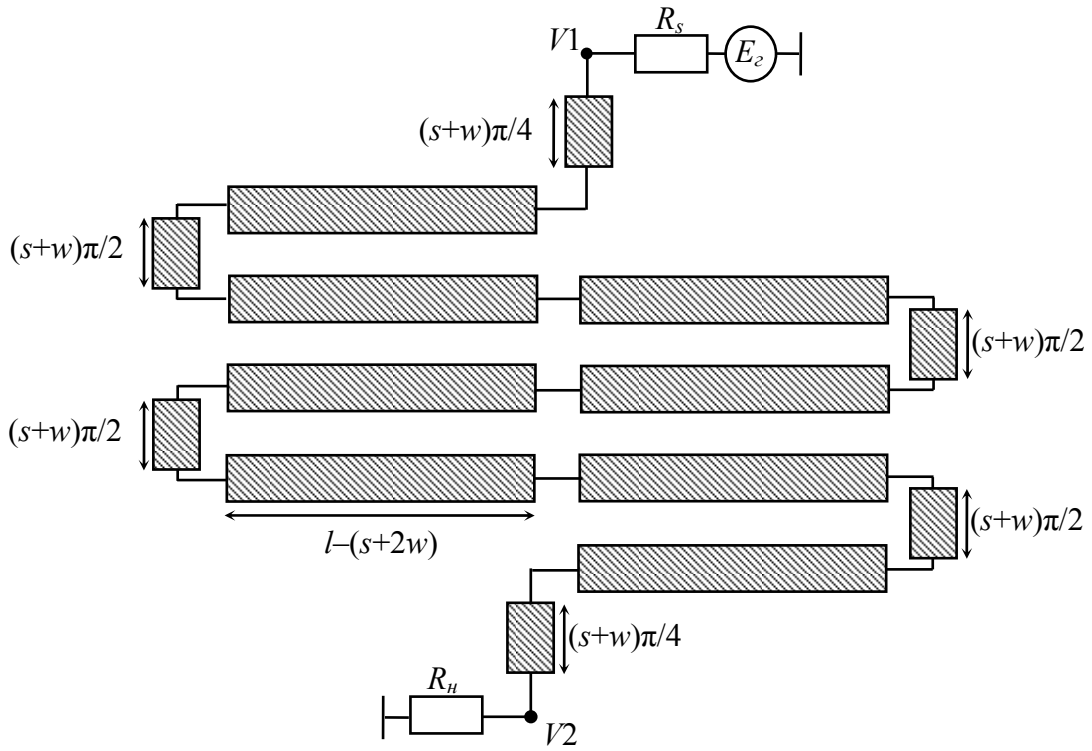


Рисунок 2.11 – Меандровая линия из четвертьвитков

2.1.1.3.3 Редактор принципиальных схем

В данном разделе описан редактор принципиальных схем, который используется для построения произвольной схемы и вычисления отклика.

Окно редактора, которое используется для построения принципиальных схем, представлено на рисунке 2.12. Меню редактора состоит из следующих элементов:

 – создать новое окно для построения принципиальных схем;

 – соединительная линия (соединяет элементы схемы);

 – резистор;

 – конденсатор;

 – индуктивность;

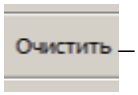
 – источник напряжения;

 – источник тока;

 – отрезок МПЛП;

 – сигнальная или схемная земля;

 – маркер (устанавливается в узлах схемы для вывода результатов вычислений)



– очистка поля окна редактора схемы;

 – запуск вычисления отклика.

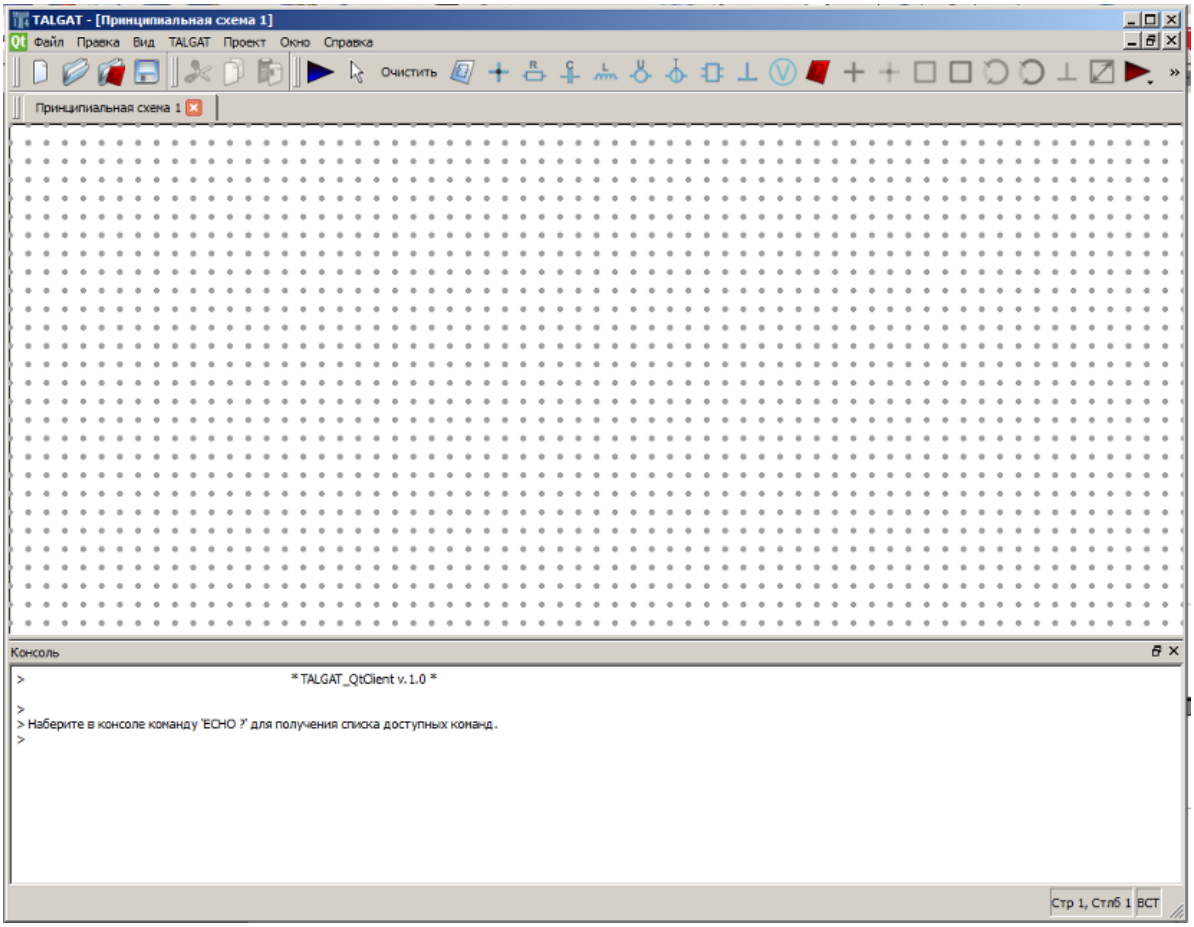


Рисунок 2.12 – Окно редактора принципиальных схем в TALGAT

При построении схемы пользователь выбирает элементы схемы в меню и размещает их на поле окна редактора. Элементы соединяются между собой с помощью элемента «соединительная линия». При размещении элемента на поле ему автоматически присваивается имя. В местах соединения выводов элементов образуются узлы, которым присваиваются соответствующие номера. Если вывод элемента соединен с сигнальной землёй, то номер узла 0. Для элементов резистор, конденсатор, индуктивность, источник тока, источник напряжения, отрезок МПЛП создано дополнительное окно «Параметры». С помощью него задаются

соответствующие параметры элементов. Примеры ввода параметров для резистора, источника воздействия и отрезка МПЛП представлены на рисунке 2.13.

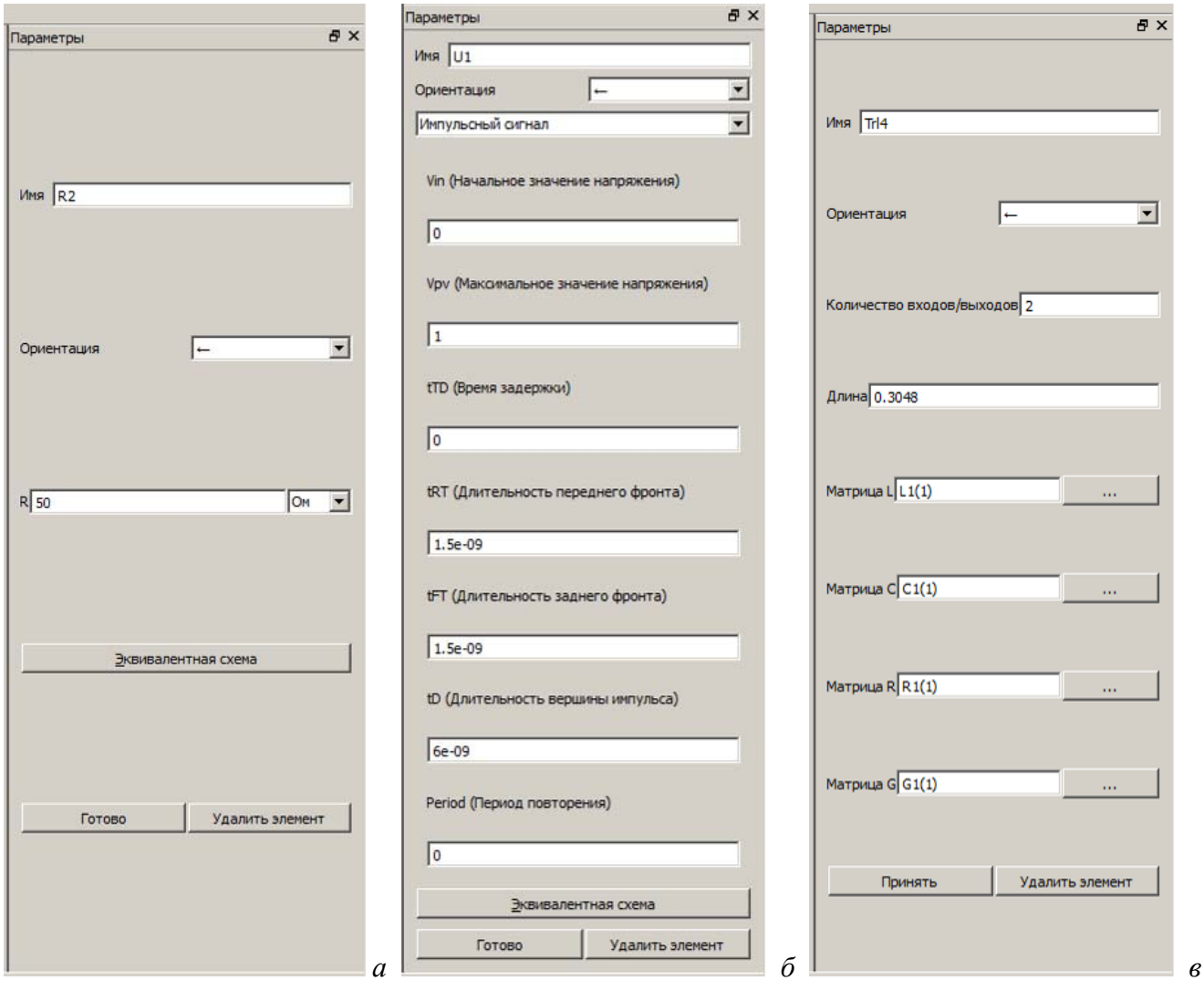


Рисунок 2.13 – Окно ввода параметров для резистора (*а*),
импульсного сигнала (*б*), отрезка МПЛП (*в*)

2.1.1.4 Команды для задания воздействующих сигналов и нагрузок

В данном разделе представлено описание форм воздействующих сигналов и нагрузок. Приведены параметры сигналов и нагрузок, используемых при проведении испытаний на восприимчивость к кондуктивным помехам в электрических кабелях и цепях питания, согласно MIL-STD-461F.

Импульсное воздействие, в основном, используется при проверке испытуемого устройства на быстро нарастающие и спадающие переходные процессы, которые могут возникнуть из-за переключений и внешних переходных воздействий, таких как молния и электромагнитный импульс. Команда для задания импульсного воздействия (например, для источника тока):

SIMULATION_SOURCES_IPULSE I_{in} I_{pv} t_{TD} t_{RT} t_{FT} t_D *Period*,

где I_0 – постоянная составляющая тока, А; I_A – амплитуда тока, А; t_{TD} – время задержки, с; t_{RT} – длительность фронта, с; t_{FT} – длительность спада, с; t_D – длительность плоской вершины импульса, с; *Period* – период повторения импульсов, с.

Используя данную команду, можно задать импульсное воздействие с требуемыми параметрами. Например, для требований CS115 стандарта MIL-STD-461F (максимальная амплитуда 5 А, время нарастания и спада менее 2 нс, ширина импульса минимум 30 нс, частота повторения 30 Гц) команда запишется в следующем виде:

SIMULATION_SOURCES_IPULSE 0. 5. 0. 2.0e-9 2.0e-9 30.0e-9 30.

Синусоидальное воздействие, в основном, используется для имитации формы сигналов тока и напряжения, происходящего от возбуждения естественных резонансов. Команда для задания синусоидального воздействия: (например, для источника тока):

SIMULATION_SOURCES_ISIN I_0 I_A F_{sin} t_{TD} *THETA Phase*,

где I_0 – постоянная составляющая тока, А; I_A – максимальное значение тока, А; F_{sin} – частота сигнала, Гц; t_{TD} – время задержки, с; *THETA* – коэффициент затухания, 1/с; *Phase* – фаза, град.

Используя данную команду, можно задать синусоидальное воздействие с требуемыми параметрами. Например, для требований CS116 стандарта MIL-STD-461F (уровень максимального тока затухающей синусоиды 10 А, максимальная частота сигнала 100 МГц, коэффициент затухания 50e6 1/с, 0) команда запишется в следующем виде:

SIMULATION_SOURCES_ISIN 0 10 100.e6 0. 50.e6 0.

Экспоненциальное воздействие, в основном, используется для имитации формы сигналов тока и напряжения электростатических разрядов. Команда для экспоненциального воздействия (например, для источника тока):

SIMULATION_SOURCES_IEXP I_0 I_A t_{TD} t_{RT} t_{FT0} t_{FT},

где I_0 – постоянная составляющая тока, А; I_A – максимальное значение тока, А; t_{TD} – время задержки, с; t_{RT} – длительность фронта, с; t_{FT0} – начало спада, с; t_{FT} – длительность спада, с.

Используя данную команду, можно задать экспоненциальное воздействие с требуемыми параметрами. Например, если максимальная амплитуда сигнала 5 А, время фронта 2 нс, время спада 20 нс, то команда запишется в следующем виде:

SIMULATION_SOURCES_IEXP 0. 5. 0. 2.e9 2.e9 20.e9.

Гауссов импульс, в основном, используется для имитации формы СКИ. Команда для задания Гауссова импульса (например, для источника напряжения):

SIMULATION_SOURCES_VGAUSS V_{pv} $f_{c\ r}$ b_w t_{pr} b_{wr},

где V_{pv} – максимальное значение амплитуды, В; f_c – несущая частота генерируемого сигнала, Гц; b_w – относительная (т.е. нормированная к несущей частоте) ширина спектра, %; t_{pr} –

максимальное уменьшение огибающей относительно ее пикового уровня, дБ; b_{wr} – уменьшение спектральной функции относительно ее пикового значения, дБ.

Эквивалент нагрузки LISN используется для измерения кондуктивных эмиссий. Принципиальная схема эквивалента нагрузки LISN (line stabilization network), который используется при измерении кондуктивных эмиссий по MIL-STD-461F [163], приведена на рисунке 2.14, где R_1=5 Ом, R_2=1 кОм, C_1=8 мкФ, C_2=0,25 мкФ и L=50 мкГн.

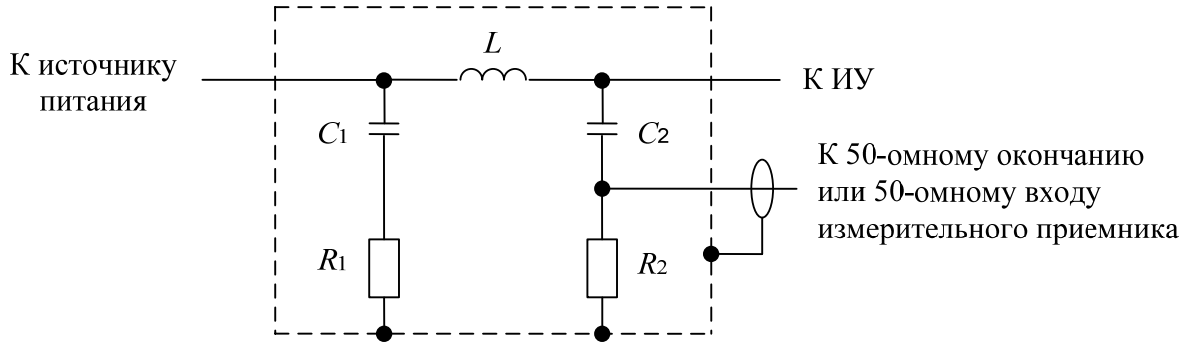


Рисунок 2.14 – Принципиальная схема LISN по MIL-STD-461F

2.1.1.5 Вычисление токов и напряжений вдоль многопроводной линии передачи

В данном разделе представлено квазистатическое вычисление токов и напряжений вдоль МПЛП [164, 165].

Математическая модель вычисления токов и напряжений вдоль отрезка МПЛП основана на теории, представленной в разделе 1.3.1. Напряжения и токи МПЛП в любой точке x вдоль отрезка можно вычислить с помощью выражений (1.10) и (1.11). Для вычисления по модели Джорджевича они приводятся к виду

$$\mathbf{V}(x)=\mathbf{S}_l(\mathbf{E0}\cdot\mathbf{C}_1+\mathbf{ED}\cdot\mathbf{C}_2), \quad (2.2)$$

$$\mathbf{I}(x)=\mathbf{S}_l(\mathbf{E0}\cdot\mathbf{C}_1-\mathbf{ED}\cdot\mathbf{C}_2), \quad (2.3)$$

где $\mathbf{E0}$=diag(exp(–$\gamma_1 x$), …, exp(–$\gamma_N x$)), $\mathbf{ED}$=diag(exp(–$\gamma_1\cdot(l-x)$), …, exp(–$\gamma_N\cdot(l-x)$)), l – длина отрезка МПЛП, x – координата, вдоль отрезка в которой необходимо вычислить значение тока или напряжения. Алгоритм вычисления близок к указанному в разделе 2.1.1. Отличия заключаются в следующем: в п. 1 «Ввод входных данных» добавлен новый параметр n_{TLS} (количество подынтервалов, на которые разбивается отрезок МПЛП) и вычисления напряжений и токов выполняются по (2.2), (2.3). Количество значений x определяется параметром n_{TLS}.

Для вычисления по модели Накхлы тоже используются выражения (1.10) и (1.11), но алгоритм вычисления отличается от описанного в разделе 2.1.1. Добавлен новый параметр n_{TLS} и необходимо вычислить матрицу $\mathbf{E}(x)$ и векторы констант $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$. Вычисление матрицы $\mathbf{E}(x)$ выполняется на основе (1.12). Для вычисления $\mathbf{C}_1$ и $\mathbf{C}_2$ используется (1.21) в виде

$$\begin{bmatrix}\mathbf{C}_1\\ \mathbf{C}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V\\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V[\mathbf{E}(l)]^{-1}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\mathbf{V}(0)\\ \mathbf{V}(l)\end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Из (2.4) видно, что для вычисления необходимо знать напряжения на ближнем **V**(0) и дальнем **V**(l) концах МПЛП, которые определяются после решения уравнения (1.35) (п. 4, алгоритм по модели Накхлы).

В результате появилась возможность вычислять формы напряжений и токов вдоль проводников каждого отрезка МПЛП. Для визуального отображения изменения форм сигнала принципиальная схема. На ней необходимо указать начальный узел A и конечный узел B (рисунок 2.15*б*). После этого путь распространения импульса определяется автоматически, используя алгоритм GoThrough [141]. При этом проводник отрезка МПЛП, по которому распространяется сигнал, окрашивается в цвет, соответствующий форме сигнала.

2.1.2 Тестирование программной реализации

В этом разделе представлены результаты тестирования программной реализации в TALGAT вычисления отклика путём сравнения с опубликованными результатами измерений или моделирования, а также полученными программой PSpice и системой CST MWS.

При тестировании программной реализации было рассмотрено несколько схем: Т-образная схема; три отрезка с замкнутым контуром; меандровая линия; линии со сложными соединительными цепями. Часть результатов представлены ниже, а другие в [166].

2.1.2.1 Сравнение с результатами электродинамического анализа

Рассмотрена микрополосковая меандровая линия из 2-х витков, включенная в тракт 50 Ом, с длиной полувитков по 27 мм (рисунок 2.15*б*), поперечное сечение которой изображено на рисунке 2.15*а*. Ширина проводника – 0,542 мм, толщина проводника – 0,1 мм, ширина диэлектрика – 5,149 мм, толщина диэлектрика – 0,3 мм, расстояние между проводниками – 0,217 мм. Вычислено по 50 форм напряжений вдоль каждого полувитка меандровой линии, 6 из которых (через каждый полувиток) показаны на рисунке 2.16. Видно, что форма сигнала существенно искажается перекрестными наводками в полувитках линии, несмотря на то, что потери в проводниках и диэлектрике полагаются отсутствующими. Для верификации квазистатического моделирования системой TALGAT выполнено электродинамическое моделирование системой CST MWS [167] при прочих равных условиях (рисунок 2.17). Более ранний приход сигнала, полученного в TALGAT, вызван неучетом задержки в перемычке, соединяющей первый и второй полувитки. Для более точного учета реальной структуры проведено еще одно моделирование в TALGAT со схемой, в которой вместо трёх перемычек между полувитками включены соответствующие отрезки одиночной линии с такими же

параметрами, как у меандровой. Как видно из рисунке 2.17, основные формы импульса практически полностью совпадают.

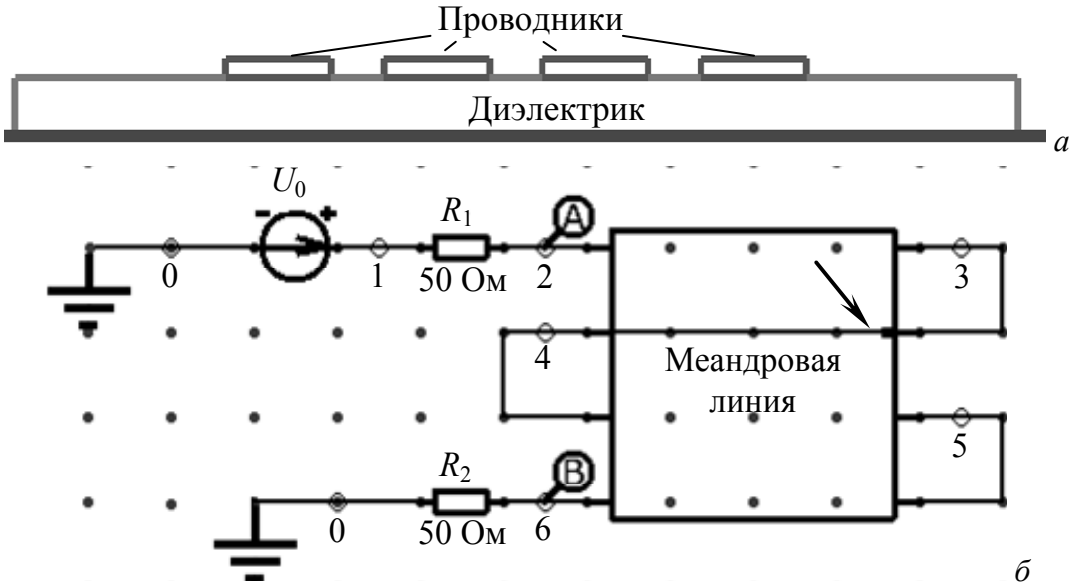


Рисунок 2.15 – Поперечное сечение (*а*) и схема меандровой линии (*б*)

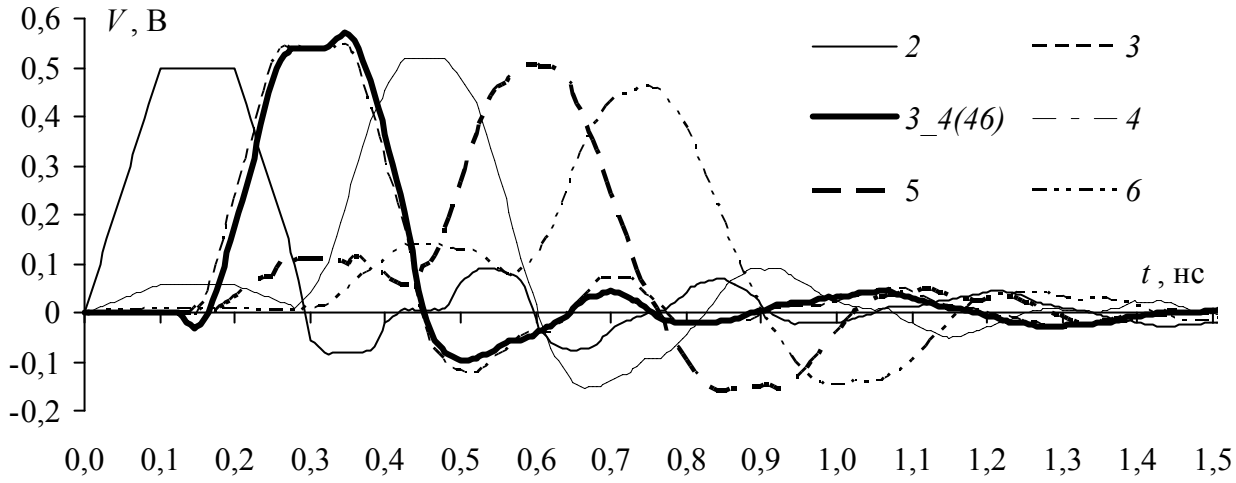


Рисунок 2.16 – Формы напряжений вдоль меандровой линии, вычисленные в TALGAT

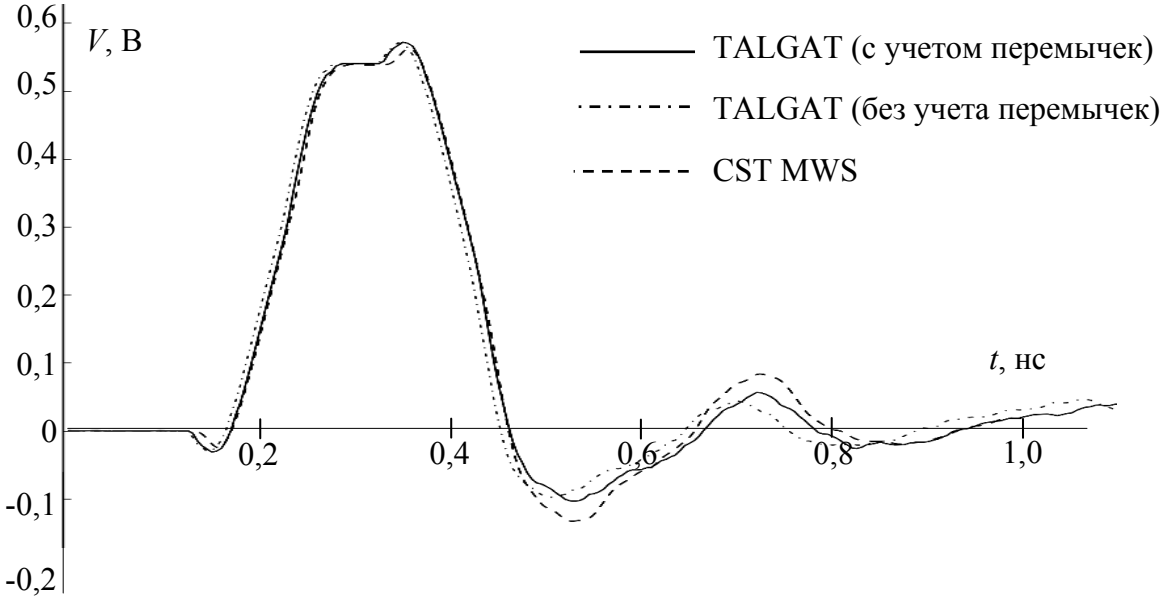


Рисунок 2.17 – Сравнение форм напряжений, вычисленных в CST MWS и TALGAT

Далее приведены результаты моделирования меандровых линий с N равным 2; 4; 8; 16; 32 и l равным 20; 10; 5; 2,5; 1,25 мм соответственно. Параметры поперечного сечения структуры: толщина проводников – 35 мкм, ширина трасс – 50 мкм, расстояние между трассами – 50 мкм, диэлектрик (ε_r=3,8; толщина – 2 мм). Значение сопротивлений на концах – 205 Ом. Эти параметры создают максимальный уровень связи между трассами. Гипотетически, сильные связи должны привести к максимальному различию в результатах квазистатического и электродинамического подходов. Формы сигналов на дальнем конце меандровой линии приведены на рисунке 2.18. Задержки распространения сигнала по уровню «0,5» абсолютные и относительные разности приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Результаты сравнения задержек распространения по уровню «0,5»

N	l, мм	$T_{0,5CST}$, пс	$T_{0,5TALGAT}$, пс	ΔT, пс	$\frac{\lvert T_{0,5CST} - T_{0,5TALGAT} \rvert}{T_{0,5CST} + T_{0,5TALGAT}} \cdot 100\%$
2	20	87	206	119	40
4	10	105	129	24	10
8	5	93	109	16	8
16	2,5	90	100	10	5
32	1,25	89	104	15	8

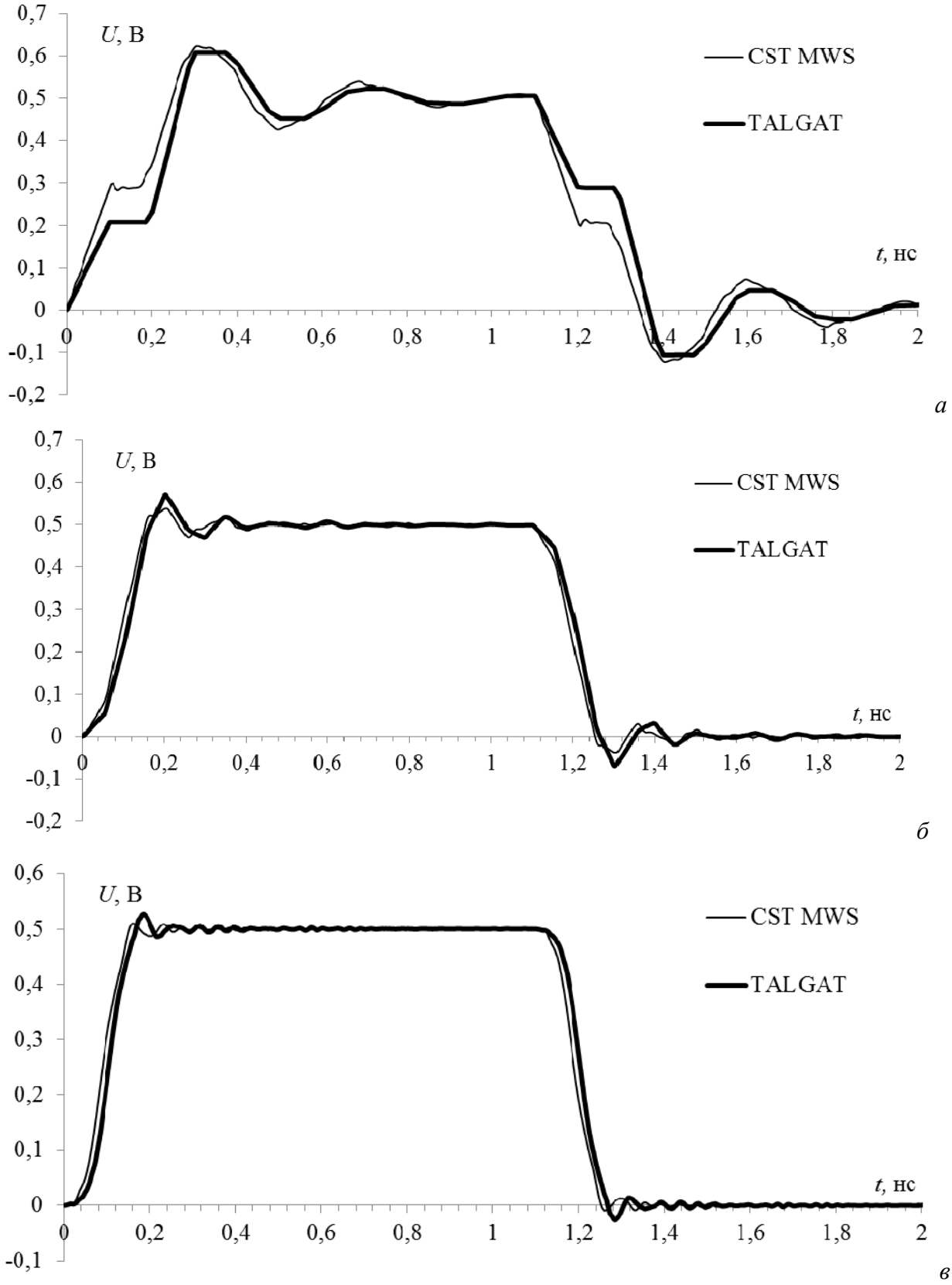


Рисунок 2.18 – Сигналы на дальнем конце исследуемой структуры при N=2 и l=20 мм (*а*), N=8 и l=5 мм (*б*), N=32 и l=1,25 мм (*в*)

2.1.2.2 Два отрезка линии с активными и реактивными нагрузками

В данном разделе приведены результаты вычисления временного отклика, используя метод обратного преобразования Лапласа, в структуре из двух последовательно соединенных отрезков с резистивными и реактивными компонентами (рисунок 2.19). Теоретические основы и алгоритм вычисления временного отклика при использовании преобразования Лапласа приведены в разделе [1.3.1].

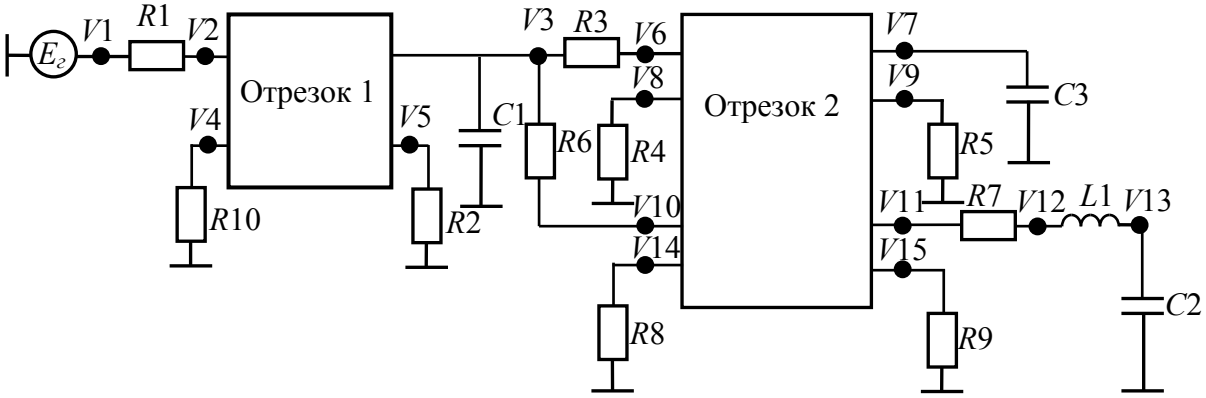


Рисунок 2.19 – Схема из двух отрезков линий передачи с активными и реактивными компонентами на концах

Значения параметров отрезка 1: l=0,1 м;

$$\mathbf{L}=\begin{bmatrix}494{,}6 & 63{,}3\\ 63{,}3 & 494{,}6\end{bmatrix}\text{нГн/м};\quad \mathbf{C}=\begin{bmatrix}62{,}8 & -4{,}9\\ -4{,}9 & 62{,}8\end{bmatrix}\text{пФ/м}.$$

Значения параметров отрезка 2: l=0,1 м;

$$\mathbf{L}=\begin{bmatrix}494{,}6 & 63{,}3 & 7{,}8 & 0\\ 63{,}3 & 494{,}6 & 63{,}3 & 7{,}8\\ 7{,}8 & 63{,}3 & 494{,}6 & 63{,}3\\ 0 & 7{,}8 & 63{,}3 & 494{,}6\end{bmatrix}\text{нГн/м};\ \mathbf{C}=\begin{bmatrix}62{,}8 & -4{,}9 & -0{,}3 & 0\\ -4{,}9 & 62{,}8 & -4{,}9 & -0{,}3\\ -0{,}3 & -4{,}9 & 62{,}8 & -4{,}9\\ 0 & -0{,}3 & -4{,}9 & 62{,}8\end{bmatrix}\text{пФ/м}.$$

Значения параметров схемных элементов: R1=50 Ом, R2=100 Ом, R3=25 Ом, R4=50 Ом, R5=100 Ом, R6=25 Ом, R7=50 Ом, R8=100 Ом, R9=100 Ом, R10=75 Ом; C1=1 пФ, C2=1 пФ, C3=2 пФ; L1=10 нГн. Значения параметров импульсного источника $E_г$: амплитуда E_0=1 В, время нарастания и спада t_r=t_f=1,5 нс, длительность плоской вершины t_d=6 нс.

Результаты вычисления временного отклика при использовании преобразования Фурье для схемы из рисунка 2.19 представлены на рисунке 2.20*а*. Для вычисления отклика при использовании преобразования Лапласа применяется команда T_RESPONSE_LAPLACE. Результаты вычисления временного отклика при использовании преобразования Лапласа (M=14, N=8) представлены на рисунке 2.20*б*.

При сравнении полученных результатов видно, что формы сигналов согласуются. Максимальная ошибка по напряжению при использовании преобразования Лапласа равна 2% при *M*=14, *N*=8 (значения, задающие точность вычислений).

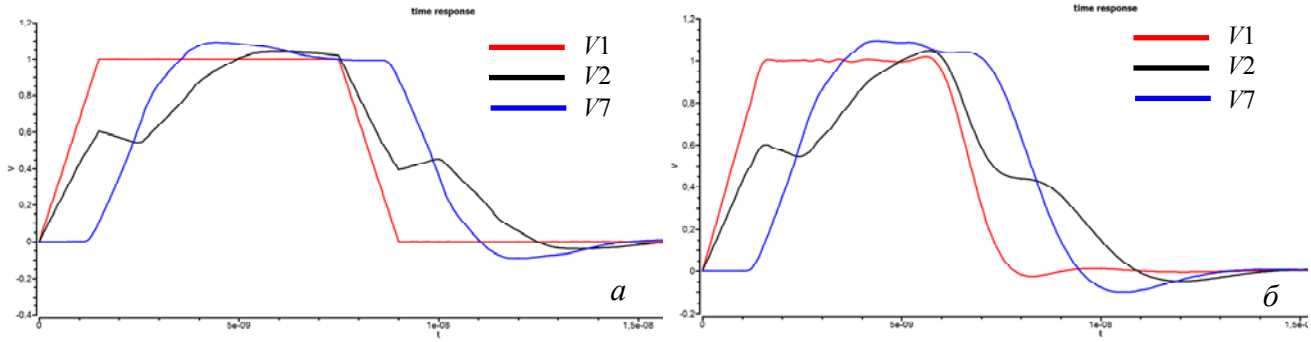


Рисунок 2.20 – Временные отклики (В, с) в узлах *V*1, *V*2 и *V*7
при использовании преобразований Фурье (*а*) и Лапласа (*б*)

2.1.2.3 Вычисление частотных откликов произвольных структур линий передачи

В данном разделе показаны возможности вычисления частотного отклика в произвольных структурах линий передачи. Результаты вычислений представлены на примере схемы рисунка 2.19.

В TALGAT выполняется вычисление частотных откликов для напряжения и тока в каждом узле схемы при разных типах воздействующего сигнала (импульсный, синусоидальный, экспоненциальный, гауссов) за счет БПФ исходного сигнала и анализа в каждой частотной точке. Для вычисления применяется команда T_RESPONSE, а для вывода модуля и фазы частотного отклика используются строки:

```
ADD_XY_DATA_c fs Vf2 (If2) COMPLEX_PLOT_ABS
```

Рисунок 2.21 – Строка для вывода модуля частотного отклика

```
ADD_XY_DATA_c fs Vf2 (If2) COMPLEX_PLOT_ARG
```

Рисунок 2.22 – Строка для вывода фазы частотного отклика

Результаты вычисления частотных откликов напряжения для схемы из рисунка 2.19 представлены на рисунках 2.23.

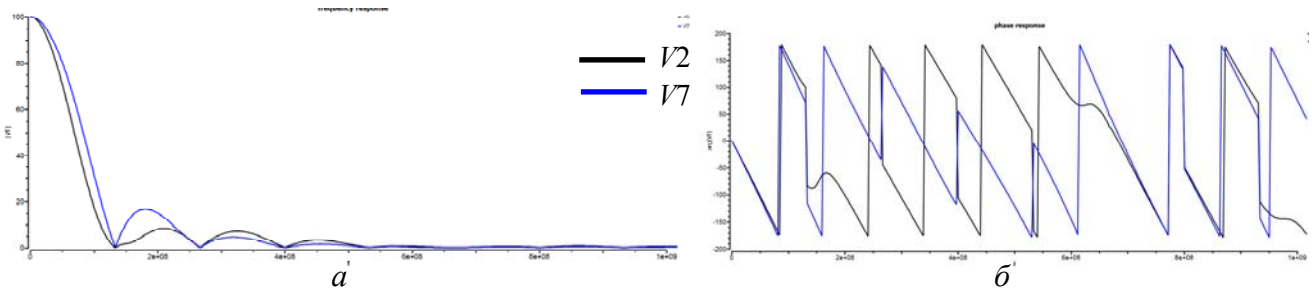


Рисунок 2.23 – Модуль (В, Гц) (*а*) и фаза (рад, Гц) (*б*)
частотного отклика напряжения в узлах *V*2 и *V*7

Для вычисления частотных откликов на гармоническое воздействие необходимо прежде задать частотный диапазон и шаг:

```
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "start_frequency" 10.
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "stop_frequency" 1.e+9
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_frequency" 1.e+6
```

Рисунок 2.24 – Строки для задания значений частотного диапазона и шага

Источник гармонического воздействия задается в виде:

```
SOURCE "V1" 0 1
SIMULATION_SOURCES_HARMONICS (1.,0.)
```

Рисунок 2.25 – Строки для задания гармонического воздействия

Результаты вычисления частотных откликов на гармоническое воздействие для схемы на рисунке 2.19 представлены на рисунках 2.26.

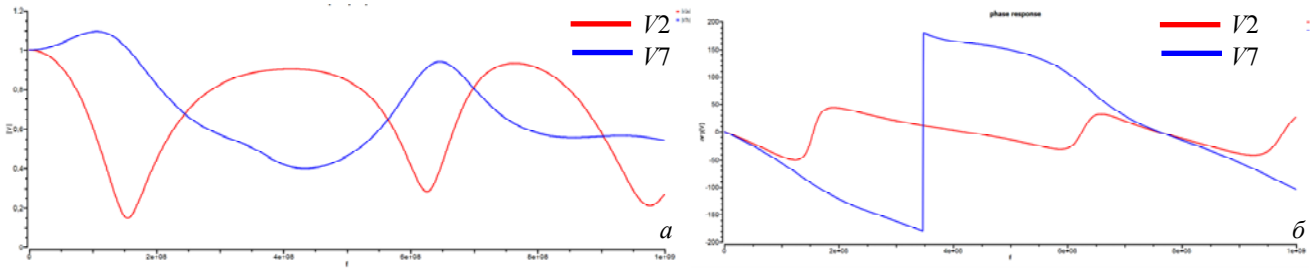


Рисунок 2.26 – Модуль (В, Гц) (*а*) и фаза (рад, Гц) (*б*) частотного отклика при гармоническом воздействии в узлах *V*2 и *V*7

2.1.3 Модели типовых пассивных компонентов с учетом паразитных параметров

В данном разделе выполнен анализ импеданса пассивных компонентов в диапазоне частот до 20 ГГц, и продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами [168]. Представлена методика синтеза многорезонансных моделей пассивных компонентов [169, 170]. Разработаны математические модели для типовых пассивных компонентов с учетом паразитных параметров [171–180].

2.1.3.1 Анализ импеданса низкочастотных пассивных компонентов в диапазоне частот до 20 ГГц

В разделе представлены результаты измерений S_{11} и анализа импеданса в диапазоне частот до 20 ГГц для реальных пассивных компонентов [168]. Исследовались два низкочастотных компонента: резистор Р1-12-0.062 51 ±5% Ом и конденсатор К10-17а-0.47 ±5% мкФ.

Для обеспечения указанного диапазона и достоверности измерений эксперимент проводился с использованием двух векторных анализаторов цепей: Wiltron 37369A (в диапазоне 40 МГц – 20 ГГц) и Rohde-Schwarz ZVA40 (в диапазоне 10 МГц – 20 ГГц). Ход эксперимента для обоих измерений одинаков: установка диапазона частот измерений; калибровка порта с

помощью набора мер (на холостом ходу, коротком замыкании и согласованной нагрузке 50 Ом); подключение исследуемой структуры; измерение, визуальный контроль и сохранение результатов. Измеряемый компонент припаивался к коаксиально-микрополосковому переходу с розеткой типа SMA. Перед пайкой укорачивался центральный проводник перехода. Один из контактов измеряемого компонента припаивался к центральному проводнику, а другой – к внешнему.

Резистор Р1-12-0.062 51±5% Ом имеет безвыводное исполнение (тип корпуса 0603) для уменьшения паразитной индуктивности и предназначен для поверхностного монтажа. Конденсатор К10-17а-0.47±5% мкФ имеет формованные выводы длиной около 1,5 см, и для максимального влияния паразитных параметров выводов он был припаян к переходу без их укорачивания.

Измерения S_{11} проводились в режиме двухполюсника. Погрешность приборов при измерении коэффициента отражения зависит от области частот и уровня сигнала. Уровень сигнала находился в диапазоне от 0 до –10 дБ. Максимальные погрешности измерения модуля, фазы и частоты (относительная) в заданном диапазоне частот и уровня сигнала: для Wiltron 37369A – 0.4 дБ, 2° и $1\cdot10^{-7}$ [181]; для Rohde-Schwarz ZVA40 – 1 дБ, 6° и $8\cdot10^{-6}$ [182].

В результате измерений получилась зависимость коэффициента отражения S_{11} от частоты. Из неё для каждой частотной точки рассчитывался импеданс [183]:

$$Z_1(f) = Z_0 \frac{1+S_{11}(f)}{1-S_{11}(f)}, \tag{2.5}$$

где Z_0 – сопротивление тракта 50 Ом.

Измеренные частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения S_{11} для резистора приведены на рисунке 2.27. Отметим, что при подключении к тракту 50 Ом идеального резистора номиналом 50 Ом частотная зависимость модуля коэффициента S_{11} представляет собой прямую линию со значением 0 во всем диапазоне частот, поскольку падающая волна полностью поглощается в согласованной нагрузке.. Однако измерения реальной структуры показывают отсутствие горизонтального участка согласования даже на самых низких частотах: модуль коэффициента S_{11} приблизительно линейно возрастает до частоты 10 ГГц от 0 до 0,5 (рисунок 2.27*а*). Частотная зависимость фазы коэффициента S_{11} показывает наличие не одного, а нескольких резонансов (рисунок 2.27*б*).

Переход от коэффициента отражения S_{11} к импедансу проясняет поведение исследуемых структур с изменением частоты. Рассчитанные по (2.5) частотные зависимости для импеданса представлены на рисунках 2.29 (модуль и фаза) и 2.30 (действительная и мнимая части).

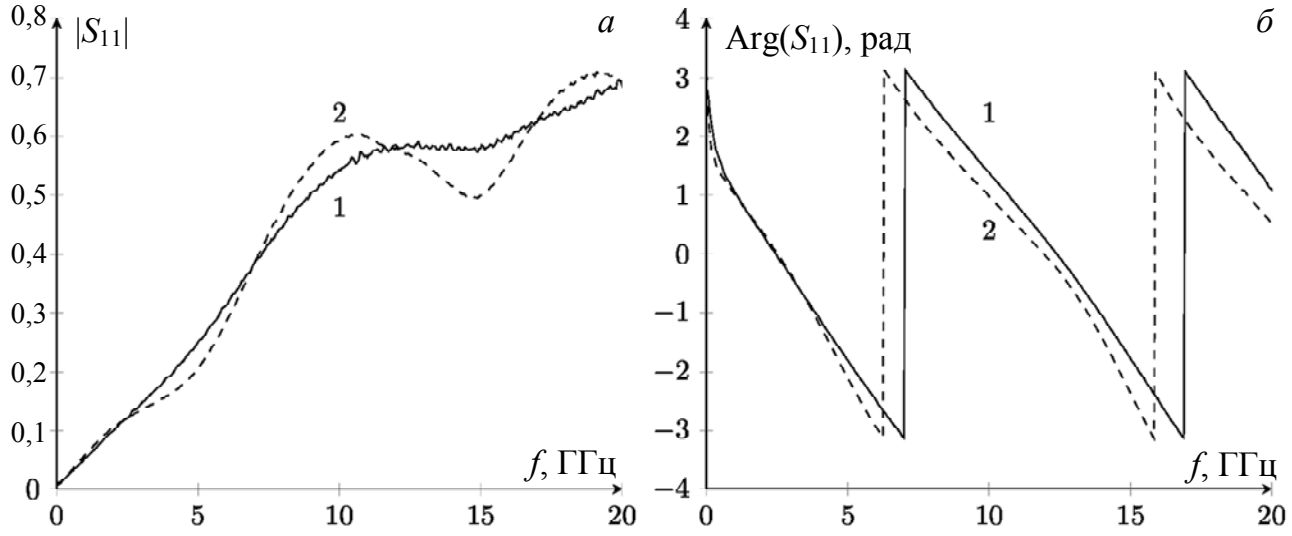


Рисунок 2.27 – Частотные зависимости модуля (*а*) и фазы (*б*) S_{11} резистора Р1-12-0.062 51 ±5% Ом в безвыводном исполнении (тип корпуса 0603): 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Как видно из рисунка 2.29*а*, $|Z|$ не меняется только до определённой, сравнительно низкой, частоты – менее 1 ГГц. Дальше, в отличие от обычной модели [108], поведение $|Z|$ носит не ёмкостный, а индуктивный характер. (Это объяснимо тем, что на рисунках в [108] представлена модель типового резистора, а в данном эксперименте использован керамический резистор для поверхностного монтажа.) Действительно, мнимая часть Z (рисунок 2.30*б*) приблизительно линейно возрастает до частоты 1 ГГц от 0 до 5 Ом, что соответствует индуктивности 0,8 нГн. Поэтому до частоты 1 ГГц пригодна упрощённая эквивалентная схема из последовательно включённых сопротивления и индуктивности (рисунок 2.28). Импеданс такой схемы

$$Z = R + j\omega L\,. \tag{2.6}$$

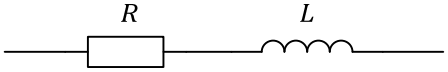


Рисунок 2.28 – Упрощённая эквивалентная схема реального резистора

Из начала графика реальной части импеданса (рисунок 2.30*а*) следует, что R=49,5 Ом. Однако горизонтальной части в начале графика почти нет, и он возрастает (почти линейно) до значения 65 Ом на частоте 2,5 ГГц. Между тем, до частоты 1 ГГц R увеличивается лишь до 53 Ом, т.е. на 7%. Таким образом, из приведённых результатов получена модель исследуемого резистора до 1 ГГц в виде эквивалентной схемы, приведённой на рисунке 2.28, где R=49,5 Ом и L=0,8 нГн.

Конечно, нельзя оставить без внимания поведение характеристик и на более высоких частотах: значение $|Z|$ уменьшается до 20 Ом на частоте 8 ГГц, затем возрастает до 200 Ом на частоте 12 ГГц и спадает до 10 Ом на частоте 17 ГГц. Примечательно, что эти значения сохраняются и на графике для действительной части Z. Такое поведение графиков может

объясняться различным влиянием нескольких факторов, причём связанных не только с самим компонентом (частотная зависимость потерь в керамике и резистивном слое резистора), но и с исследуемой системой "переход–соединение–компонент" (частотная зависимость потерь в переходе, излучение структуры).

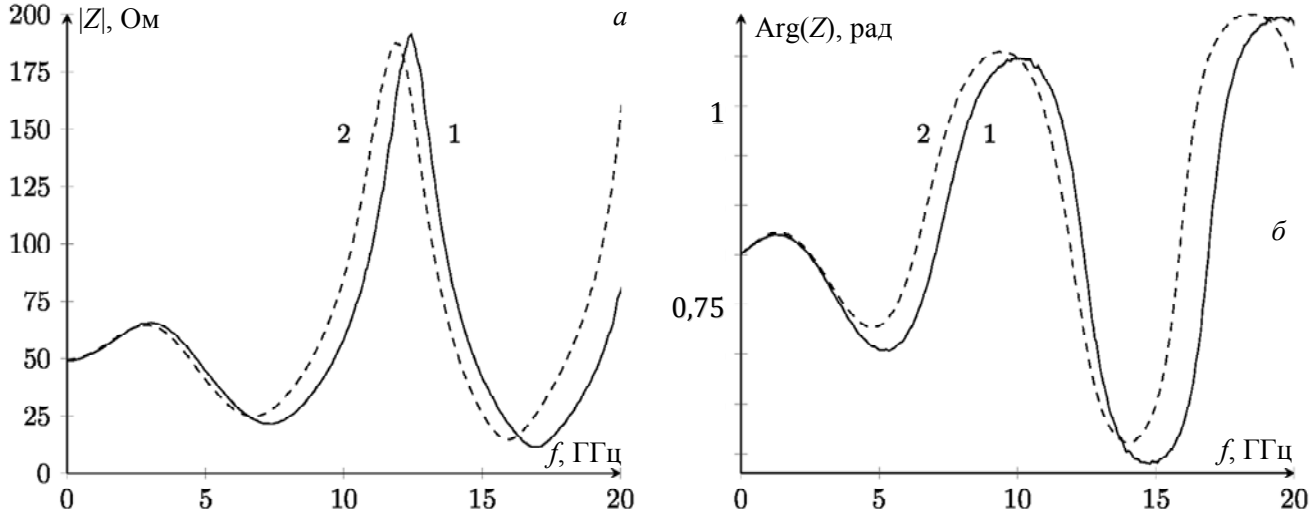


Рисунок 2.29 – Частотные зависимости модуля (*а*) и фазы (*б*) *Z* резистора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

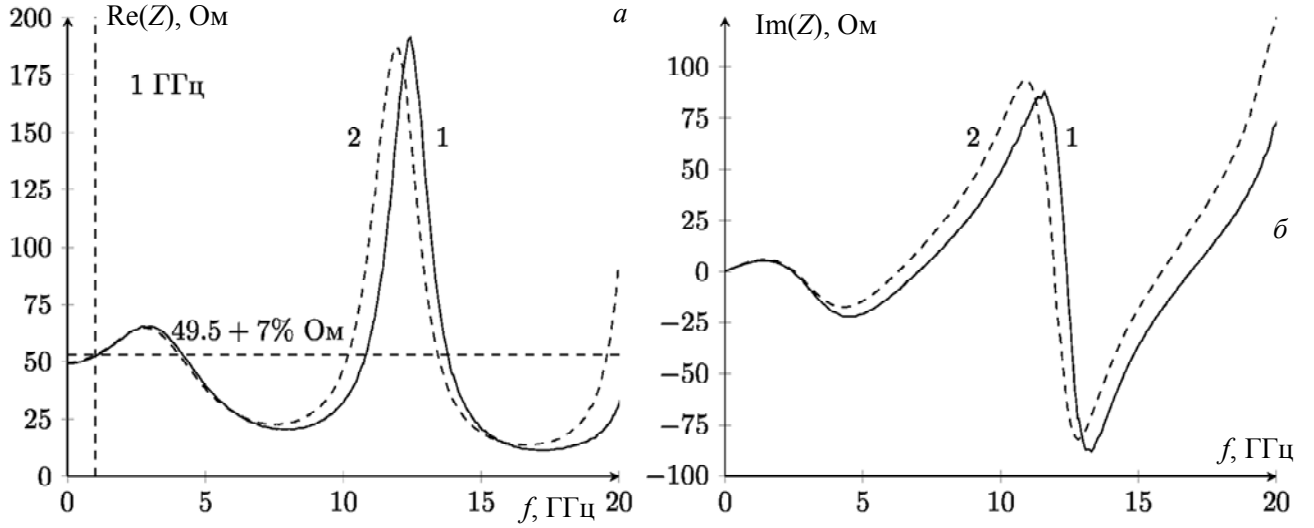


Рисунок 2.30 – Частотные зависимости действительной (*а*) и мнимой (*б*) частей *Z* резистора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Таким образом, для разработчика важно осознавать, что активное сопротивление установленного резистора, на низких частотах имеющее значение 50 Ом, на частотах до 18 ГГц может меняться в диапазоне 10–200 Ом. Этот факт может иметь сильное влияние, например, увеличить рассеяние мощности на резисторе в 5 раз и вывести его из строя. Что же касается корректного моделирования резистора до частоты 18 ГГц, то видно, что полученные зависимости позволяют это, но требуется более сложная эквивалентная схема.

Измеренные зависимости для конденсатора приведены на рисунке 2.31. Видно, что до частоты 1 ГГц $|S_{11}|$ практически равен 1, что означает полное отражение падающей волны от

исследуемой системы. С ростом частоты его значение уменьшается, затем возрастает и вновь уменьшается, теперь уже значительно. Примечательно, что на частоте около 18 ГГц $|S_{11}|$ близок к нулю, что означает почти полное поглощение падающей волны, т.е. конденсатор стал идеальным резистором 50 Ом.

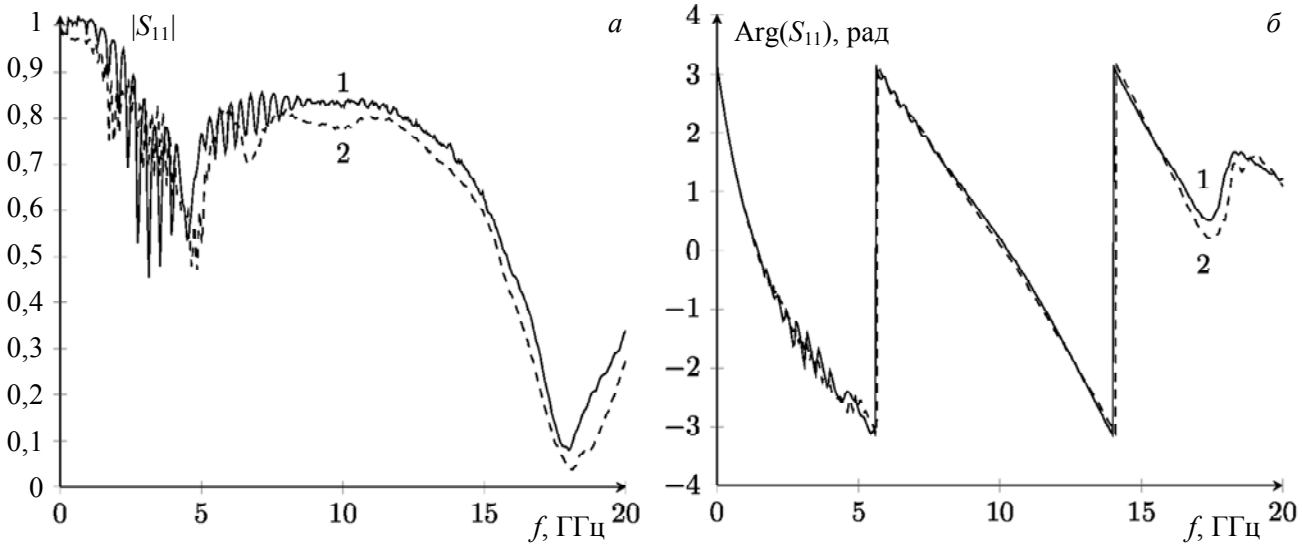


Рисунок 2.31 – Частотные зависимости модуля (*а*) и фазы (*б*) S_{11} конденсатора:

1 – Wiltron; 2 – ZVA

Рассчитанные по (2.5) частотные зависимости импеданса приведены на рисунках 2.32 и 2.33. Индуктивный характер (при фазе +90°) роста импеданса до частоты около 1 ГГц (рисунок 2.32) показывает, что начальный спадающий участок импеданса конденсатора, который должен быть согласно [108], отсутствует. Очевидно, что резонансная частота конденсатора оказалась ниже первой частоты измерения 10 МГц.

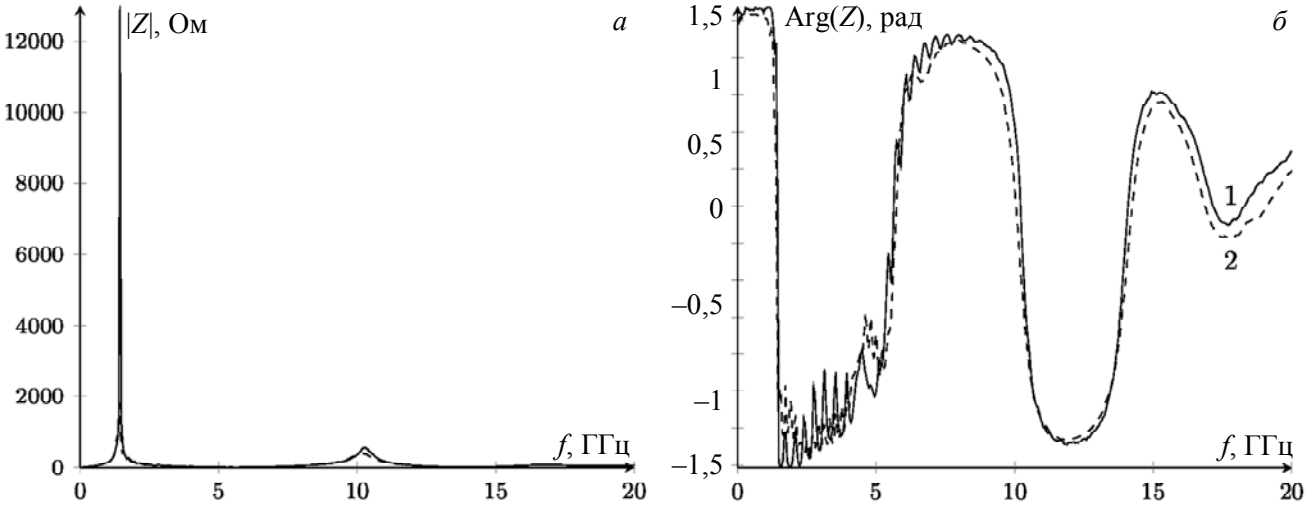


Рисунок 2.32 – Частотные зависимости модуля (*а*) и фазы (*б*) *Z* конденсатора:

1 – Wiltron; 2 – ZVA

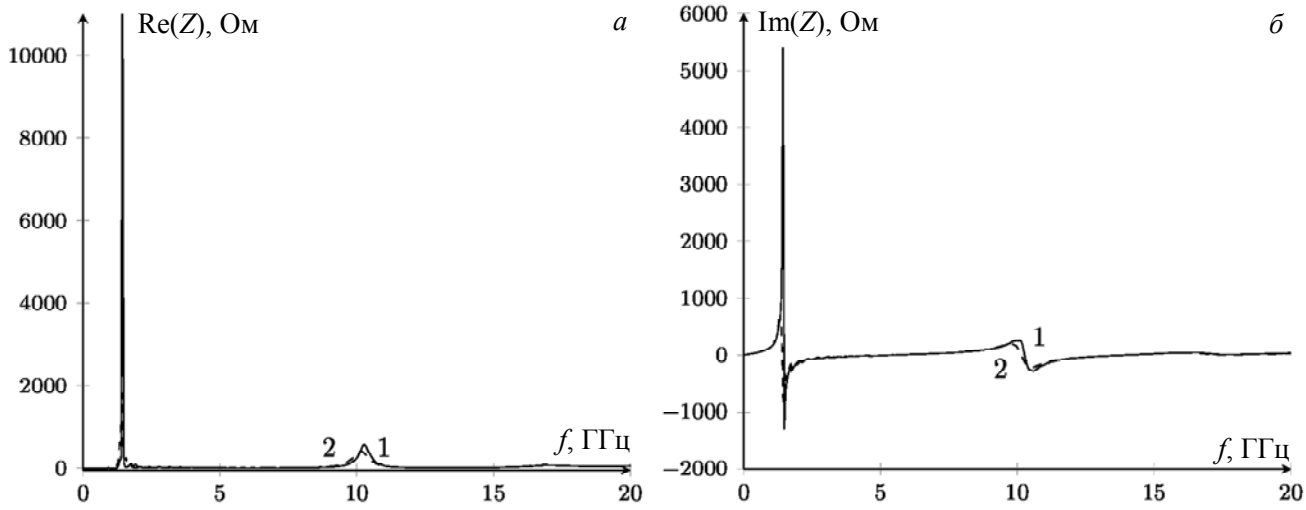


Рисунок 2.33 – Частотные зависимости действительной (*а*) и мнимой (*б*) частей *Z* конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Попытаемся получить приближенную модель конденсатора. Линейный участок (до 1 ГГц) в начале графика мнимой части импеданса (рисунок 2.33*б*) соответствует значению L=14 нГн и резонансной частоте конденсатора 2 МГц. (При вычислении в TALGAT индуктивности выводов как отрезка линии передачи получено значение L=13 нГн.)

Таким образом, неукороченные выводы исследуемого конденсатора имеют индуктивность, в 17 раз большую, чем у безындуктивного резистора. Такой конденсатор ведёт себя как ёмкость лишь до частоты порядка 2 МГц, тогда как после неё реактивная часть его импеданса определяется индуктивностью выводов. Отметим, что уменьшение индуктивности (за счёт укорочения выводов), например, в 16 раз даст увеличение резонансной частоты всего в 4 раза, т.е. всего до 8 МГц.)

Что касается определения значения R, то из-за существенного значения мнимой части импеданса во многих случаях можно полагать, что R=0. Если важна более точная оценка R, то можно взять его равным значению действительной части импеданса на резонансной частоте. Однако из-за того, что она меньше нижней частоты измерений, можно определить только его верхнюю границу R=0,07 Ом по первой частотной точке 10 МГц.

В поведении характеристик на более высоких частотах обращает на себя внимание следующее. Наличие нескольких резонансов и участков индуктивного и ёмкостного характера даёт возможность построения не очень сложной модели (на основе нескольких индуктивностей и ёмкостей), адекватной до 18 ГГц.

Однако факт близости геометрии выводов к отрезку воздушной линии передачи длиной около 1,5 см с высоким волновым сопротивлением говорит о том, что более точной может быть модель в виде цепи из элементов не только с сосредоточенными, а и с распределёнными параметрами. В частности, рост действительной части Z до 500 Ом на частоте 10 ГГц (длина

волны 3 см) может быть связан с полуволновым резонансом отрезка линии передачи. Резкий рост действительной части Z на частоте 1,2 ГГц может быть связан с потерями в диэлектрике. Примечательно также, что в широкой полосе вне этих резонансов действительная часть Z составляет около 10 Ом.

Для оценки корректности выполненных измерений вычислялся процент относительной разности результатов двух приборов соответственно для модуля и фазы. Графики для резистора показаны на рисунке 2.34. Видно, что Δ_{mag} меньше 2%, причём до 17 ГГц – меньше 0,5%. Для Δ_{arg} наблюдаются 7 пиков, что объясняется некоторым сдвигом по частоте. Аналогичные графики для конденсатора (рисунок 2.35) показывают значения для Δ_{mag} меньше 1%, и от 6 ГГц – меньше 0,4%. Для Δ_{arg} наблюдаются 4 узких пика из-за сдвига по частоте. Максимальный относительный сдвиг по частоте из обоих измерений составил 12% (6,2 и 7 ГГц на рисунке 2.27*б*).

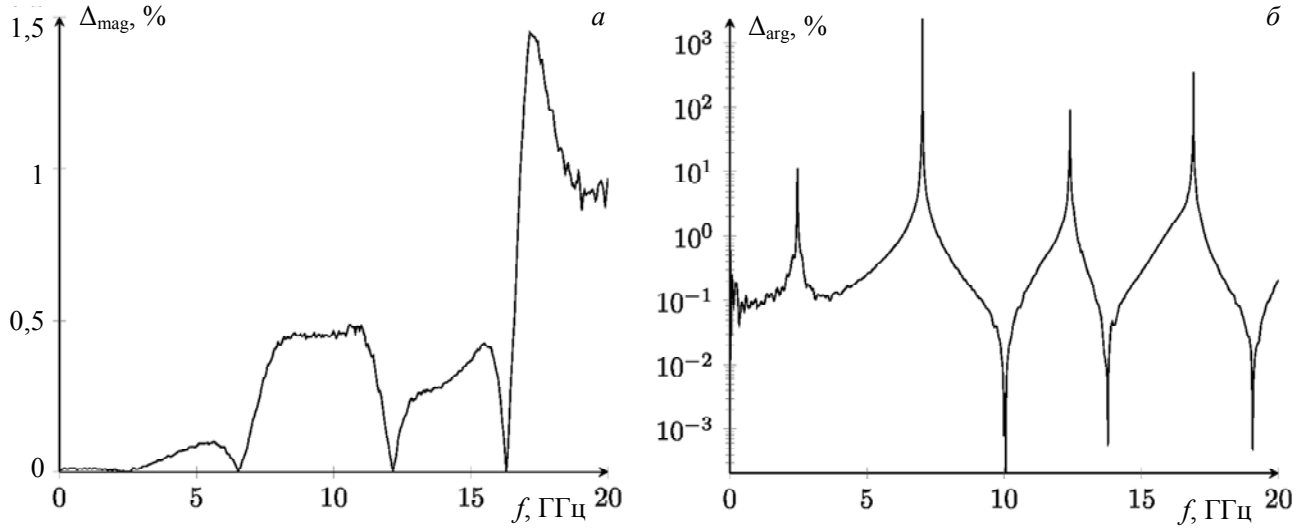


Рисунок 2.34 – Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (*а*) и фазы (*б*) Z резистора

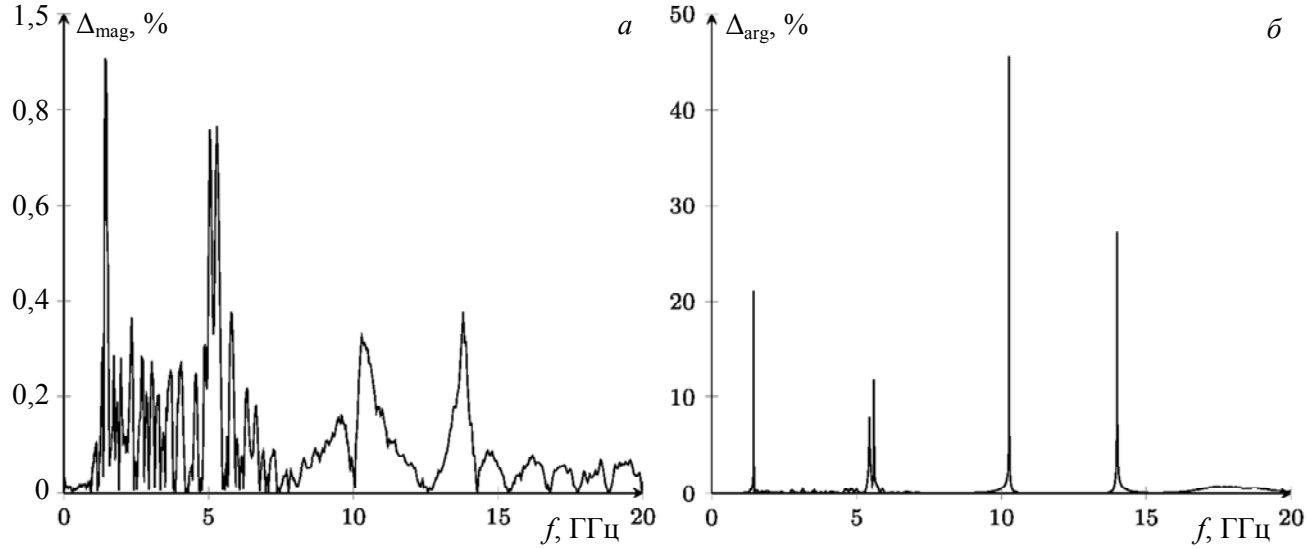


Рисунок 2.35 – Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (*а*) и фазы (*б*) Z конденсатора

Таким образом, представлены результаты измерений S_{11} конденсатора и резистора в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц двумя приборами, и получена хорошая согласованность результатов. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами.

2.1.3.2 Синтеза макромоделей пассивных компонентов в виде эквивалентной схемы из RLC-элементов

В данном разделе детально описаны платы, используемые для измерения компонентов, и разработанная методика синтеза моделей пассивных компонентов. Выполнено измерение частотной зависимости до 40 ГГц коэффициентов отражения конденсатора и индуктивности для поверхностного монтажа. Получены многорезонансные модели из *RLC*-элементов. Верификация моделей по среднеквадратичному отклонению показала приемлемое совпадение с результатами измерений.

2.1.3.2.1 Разработка и изготовление набора измерительных плат

Компоненты необходимо подключить к стандартному коаксиальному тракту векторного анализатора цепей. Для этого существуют различные варианты: пайка компонента непосредственно к коаксиально-микрополосковому переходу; пайка к ПП с установленными соединителями; специализированное контактирующее устройство. Типовым способом является пайка на ПП, что обеспечивает необходимую точность и повторяемость результатов, а также позволяет учесть влияние параметров диэлектрика платы и контактных площадок.

Были разработаны измерительные платы для зажима компонента в измерительном станке [184]. Он уже содержит соединители, поэтому на платах их нет. Для исключения влияния подводящих микроплосковых линий, соединителей измерительного станка и соединительных проводов применялся метод калибровки TRL. Набор калибровочных мер состоит из перемычки (thru), отражения (reflect) и двух линий, line 1 и 2 (рисунок 2.36). Значения $\Delta l1$ =2,86 см и $\Delta l2$ =0,48 см взяты в соответствии с рекомендациями из [185]. Ширина микрополосковой линии w вычислена в TALGAT, чтобы обеспечить волновое сопротивление 50 Ом (1,85 мм). При этом выполнен анализ чувствительности по допуску параметров из-за влияния технологии производства на волновое сопротивление микрополосковой линии: частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика (материал FR-4, ε_r в диапазоне 5,0–3,2); ширина (±100 мкм) и толщина (30–50 мкм) микрополосковой линии из-за подтрава и гальванизации; толщина диэлектрика (±10%). Анализ выполнен для диэлектрика толщиной 0,93 мм с толщиной медной фольги 35 мкм. При разработке учитывалось влияние технологии производства: минимальный размер трасс и отступов; отступ при нарезке плат фрезой. Максимальная ширина микрополосковой линии ограничена конструкцией измерительного

станка, поэтому было необходимо сужение (рисунок 2.36) до 1,4 мм (длиной 2 мм), для снижения рассогласования, выполненное в виде трапеции длиной 1 мм. У изготовленных плат были сточены кромки сторон, прижимаемых к контактному устройству, чтобы обеспечить наилучший контакт.

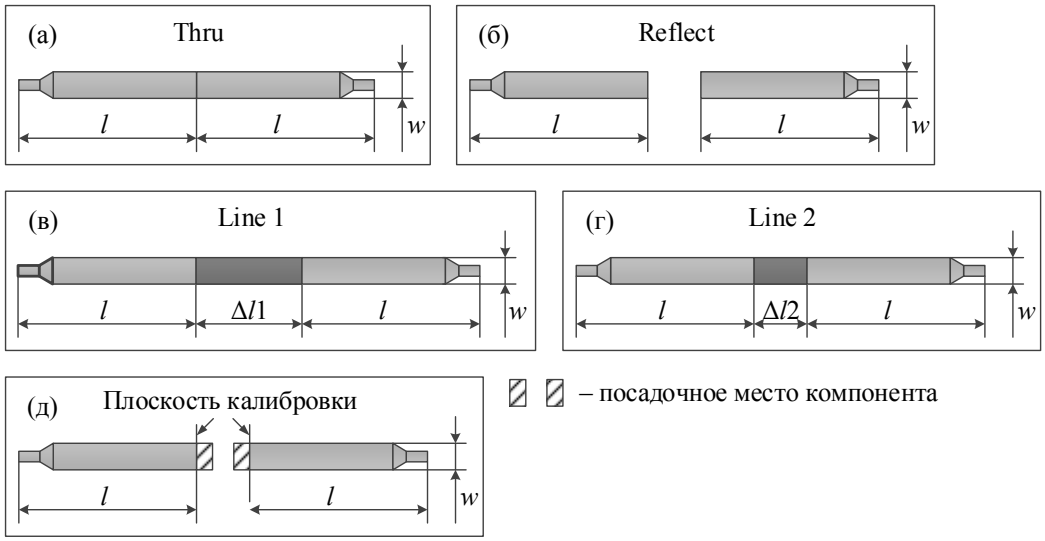


Рисунок 2.36 – Набор измерительных ПП, верхний слой: перемычка (*а*), отражение (*б*), микрополосковые линии двух разных длин (*в*, *г*); плата для впайки и измерения компонента (*д*). Нижний сплошной слой фольги является схемной землёй

2.1.3.2.2 Методика синтеза

Измерение калибровочных плат, вычисление матрицы ошибок, калибровка прибора. Измерение частотной зависимости коэффициента отражения (S_{11}) компонента выполнялось на векторном анализаторе цепей Agilent PNA-X в диапазоне частот 0,01–40 ГГц. Калибровка выполнялась с помощью программы WinCal [186] по алгоритму TRL, для этого необходимо:

1. Задать в программе длину мер thru, line 1 и line 2 меньше на длину сужения (launch).
2. Рассчитать скорость света в используемом диэлектрике и задать её в программе.
3. В настройках алгоритма калибровки указать точное значение волнового сопротивления (Z_0) или привести его частотную зависимость.
4. Выполнить измерения калибровочных мер в виде ПП. Измерение для параметра «Switch Gamma term ports» выполняется на мере thru.

Оценка корректности калибровки. Оценка корректности калибровки проводится по графикам частотных зависимостей: постоянной распространения (lambda), модулей коэффициентов отражения S_{11} и передачи S_{21} для мер thru, line 1 и 2. Кривая lambda должна быть меньше нуля. Кривые $|S_{11}(f)|$ и $|S_{21}(f)|$ для меры thru во всём диапазоне частот должны быть равны нулю. Для мер line 1 и 2 начало кривой S_{11} должно быть примерно на уровне минус 60–

70 дБ, плавно возрастать с увеличением частоты, но не превышать нуля. А кривая $|S_{21}(f)|$ должна начинаться от 0 и плавно убывать с ростом частоты.

Если любой из параметров выходит за требуемые рамки, необходимо выполнить чистку измерительных плат, убедиться в наличии контакта между штырями соединителей измерительного станка и микрополосковой линией и повторить пункты 1, 2. Корректность калибровки не влияет на синтез моделей компонентов, но от неё зависит, будут ли из результатов измерений исключены неоднородности измерительного тракта.

Измерение *S*-параметров компонента, впаянного в измерительную плату. Плата с напаянным компонентом устанавливается и зажимается в измерительном станке, выполняется измерение *S*-параметров.

Верификация результата измерения. Чтобы дополнительно удостовериться в корректности процедуры измерения, выбираются компоненты, для которых производитель предоставляет свои результаты измерений *S*-параметров (в более узком диапазоне частот).

Пересчёт $S_{11}(f)$ в импеданс $Z(f)$. Выполняется пересчёт частотной зависимости выполнялся по формуле [187]

$$Z_1(f) = Z_0 \frac{1+S_{11}(f)}{1-S_{11}(f)}. \tag{2.7}$$

Учёт сопротивления нагрузки. При измерении двухполюсного компонента по схеме как для четырёхполюсника значение S_{11} описывает поведение структуры, состоящей из компонента и эквивалентного импеданса второго порта (рисунок 2.37*а*). В рабочем диапазоне частот векторного анализатора цепей эквивалентный импеданс порта можно представить в виде сопротивления 50 Ом.

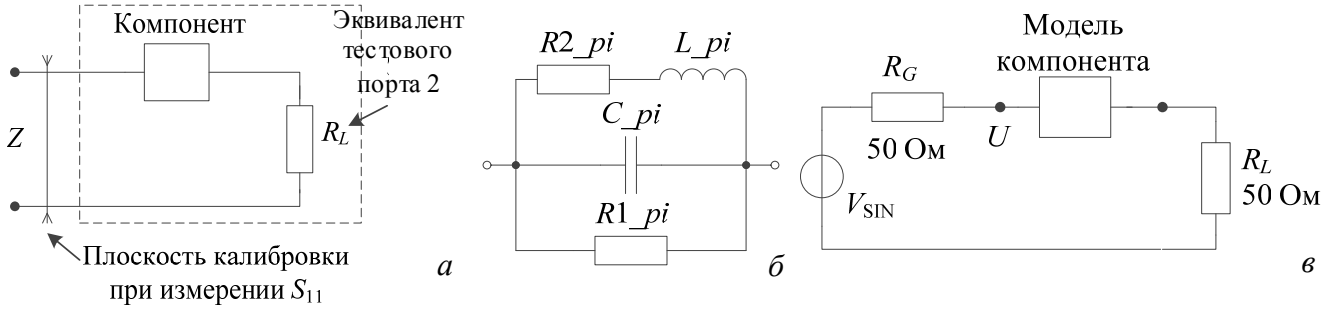


Рисунок 2.37 – Влияние второго порта на характеристику компонента (*а*); схема параллельного *i*–контура (*б*); схема для вычисления $S_{11}(f)$ (*в*)

Для исключения влияния второго порта выполняется преобразование импеданса

$$Z_2(f) = \mathrm{Re}(Z_1(f)) - 50 + \mathrm{Im}(Z_1(f)). \tag{2.8}$$

Аппроксимация $Z(f)$ рациональной функцией методом векторной аппроксимации. В результате аппроксимации частотной зависимости импеданса с помощью метода векторной аппроксимации [188–190] получается функция вида

$$v(s) = \sum_{m=1}^{N} \frac{c_m}{s - a_m} + d + se\,, \tag{2.9}$$

где N – порядок аппроксимации. Он пошагово увеличивается до достижения необходимой среднеквадратичной ошибки между функцией и результатом измерения. Максимальное значение порядка можно принять равным количеству резонансов кривой.

Разложение рациональной функции на элементарные дроби. Каждая пара сумм первых слагаемых из (2.9) преобразовывается в сумму дробей с комплексно-сопряжёнными корнями

$$\frac{a + jb}{s - (\sigma + j\omega)} + \frac{a - jb}{s - (\sigma - j\omega)}\,. \tag{2.10}$$

Реализация элементарных дробей эквивалентными схемами, используя методы синтеза цепей. Сумма (2.10) реализуется в виде параллельного контура из RLC-элементов, значения которых вычисляются по известным формулам из теории синтеза цепей (рисунок 2.37*б*), свободные члены реализуются в виде резистора и индуктивности.

Формирование итоговой Spice-модели. Параллельные контуры включаются последовательно. Формируется Spice-модель, используя стандартный синтаксис.

Верификация модели. Для верификации модели необходимо вычислить частотную зависимость её входного импеданса и сравнить с $Z2(f)$. Для этого модель включается по схеме из рисунка 2.37*в*, и вычисляется $S_{11}(f)$ по формуле

$$S_{11}(f) = 2 \cdot U(f) - 1\,. \tag{2.11}$$

Для оценки точности полученной модели вычисляется среднеквадратичное отклонение (*СКО*), для модуля и фазы, между импедансами модели и измерения. Формула для модуля имеет вид

$$СКО = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left(\left| Z_i^{\text{model}} \right| - \left| Z_i^{\text{measure}} \right| \right)^2}\,, \tag{2.12}$$

где N – количество частотных точек, i – номер частотной точки. Аналогичная формула использовалась для фазы.

Вначале, по предложенной методике, получены модели для чип-резистора Р1-12-0.062 51±5% Ом и конденсатора К10-17а-0.47±5% мкФ по результатам измерений из рисунков 2.27 и 2.31 до 20 ГГц. Эквивалентная схема резистора состоит из 4-х последовательно соединённых контуров, *R_s*5 и *L_s*6 (рисунок 2.38).

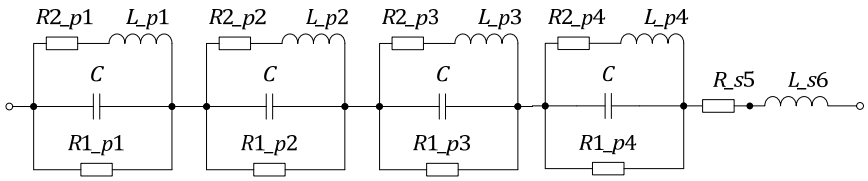
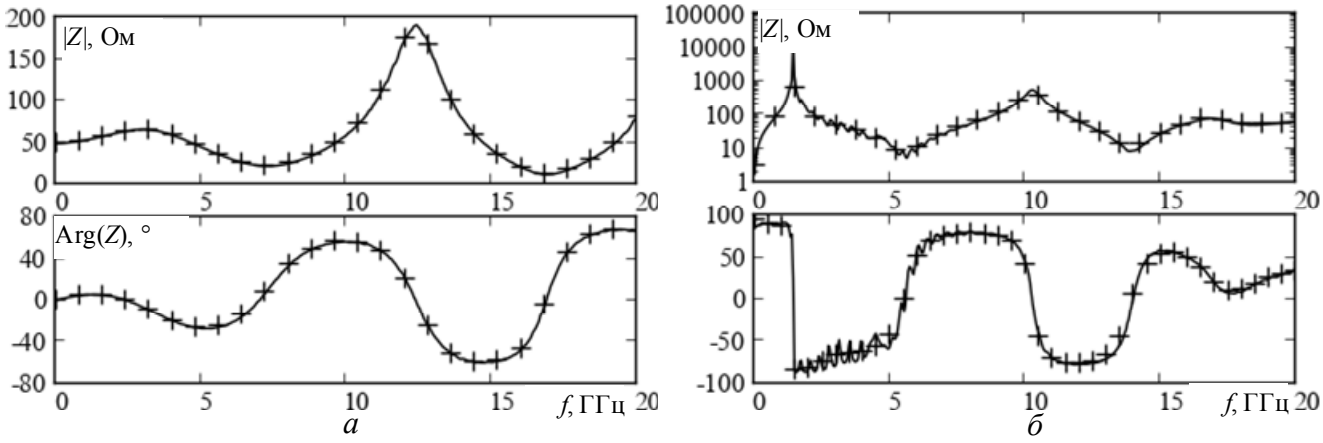


Рисунок 2.38 – Многорезонансная модель чип-резистора Р1-12-0.062 51±5% Ом

Частотная зависимость импеданса Z, вычисленного по полученной модели, приведена на рисунке 2.39*а*. Для верификации модели выполнено её схемотехническое моделирование в TALGAT, используя созданную Spice-модель (рисунок 2.40).



а *б*

Рисунок 2.39 – Частотная зависимость импеданса резистора (*а*) и конденсатора (*б*): измерения (–), модель (+)

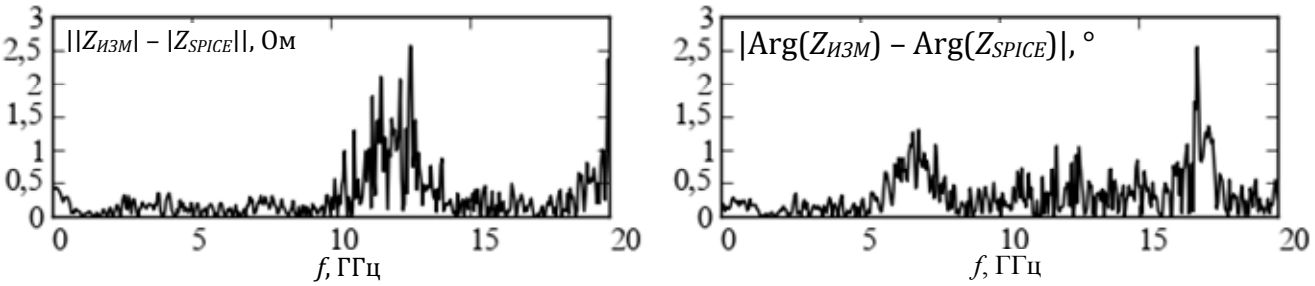


Рисунок 2.40 – Верификация модели резистора: частотная зависимость модуля разности результатов измерений и моделирования

Аналогичным образом получена Spice-модель конденсатора К10-17а-0.47±5% мкФ (по результатам измерений из рисунка 2.31). Она состоит из 6 последовательно соединённых контуров (рисунок 2.41). Её частотная характеристика и верификация показаны на рисунках 2.39*б* и 2.42.

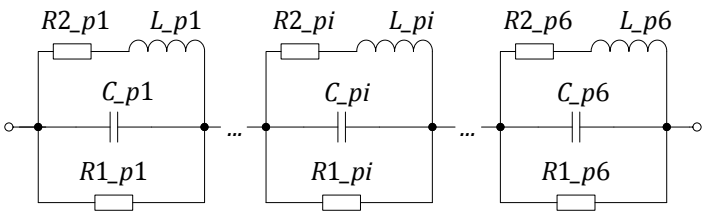


Рисунок 2.41 – Многорезонансная модель выводного конденсатора К10-17а-0.47±5% мкФ

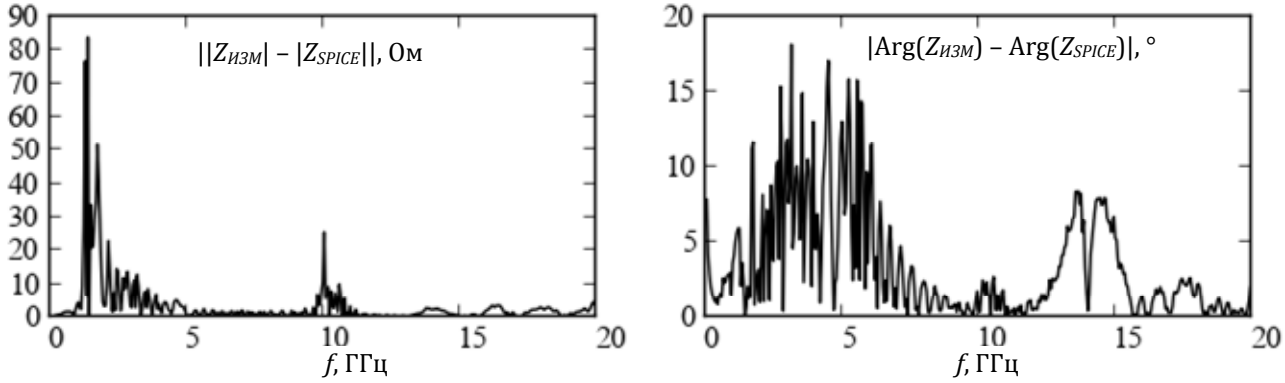


Рисунок 2.42 – Верификация модели конденсатора: частотная зависимость модуля разности результатов измерений и моделирования

СКО между результатами измерения и моделирования $|Z|$ составляет для резистора 0,701 Ом, а для конденсатора – 11,05 Ом. Таким образом, полученные модели пригодны для анализа ЭМС ПП до 18 ГГц.

Далее для этих же компонентов выполнен синтез моделей до 20 ГГц с использованием эволюционной стратегии активного преобразования ковариационной матрицы (active CMA-ES). Методика синтеза состоит из следующих этапов: измерение S_{11} компонента; учёт сопротивления нагрузки; выбор количества контуров в модели; выбор границ для оптимизируемых параметров; задание параметров для алгоритма оптимизации; запуск оптимизации параметров; вывод графиков для визуального контроля; сохранение модели и *S*-параметров модели.

Для определения количества контуров в модели и границы оптимизируемых параметров используется методика, описанная в разделе 2.1.3.2.2. При этом граница оптимизации каждого параметра определяется из параметров элементов эквивалентной схемы (ЭС): $[0{,}1\cdot k;\ 10]\cdot 10^{k}$, где k – порядок степени в экспоненциальной записи параметра элемента ЭС (например, для параметра $3{,}641\cdot 10^{-9}$ граница будет $[0{,}1;\ 10]\cdot 10^{-9}$). Для алгоритма оптимизации задаются следующие параметры: начальное значение оптимизируемых параметров; максимальное количество вычислений целевой функции, количество рестартов, значение среднеквадратического отклонения. Целевая функция учитывает как модуль, так и фазу *S*-параметров:

$$F = \sum_{i=1}^{K}\left(\left|Sm_i\right| - \left|Sd_i\right|\right)^2 + \sqrt{\frac{1}{K}\cdot\sum_{i=1}^{K}\left(Arg\left(Sm_i\right) - Arg\left(Sd_i\right)\right)^2}\ , \qquad (2.13)$$

где K – количество точек в частотном отклике, Sm_i – *i-е* значение *S*-параметра модели, Sd_i – измеренное *i-е* значение *S*-параметра.

При выполнении операций с фазой комплексного числа принято приводить все значения угла к диапазону $[-\pi;\ \pi]$, т.е. если фаза становится меньше $-\pi$, то она продолжается со значения π. Однако, при вычислении F в таких точках её значение может резко возрасти, что значительно

ухудшает оптимизацию параметров. Поэтому, перед вычислением F фаза S-параметра модели обрабатывается отдельно, чтобы она представляла собой непрерывную функцию, обычно равномерно убывающую, без псевдорезонансов.

Коэффициент отражения резистора показан на рисунке 2.43*а* (модель состоит из 4-х контуров (N=4) и последовательно включённого резистора и индуктивности), конденсатора – на рисунке 2.43*б* (6 контуров, N=6). Целевая функция для резистора равна 0,377, а для конденсатора – 1,75. Видно, что результаты моделей и измерений согласуются: для модуля лучше, а для фазы хуже. Для резистора в диапазоне 18–20 ГГц фаза убывает с большим углом наклона. Для конденсатора наблюдается аналогичное поведение в диапазоне 13–20 ГГц.

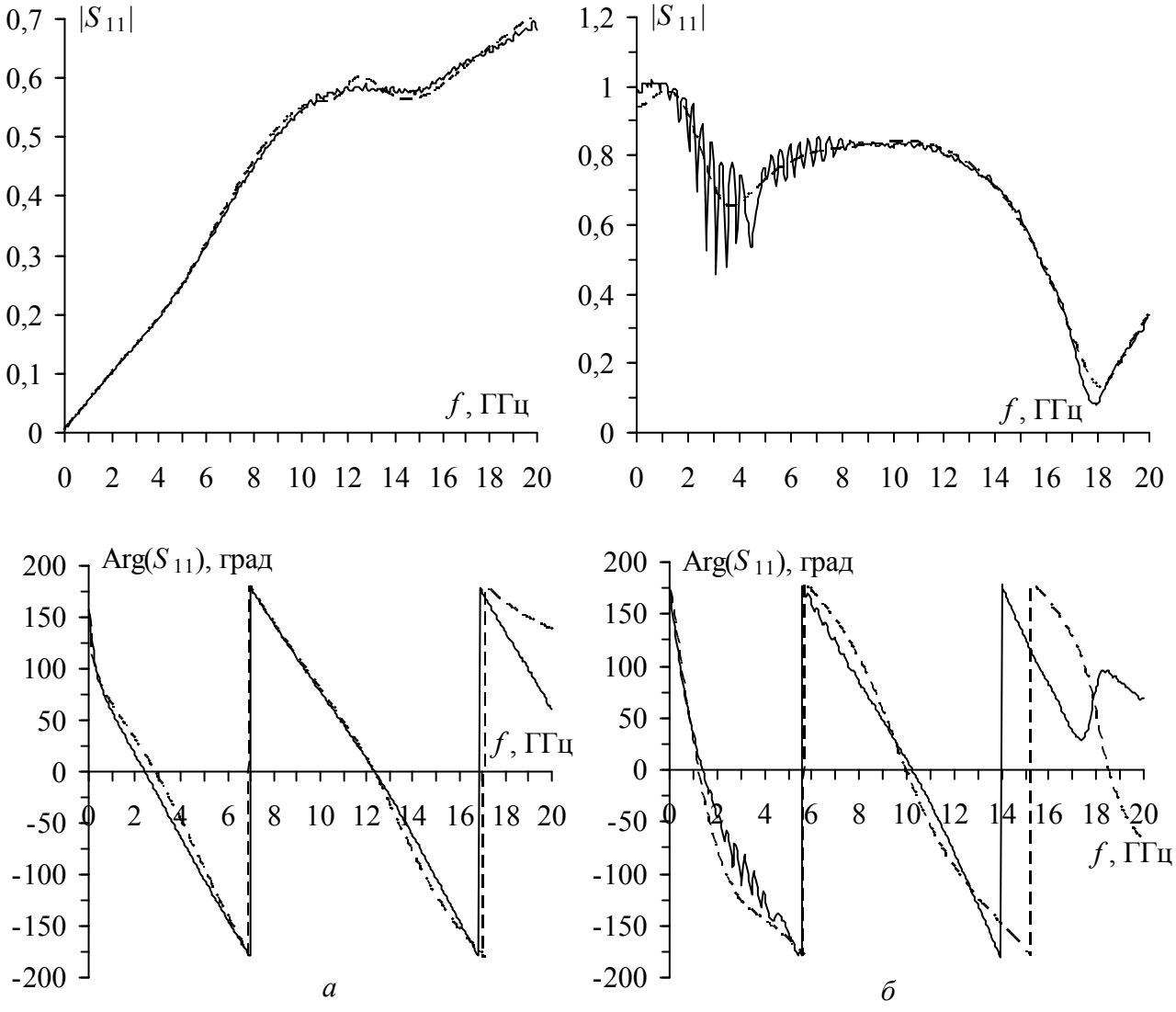


Рисунок 2.43 – $S_{11}(f)$ для SMD резистора (*а*) и выводного конденсатора (*б*):
модель (– –), измерения (—)

Бюджет вычислений функции приспособленности составил 10000 для обоих компонентов. Скорость вычисления функции приспособленности определяется скоростью вычисления

частотного отклика в SPICE-симуляторе. Если модель содержит большое количество элементов (>10), то оптимизация занимает много времени.

Далее, используя разработанные платы (рисунок 2.44*а*, *б*) и методику (раздел 2.1.3.2.2), выполнено измерение $S_{11}(f)$ конденсатора GRM21BR71H224K 0,22 мкФ и индуктивности LQW2BHN33NJ03 33 нГн (рисунок 2.45) в диапазоне частот до 40 ГГц.

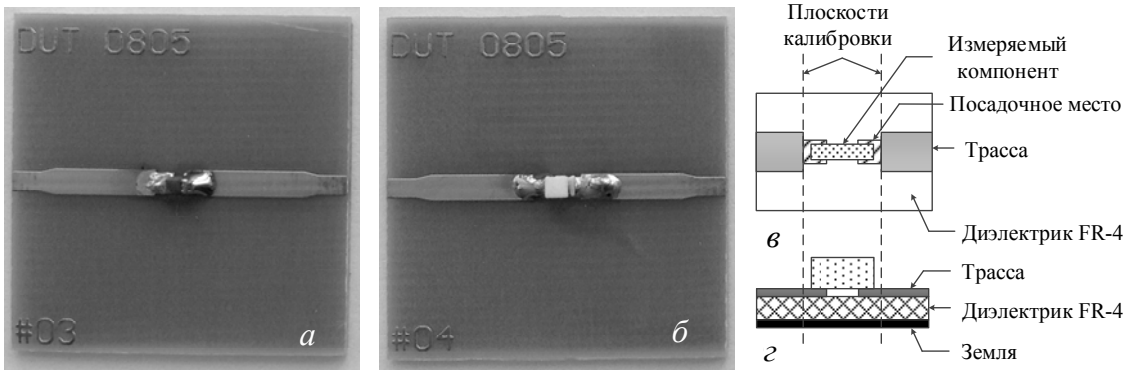


Рисунок 2.44 – Измерительные платы с напаянными конденсатором (*а*) и индуктивностью (*б*); плоскости калибровки на измерительной плате: вид сверху (*в*), поперечное сечение (*г*)

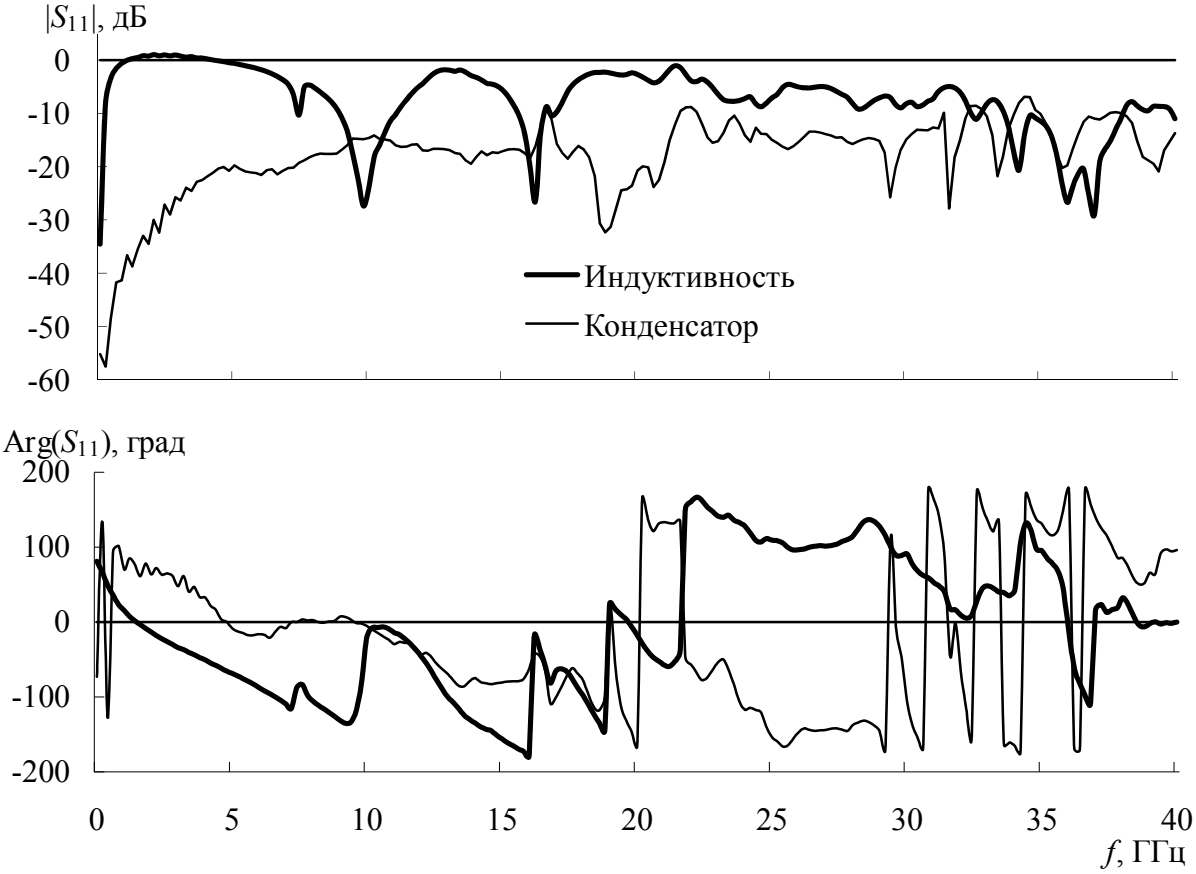


Рисунок 2.45 – Измеренные частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения S_{11} конденсатора и индуктивности

Получены модели для конденсатора и индуктивности (рисунок 2.46). Для конденсатора она состоит из 22 контуров (N=22) со значениями элементов из таблицы 2.4, а для индуктивности (N=16) – из таблицы 2.5.

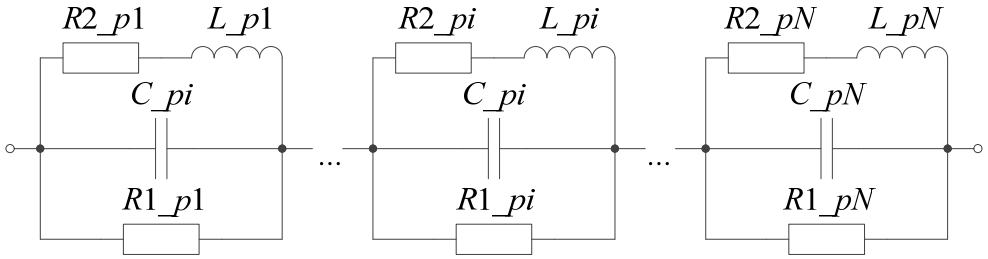


Рисунок 2.46 – Модель компонента: i – номер контура, N – количество контуров

Таблица 2.4 – Значения элементов модели конденсатора

i, номер контура	C_pi, пФ	L_pi, пГн	$R1_pi$, Ом	$R2_pi$, Ом
1	6,44	1,73e+02	9,451	0,312
2	2,03	1,08e+02	–860,320	2,843
3	–3,95	–2,07e+01	–3,902	2,173
4	–498,59	–3,41e–04	–8,27e–04	8,26e–04
5	–196,97	–7,43e–03	–6,19e–03	6,07e–03
6	–1,78	–3,96e+01	10,276	–0,678
7	59,97	6,14e–01	–0,152	0,069
8	22,13	1,69e+00	0,504	–0,153
9	13,44	3,82e+00	–2,987	0,104
10	90,37	3,93e–03	0,007	–0,007
11	28,28	4,73e–01	–0,154	0,110
12	–76,63	–5,02e–01	–0,303	0,020
13	–9,18	–6,86e–01	0,298	–0,236
14	–15,74	–3,52e–01	–0,164	0,133
15	7,12	3,80e+00	2,842	–0,173
16	40,59	6,25e–01	1,519	–0,010
17	7,33	3,12e+00	–2,390	0,189
18	4,21	4,69e+00	2,766	–0,370
19	1,64	7,62e+00	3,364	–1,273
20	–31,57	–2,38e–02	0,028	–0,027
21	–0,43	–3,84e+01	35,231	–3,888
22	4,17	3,10e+00	–1,845	0,431

Таблица 2.5 – Значения элементов модели индуктивности

i, номер контура	C_pi, пФ	L_pi, пГн	$R1_pi$, Ом	$R2_pi$, Ом
1	0,35	3,19e+04	–900,19	47,07
2	–3,72	–2,80e+03	176,07	–3,23
3	20,78	18,03	–2,40	0,40
4	1,35	71,33	–11,33	5,38
5	3,08	5,11	–1,46	1,19
6	–8,91	–4,14	0,99	–0,47
7	–2,37	–22,23	5,82	–1,46
8	0,91	69,87	–64,54	1,44

9	–9,07	–1,57	–0,48	0,35
10	–11,05	–4,18	1,60	–0,23
11	–2,13	–9,97	4,94	–0,81
12	2,79	7,94	4,79	–0,56
13	11,69	1,51	0,76	–0,16
14	1,13	10,07	4,95	–2,08
15	7,99	0,78	0,39	–0,25
16	0,09	47,34	18,31	–13,27

На рисунке 2.47 показаны частотные зависимости импеданса Z для полученных моделей и измерений конденсатора и индуктивности. В результате их сравнения получено СКО($|Z|$)≈1,5 Ом и СКО(Phase(Z))≈16,7 ° для конденсатора, СКО($|Z|$)≈6,3 Ом и СКО(Phase(Z))≈23,1 ° для индуктивности.

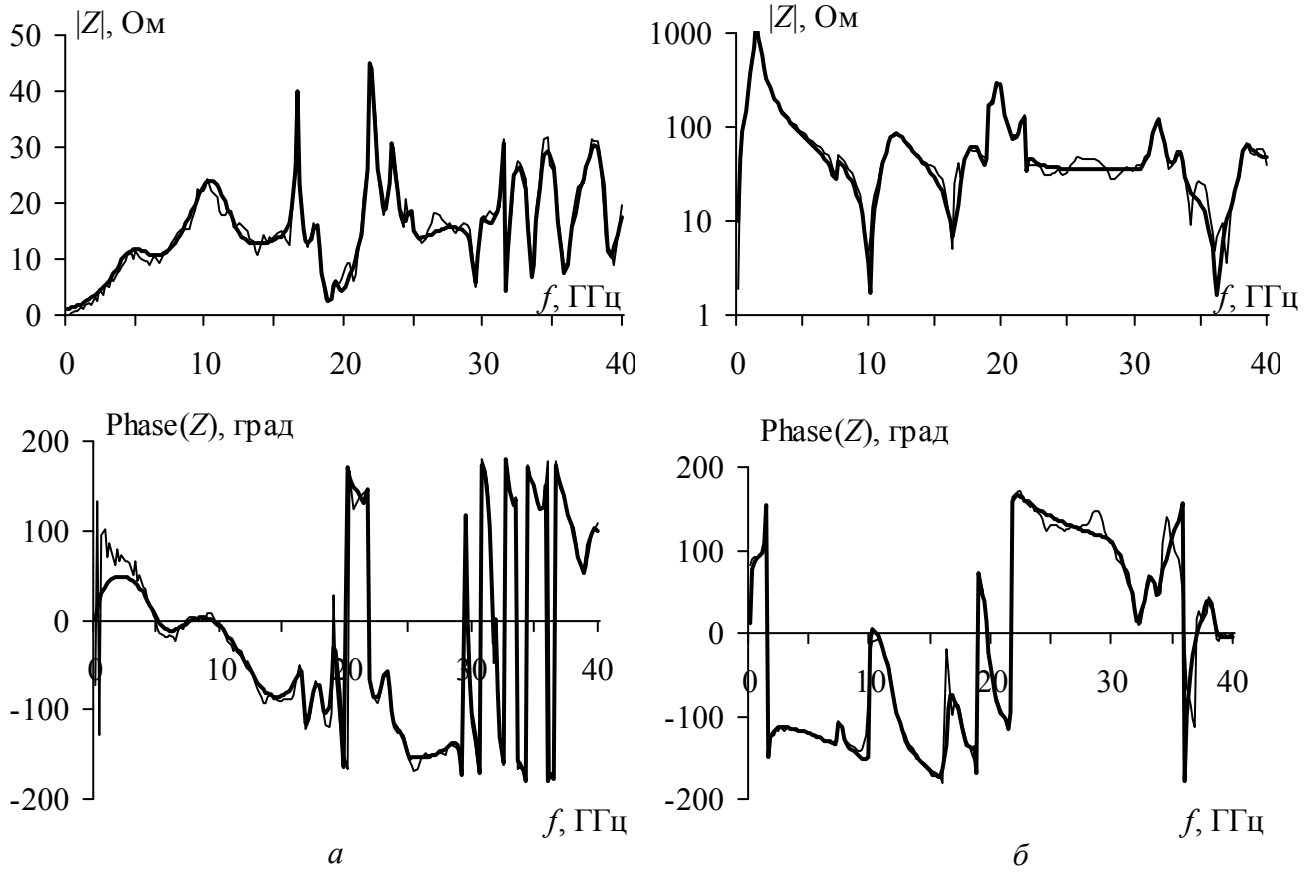


Рисунок 2.47 – Частотные зависимости импеданса конденсатора (*а*) и индуктивности (*б*): модель (▬▬) и измерение (——)

Отметим, что измеренная частотная зависимость коэффициента отражения представляет собой интегральную характеристику структуры, состоящей из компонента, двух контактных площадок, припоя и участка ПП между плоскостями калибровки (рисунок 2.44*в*, *г*). Таким образом, модели, синтезированные по данной характеристике, описывают поведение скорее указанной структуры, а не самого компонента. Недостатком таких моделей является необходимость измерения и создания моделей для каждого используемого стека ПП (набор

слоёв из диэлектрика и фольги). Достоинством – учёт паразитных параметров контактных площадок, припоя и частотной зависимости параметров диэлектрика.

Таким образом, представлена методика синтеза многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов. Разработаны и изготовлены измерительные платы с набором калибровочных мер по методу TRL. Представлены результаты измерений для четырех компонентов для поверхностного монтажа в диапазоне частот 0,01–40 ГГц. По результатам измерений получены модели с учетом паразитных параметров компонента и монтажа. Сравнение вычисленного частотного отклика моделей с результатом измерений показало хорошее согласование (СКО(|*Z*|) менее 7 Ом, СКО(Phase(Z)) менее 24 °).

2.1.4 Моделирование частотной зависимости параметров материалов печатных плат

В разделе представлена методика определения значений диэлектрической проницаемости подложки ПП резонаторным методом и представлен алгоритм вычисления диэлектрической проницаемости из измеренного коэффициента отражения резонатора [191, 192].

2.1.4.1 Методика определения значений диэлектрической проницаемости подложки печатной платы резонаторным методом

Методика [191] основана на определении значений частот собственных колебаний f_{mnp} прямоугольного объемного резонатора, полость которого заполнена исследуемым образцом диэлектрика (рисунок 2.48) [118].

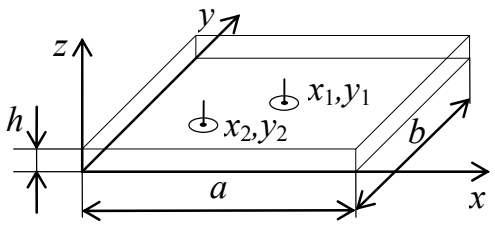


Рисунок 2.48 – Объемный резонатор с портами

Для объемного прямоугольного резонатора с однородным диэлектрическим заполнением известна формула [193]:

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2}, \qquad (2.14)$$

где c – скорость света в вакууме; ε_r μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика; m, n, p - номера резонансных режимов; a, b, h – размеры резонатора.

При $a >> h$ и $b >> h$ рассматриваются резонансные режимы при p=0, так как при p=1 резонансные частоты значительно больше. Тогда, если диэлектрик изготовлен из немагнитного материала, выражение (2.14) сводится к виду

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \tag{2.15}$$

откуда

$$\varepsilon_r = \frac{c^2}{4f_{mn}^2}\left(\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right). \tag{2.16}$$

Значения f_{mn} соответствуют минимумам зависимости модуля коэффициента отражения от частоты $|\Gamma(f)|$. Однако для корректного вычисления ε_r необходимо правильно идентифицировать номера m и n для этих минимумов. Их можно определить с помощью выражения, описывающего распределение электрического поля в резонаторе [118]:

$$E_z(x, y) = A\sin(k_x x)\sin(k_x y), \tag{2.17}$$

где x и y — координаты точки, в которой определяется поле; A — коэффициент; $k_x=m\pi/a$, $k_y=n\pi/b$.

Анализ выражения (2.17) показывает, что для заданных x и y существуют такие m и n, для которых $E_z(x,y)$=0. Тогда из формулы (2.17) получается уравнение, решение которого определяет множество значений m и n, которые следует исключить при идентификации режима:

$$\sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right)\sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) = 0. \tag{2.18}$$

Следовательно, чтобы выявить как можно больше режимов резонатора, измерения $|\Gamma(f)|$ необходимо проводить в нескольких точках на его поверхности. В [118] рекомендуется устанавливать два порта с координатами $x_1=a/2$, $y_1=b/2$ и $x_2=a/4$, $y_2=b/4$.

2.1.4.2 Алгоритм вычисления диэлектрической проницаемости из коэффициента отражения резонатора

На основе описанной методики разработан алгоритм вычисления диэлектрической проницаемости из коэффициента отражения резонатора.

1. Проводится N измерений коэффициента отражения для двух портов: $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$, где i– номер измерения.

2. Зависимости $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ обрабатываются медианным фильтром для устранения случайных отклонений и выбросов.

3. Отфильтрованные $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ дифференцируются.

4. Определяются точки, в которых дифференцированные $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ переходят из отрицательной области в положительную, эти точки соответствуют резонансам f_{ji}.

5. Для частоты каждого резонанса находится среднее из N значений (f_j) и погрешность измерений (Δf_j) из минимального и максимального значений и погрешности измерительного прибора.

6. Определяется последовательность резонансов с соответствующими номерами m и n.

6.1. Из выражения (2.15) вычисляются значения частот для каждого резонанса при $\varepsilon_r = 1$.

6.2. В списке L запоминаются значения резонансных частот, их номера m и n и нормированные (A=1) значения поля E_z, вычисленные из соотношения (2.17) для каждого порта.

6.3. Список L сортируется по возрастанию резонансных частот.

7. Для j=1, 2, ..., M (M – размер списка L):

7.1. Из списка L извлекаются значения m и n и по формуле (2.15) вычисляется значение f_{cj}, где ε_r – значение диэлектрической проницаемости, вычисленное на шаге j – 1.

7.2. Если для определяемого резонанса и порта значение E_z>0, то в окрестности вычисленной частоты f_{cj} выполняется поиск резонансной частоты из списка частот f_j.

7.3. Вычисляются:

диэлектрическая проницаемость

$$\varepsilon_{rj}=\varepsilon_{r(j-1)}(f_{cj}/f_j)^2;$$

ошибка, обусловленная погрешностью Δf_j,

$$\Delta\varepsilon_{rjf}=|\varepsilon_{rj}(f_j/(f_j+\Delta f_j)^2-\varepsilon_{rj}(f_j/(f_j-\Delta f_j)^2)|;$$

ошибка, обусловленная погрешностью прибора измерения размеров резонатора,

$$\Delta\varepsilon_{rjl}=|(c^2/4f_{ci}^2)/((m/(a+\Delta l))^2+(n/(b+\Delta l))^2)-(c^2/4f_{ci}^2)/((m/(a-\Delta l))^2-(n/(b-\Delta l))^2)|,$$

где Δl=0,5 мм;

полная ошибка

$$\Delta\varepsilon_{rj}=(\Delta\varepsilon_{rjf}^2+\Delta\varepsilon_{rjl}^2)^{1/2}.$$

2.1.4.3 Результаты измерений, вычисления и аппроксимации

По описанной методике скалярным анализатором цепей Р2-40М измерены $|\Gamma(f)|$ для резонаторов, выполненных из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита, запаянного по периметру, а по разработанному алгоритму вычислены значения ε_r. Три резонатора изготовлены из стеклотекстолита марки FR-4 толщиной 1,2 мм, а один — из СТФ-2-1,0-35.

На рисунке 2.49 приведены зависимости $|\Gamma(f)|$ для портов 1, 2 всех резонаторов, а на рисунке 2.50 – вычисленные значения ε_r. Результаты для всех резонаторов сведены в таблицу 2.6.

Таблица 2.6 – Результаты измерений для резонаторов 1–4

№	Материал	a, мм	b, мм	f, МГц	$\max(\Delta f_j)$, %	ε_r	$\max(\Delta\varepsilon_{rjf})$, %	$\max(\Delta\varepsilon_{rjl})$, %	$\max(\Delta\varepsilon_{rj})$, %
1	FR-4	302	201	406–1975	0,15	4,86–4,13	0,44	0,98	1,1
2	FR-4	201	149	582–2877	0,15	4,63–4,40	0,61	1,34	1,5
3	FR-4	151	101	844–4496	0,28	4,49–4,36	1,11	1,96	2,3
4	СТФ-2	266	116	665–3145	0,16	4,49–4,35	–	1,7	1,7

Видно, что значения ε_r меняются от 4,86 до 4,13. Погрешность измерения увеличивается с уменьшением размеров резонатора. В резонаторе 1 выброс до значения 4,13 на частоте около 2 ГГц может быть вызван сложностью определения номеров режимов резонатора на верхних частотах. Примечательно, что в резонаторах 2, 3 этот выброс отсутствует, поэтому его значение можно отбросить. В ходе исследования выявлено, что из-за близко расположенных резонансов, они могут быть трудно различимы, поэтому необходимо тщательно выбирать размеры резонатора.

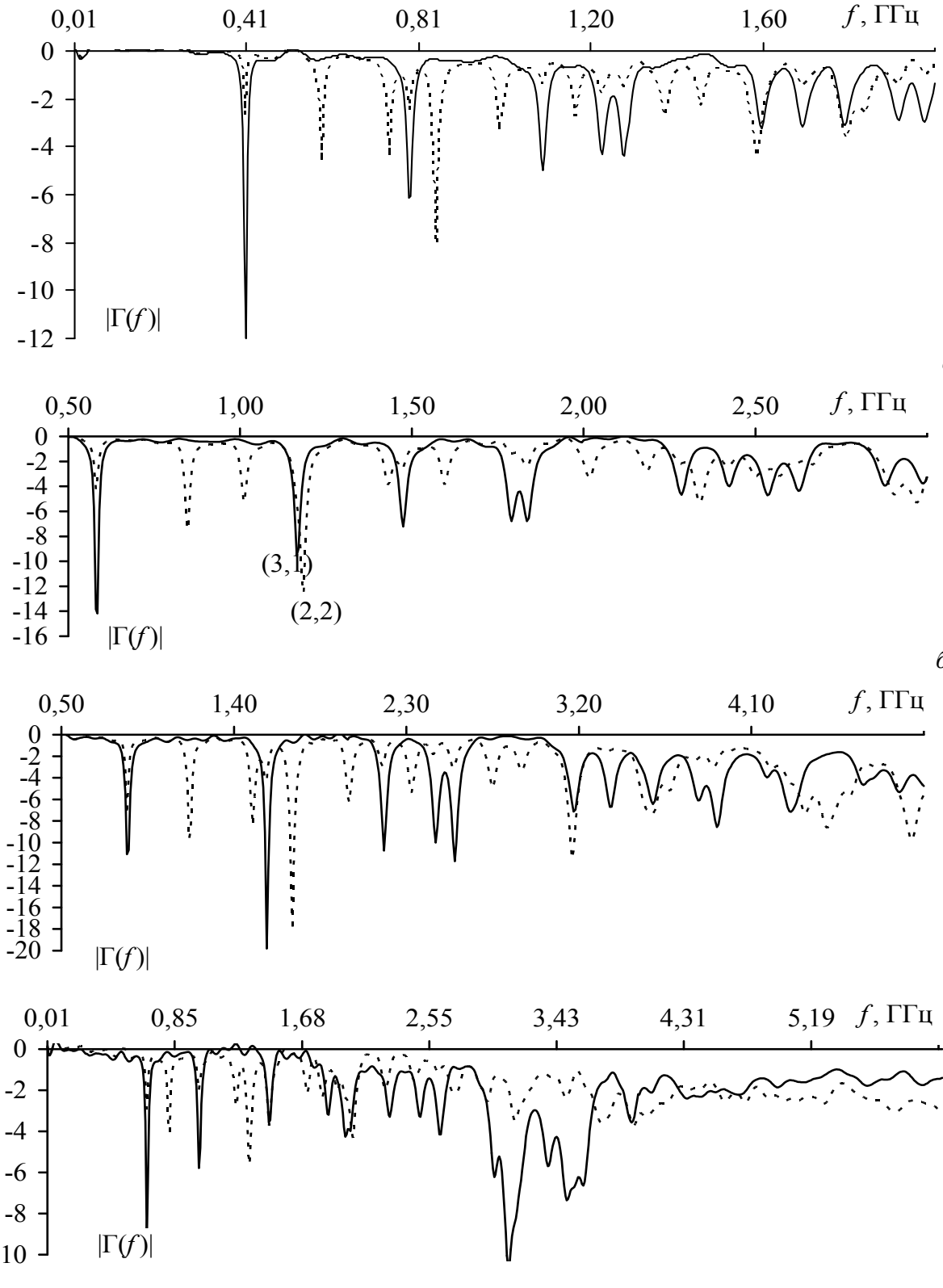


Рисунок 2.49 – Измеренные зависимости |Γ(*f*)|
для резонаторов 1 (*а*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*) (—— порт1, ... порт2)

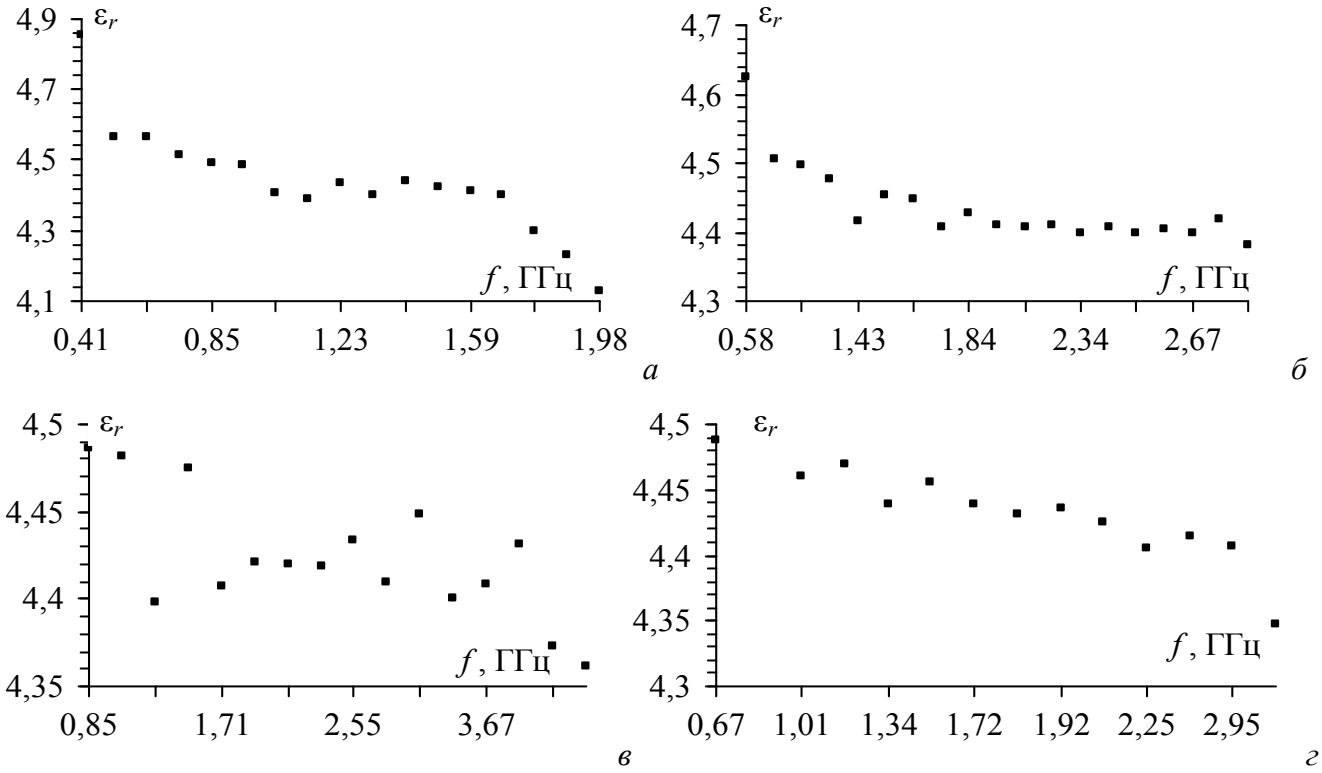


Рисунок 2.50 – Вычисленные значения ε_r на резонансных частотах для резонаторов 1 (*а*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*)

На рисунке 2.51 приведены значения ε_r для трех резонаторов и кривая аппроксимирующего полинома $\varepsilon_r(f)=5{,}298-1{,}724f+1{,}286f^2-0{,}474f^3+0{,}871\cdot10^{-3}f^4-6{,}379\cdot10^{-3}f^5$ (f – частота) коэффициенты которого вычислены с помощью метода наименьших квадратов.

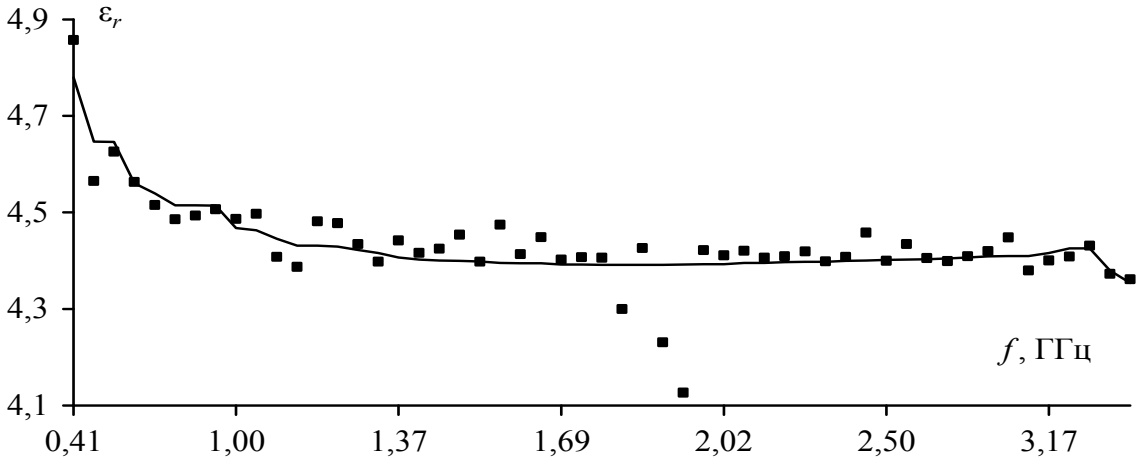


Рисунок 2.51 – Измеренные значения ε_r для трех резонаторов, изготовленных из материала FR-4 (▪) и кривая аппроксимирующего полинома (——)

2.2 Методики и примеры анализа электромагнитной совместимости печатных узлов

В данном разделе представлены методики предварительного анализа ЭМС УЭМ бортовой РЭА КА; схемотехнического моделирования электрической схемы; схемотехнического моделирования печатного узла с учётом паразитных параметров компонентов и ПП; анализа целостности сигнала ПП в TALGAT. Приведены примеры анализа ЦС и ЦП в печатном узле РЭА [194 – 201].

2.2.1 Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированных электронных модулей

2.2.1.1 Общие принципы методики

В данном разделе рассмотрено совершенствование ЭМС элементов бортовой РЭА КА [202], а также основные принципы разработанной методики [203]. Под предварительным анализом понимается качественный, а не количественный (без каких-либо оценок, имитационного моделирования или измерений) анализ.

Общим принципом уменьшения помех в ЭМС является определение контуров протекания тока и уменьшение их площади, что снижает излучаемые эмиссии от данных контуров, а также их восприимчивость к этим эмиссиям. При разработке УЭМ бортовой РЭА КА часто используется электромагнитное реле, обмотка которого шунтируется диодом для гашения перенапряжений на индуктивности катушки. Однако контур тока, протекающего через обмотку реле и шунтирующий диод, при компоновке реле и диода может иметь довольно большую площадь. Кроме того, часто используемое для резервирования параллельное включение нескольких реле, а также нескольких диодов (последовательно и параллельно) может существенно усложнять картину протекания токов на ПП, делая необходимым анализ контура от каждой обмотки реле, а также анализ влияния на контур вносимого изменения (в размещение или трассу).

Цепи сигналов датчиков, как правило, требуют пристального внимания на предмет приема электромагнитных помех, а цепи коммутации нагрузок – на предмет эмиссии электромагнитных помех. Цепи земля-питание активных компонентов также требуют пристального внимания на предмет протекания токов (как правило, больших и быстроизменяющихся) через их выводы для наименьшего изменения потенциала точек подключения других компонентов к этим цепям [204].

Другими механизмами возникновения помех в ПП являются источники, управляемые напряжением и током [205]. Размещение ПП в экранирующем корпусе может эффективно ослабить влияние источников, управляемых напряжением и током. Однако важно обеспечить

хороший электрический контакт частей корпуса и его соединения с кабельными экранами, иначе сам корпус станет частью антенны, которая может возбуждаться относительно кабелей и других металлических конструкций. Линии входа-выхода представляют собой один из самых легких путей влияния нежелательной энергии на плату или от платы [206]. Указанные аспекты необходимо учитывать в ходе разработки принципиальной схемы и платы УЭМ бортовой РЭА КА.

2.2.1.2 Структура методики

1. Выявление и уменьшение площади контуров протекания тока. При идеальном варианте, если выделены источник и нагрузка, соединенные двумя проводниками (по которым протекают прямой и обратный токи), то эти проводники должны быть равной длины, и расположены максимально близко друг к другу, так чтобы в каждом сегменте линии из прямого и обратного проводников участок прямого тока был параллелен участку обратного тока. Примечательно, что в этом случае лучше вести обе трассы рядом на одном слое, синхронно выводя их на слой ортогональной трассировки, а в особых случаях применять печатные витые пары. Данный подход может использоваться при рассмотрении контура тока через обмотку реле и шунтирующий диод, цепи датчиков, цепи коммутации нагрузок.

2. Уменьшение связи через общий импеданс. Трассировка выводов земля- питание активных компонентов должна осуществляться так, чтобы протекание токов (как правило, больших и быстроизменяющихся) через эти выводы приводило к наименьшему изменению потенциала точек подключения других компонентов к этим цепям (рисунок 2.52) [204].

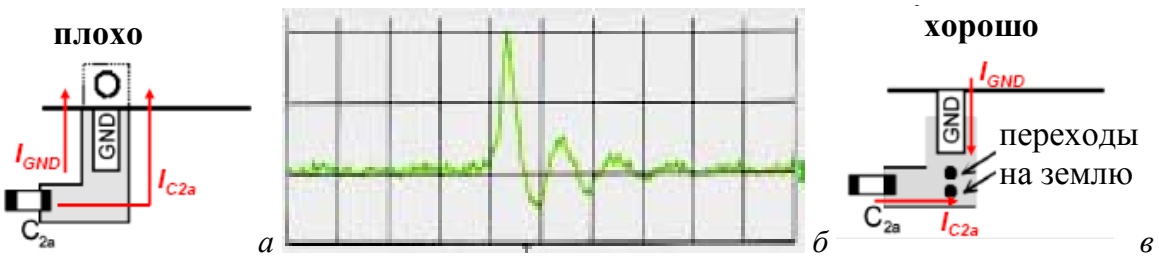
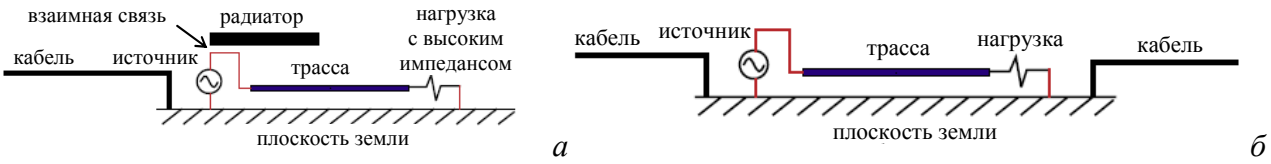


Рисунок 2.52 – Трассировка схемной земли: *а* – плохая из-за влияния тока через контакт GND полупроводникового прибора на потенциал земли (*б* – форма потенциала земли); *в* – хорошая из-за отдельных путей на схемную землю высокочастотных токов через конденсатор C_{2a} и через полупроводниковый прибор (больше сквозных металлизированных отверстий – меньше сопротивление постоянному току и индуктивность)

Общие участки схемной земли различных напряжений питания, а также аналоговых и цифровых цепей желательно минимизировать, поскольку они могут привести к неконтролируемым связям между цепями с различным питанием через общий импеданс.

3. Выявление источников, управляемых напряжением. Такие источники возникают, когда между двумя частями возможной антенны появляется напряжение сигнала, приводя к излучаемым эмиссиям. Например, сигнальная трасса, имеющая взаимную связь с тепловым радиатором, может возбуждать его относительно плоскости земли и всех соединенных с ней кабелей (рисунок 2.53*а*). Такой процесс называют механизмом, управляемым напряжением, поскольку уровень излучаемых эмиссий прямо пропорционален напряжению сигнала. Данные проблемы устраняются лучше всего посредством создания таких условий, при которых сигнальные трассы и компоненты не могут эффективно наводить помехи на «части» антенны значительного электрического размера. Сама сигнальная трасса (даже если она электрически длинная) не будет эффективной частью антенны, пока она расположена над или под сплошной сигнальной плоскостью земли.



а *б*

Рисунок 2.53 – Источники, управляемые напряжением (*а*) и током (*б*)

4. Выявление источников, управляемых током. Такие источники возникают, когда на ПП быстродействующие цепи расположены между двумя частями антенны (рисунок 2.53*б*). Ток сигнала, протекающий в контуре «трасса-плоскость», создает напряжение между любыми двумя кабелями, соединенными с противоположными частями плоскости. Это напряжение мало по отношению к напряжению сигнала, однако всего нескольких милливольт между двумя кабелями бывает достаточно для превышения требований к излучаемым эмиссиям. Такой процесс называют механизмом, управляемым током, поскольку уровень излучаемых эмиссий прямо пропорционален току сигнала. Если это событие произошло, то в большинстве случаев отсутствует экономичный выход из сложившейся ситуации. В основном у разработчика есть 3 варианта: уменьшить ток сигнала и/или площадь контура тока сигнала; переместить кабели или цепь так, чтобы цепь не была между кабелями; поместить плату в металлическую конструкцию и соединить экраны кабеля с этой конструкцией. Первый вариант предполагает новую трассировку, второй – новую компоновку. Третий вариант затратен, но принят к рассмотрению из-за проблемы с исходной компоновкой. Доминирующее влияние источников, управляемых током, – основная причина того, почему желательно располагать все кабельные соединители с одного края или угла ПП.

5. Контроль резонансов корпуса. В неправильно сконструированном корпусе проблемы с электромагнитными помехами могут быть связаны с резонансами, которые возникают внутри корпуса. Например, на высоких частотах гармоники сигнала могут совпадать с объемными

резонансами внутри корпуса. Когда это происходит, внутри него могут создаваться большие поля и энергия может излучаться через щели и апертуры корпуса. На уровне ПП лучший путь устранения проблемы такого типа – пытаться ограничить поля, связанные с сигналами, которые имеют значительные гармонические составляющие выше нескольких сотен мегагерц.

6. Влияние сигналов на вход-выход. Компонент на плате, связанный с компонентом вне платы через соединитель, должен размещаться как можно ближе к этому соединителю. Компоненты, не подсоединенные к цепям входа-выхода, должны размещаться, по крайней мере, в 2 сантиметрах от цепей входа-выхода и соединителей. Все внеплатные связи от одного компонента должны разводиться через один и тот же соединитель. Сигнальные токи могут создавать наводки на трассы, соединенные с проводниками кабеля. Поэтому трассы к соединителям неэкранированных кабелей должны быть довольно короткими и проходить как можно дальше от высокочастотных источников. Трассы, не относящиеся к входу-выходу, не должны находиться между входными-выходными соединителями и компонентами, передающими и принимающими сигналы через данный соединитель. Трассы сигналов с высокочастотным составом не должны проходить под компонентами, используемыми для входа-выхода платы.

7. Контроль паразитных параметров контактных площадок компонентов. Паразитную индуктивность трассировки выводов конденсаторов и резисторов желательно уменьшать. В общем случае это можно сделать за счет уменьшения длины и увеличения ширины трасс к выводам за счет увеличения числа параллельных переходных отверстий при переходе по слоям (рисунок 2.54*а*), а также за счет увеличения взаимной индукции трасс с прямым и обратным токами, например за счет их сближения, причем как в участках трасс, так и в сквозных металлизированных отверстиях (рисунок 2.54*б*) [207].

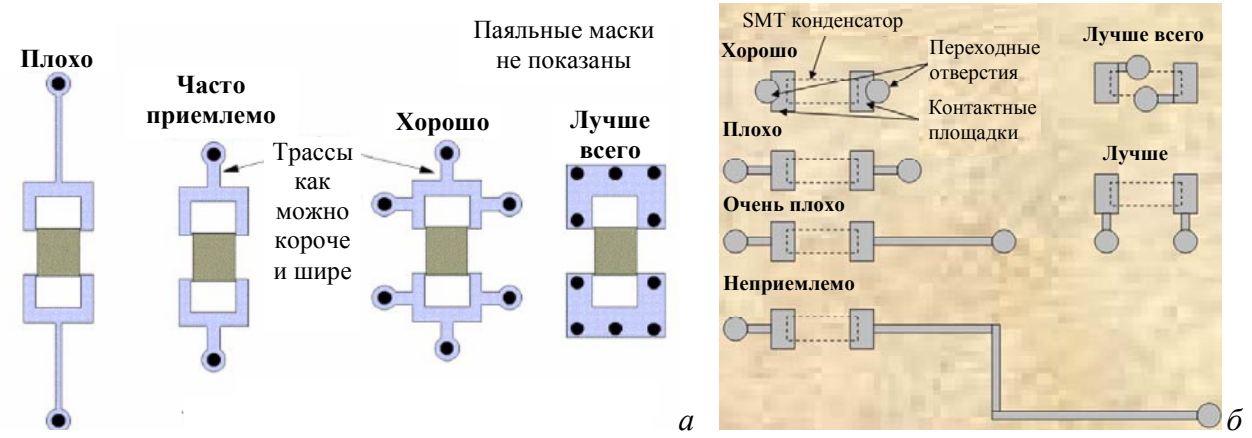


Рисунок 2.54 – Трассировка и переходные отверстия конденсаторов с акцентом на уменьшение паразитной индуктивности за счет длины (*а*) и расположения трасс и отверстий (*б*)

Паразитные емкости, всегда существующие между выходом и входом усилительных компонентов, не должны значительно увеличиваться за счет контактных площадок и трассировки на ПП.

8. Цепи земля-питание. Разводка системы земля-питание – сложная задача. Качественные рекомендации сводятся к обеспечению ее максимальной эквипотенциальности, достигающейся конструкторскими средствами, как правило, за счет уменьшения длины и индуктивности цепи земля-питание. Наилучшим вариантом для шин питания является их расширение и расположение (где это возможно) друг под другом на соседних слоях или рядом на одном слое, причем на как можно более близком к металлическому основанию слое (минимальная погонная индуктивность).

9. Перекрестные наводки в проводниках. Сигналы в длинных параллельных линиях различных цепей, близко расположенных друг к другу, могут создавать перекрестные наводки, причем как в начале, так и в конце линий (по отношению к источнику сигнала). Уменьшение длины линий уменьшает наводки. Наводка значительно зависит от расположения проводников, по которым протекают обратные токи, и требует моделирования конкретных конфигураций. Приближение к металлическому основанию уменьшает электромагнитные связи. Качественный анализ позволяет утверждать следующее. Расположение проводников друг под другом на соседних слоях (лицевая связь), как правило, дает самую большую наводку. При расположении проводников на одном слое (боковая связь) наводка, как правило, меньше, чем в первом случае, и уменьшается с ростом расстояния между проводниками. Причем это уменьшение тем сильнее, чем ближе трассы к плоскости земли.

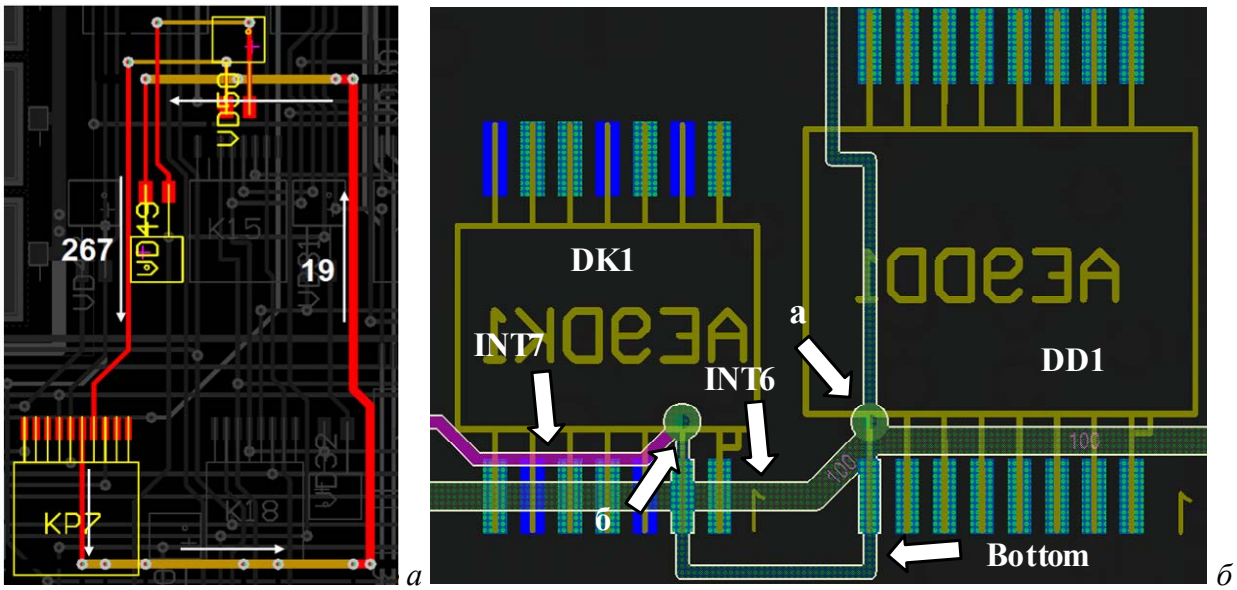
10. Распределение контактов соединителей. Соединители в ЭМС всегда рассматриваются как место возможной эмиссии помех от платы или наоборот. Связано это, как правило, с нарушением близкого расположения проводников прямого и обратного токов (для нечетной моды), а также с несоблюдением симметрии их расположения по отношению к корпусной земле (для четной моды).

2.2.1.3 Апробация методики на реальных унифицированных электронных модулях

В ходе НИОКР ТУСУРа для ОАО «ИСС» на основе методики предварительного анализа были выданы рекомендации для ряда различных УЭМ бортовой РЭА КА. Ниже представлены некоторые примеры.

1. Контуры тока обмотки реле и шунтирующего диода. На рисунке 2.55*а* представлен контур КР7-VD49-VD50. Стрелками показано направление тока после отключения обмотки реле от источника питания. Для уменьшения площади контура трассу 267 рекомендуется

провести ближе к трассе 19 либо реле КР7 подключить к общему проводу (трасса 19) в другом месте.



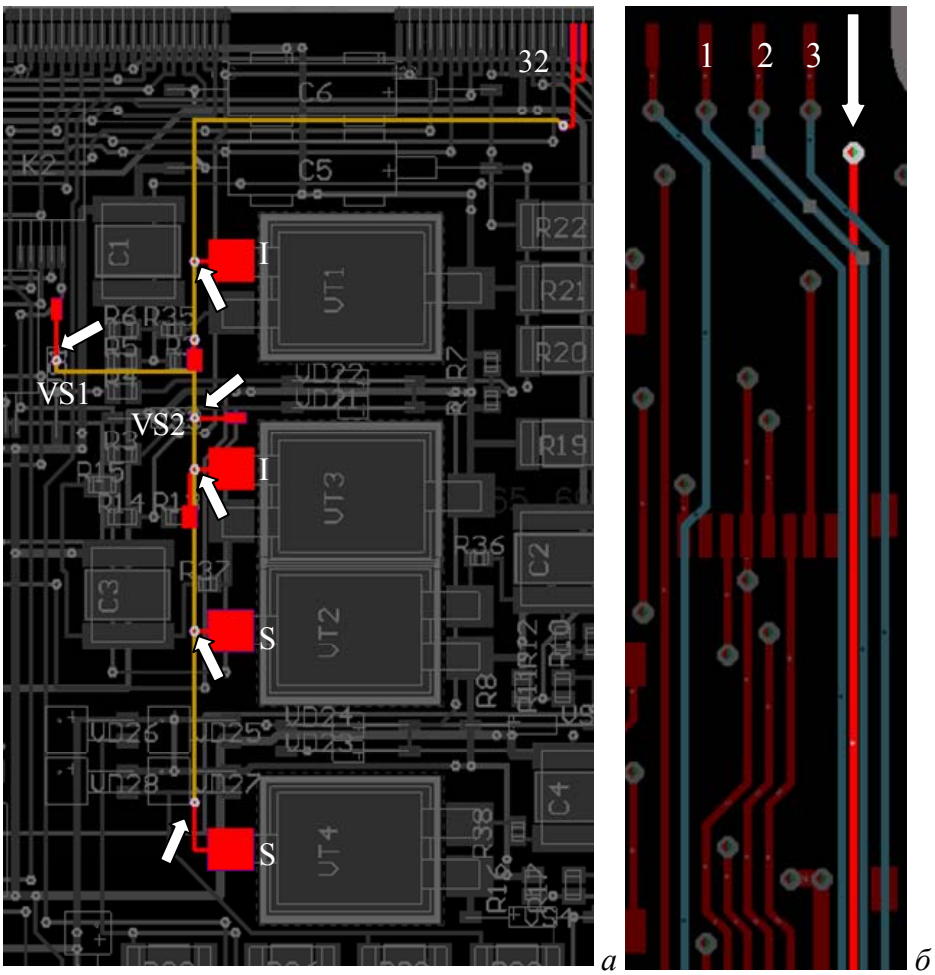
а *б*

Рисунок 2.55 – Контур КР7-VD49-VD50 (*а*) и участок платы возле микросхем DD1 и DK1 (*б*)

2. Связь через общий импеданс выводов земля-питание активных компонентов. На примере ИС DD1 и DK1 рассмотрены возможные связи через общий импеданс. На рисунке 2.55*б* показана конфигурация цепи земли. Трасса 100 (земли питания) в слое INT6 имеет переход на внешний слой Bottom в месте «а». Трасса в слое INT7 имеет переход на слой Bottom в месте «б». Таким образом, токи через контакт 7 (земли) цифровой ИС DD1 будут изменять потенциал контактной площадки контакта 7, от которого берется земля для контакта 2 аналоговой ИС DK1. Однако это изменение представляется незначительным. Гораздо серьезнее могут оказаться связи через общий импеданс аналоговой и цифровой земли, которые требуют дополнительного анализа.

3. Контроль паразитных параметров трассировки выводов компонентов. На рисунке 2.56*а* видно, что к шине 32 (ОБЩ.+15–1,3) подходят все 4 транзистора: *VT*1, *VT*3 соединены истоком; *VT*2, *VT*4 соединены стоком. Также к истоку транзисторов *VT*1, *VT*3 с помощью той же трассы соединяются стабилитроны *VS*1 и *VS*2. Трасса узкая (0,5 мм), что вызывает увеличение паразитной индуктивности. Для уменьшения ее влияния необходимо сделать трассу более широкой.

4. Параллельные дорожки из разных слоев. На рисунке 2.56*б* показан участок схемы, на котором в разных слоях параллельно проходят трассы, имеющие отношение к разным частям схемы. Трасса со стрелкой подсоединена к реле К6, трассы 1 и 2 относятся к реле К11, а трасса 3 — к *VD*61.



а *б*

Рисунок 2.56 – Подключение компонентов к шине 32 (*а*) и параллельные трассы (*б*)

5. Уменьшение связи через общий импеданс. На рисунке 2.57 показан участок схемы с конденсаторами *C*11, *C*14, *C*17 в цепях земля-питание. Емкости расположены между землей GNA и шиной питания +12 В, которая питает генератор *G*1. Они находятся рядом с генератором, что уменьшает паразитные индуктивности. Однако есть возможность увеличить число металлизированных отверстий (белые круги), что позволит уменьшить паразитные индуктивности отверстий почти в это же число раз, поскольку они соединены параллельно.

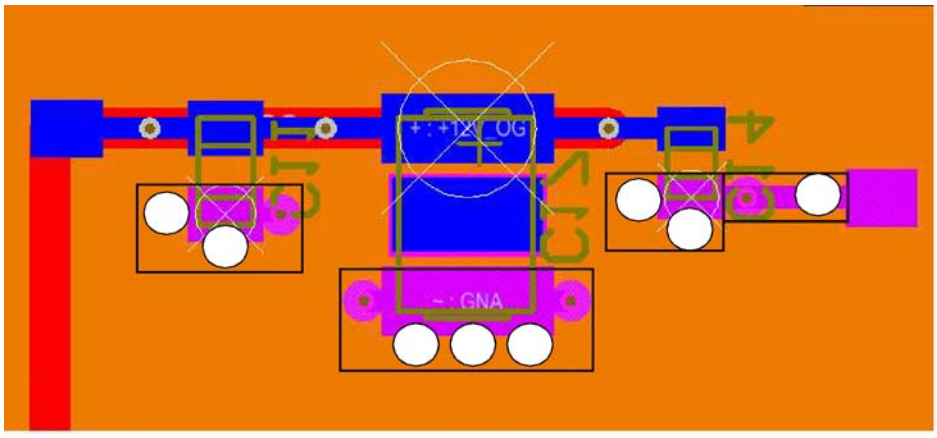


Рисунок 2.57 – Конденсаторы в цепях земля-питание

Кроме того, объединение их полигоном (черные прямоугольники на рисунке 2.57) также уменьшит индуктивность контактной площадки

2.2.2 Методика схемотехнического моделирования электрической схемы

1. Выполнить качественный анализ схемы. Определить: функциональное назначение схемы, диапазон рабочих частот, тип схемы (цифровая, аналоговая, аналогово-цифровая).

2. Создать модели генераторов воздействия.

2.1. Определить для сигнала: критичность (важность и информативность анализа отклика на его воздействие); вид (полезный, помеховый); тип (синусоидальный, импульсный, модулированный аналоговый, временная диаграмма и т.п.), параметры соответственно типу (амплитуда, частота, фронты и т.п.) и их ориентировочные значения (по умолчанию).

2.2. Составить список сигналов в порядке убывания их критичности.

2.3. Создать необходимые (с учетом их критичности) модели генераторов воздействия на базе типовых источников.

3. Выполнить анализ используемых компонентов.

3.1. Составить список компонентов схемы.

3.2. Выполнить поиск аналогов компонентов.

3.3. Выполнить поиск моделей компонентов (на базе аналогов) в библиотеке элементов, поставляемых в комплекте с используемой программой.

3.4. Учесть ограничения моделей, в частности, диапазон частот воздействий, в котором модели адекватны, и его соотношение с диапазоном частот воздействий.

3.5. Составить список компонентов, для которых отсутствуют модели.

4. Подготовить модели для отсутствующих компонентов.

4.1. Классифицировать недостающие компоненты по следующим классам: цифровые микросхемы базовой логики; цифровые микросхемы со сложной функциональностью; ПЛИС; АЦП/ЦАП; аналоговые микросхемы; операционные усилители; биполярные транзисторы и сборки; полевые транзисторы и сборки; диоды, мосты и сборки; стабилитроны и тиристоры; индуктивности и трансформаторы, ферритовые компоненты, конденсаторы, резисторы.

4.2. Выполнить поиск технической документации для недостающих компонентов.

4.3. Создать модели для недостающих компонентов.

4.3.1. На основе списка недостающих компонентов распределить работы по созданию моделей.

4.3.2. Создать модели для недостающих компонентов, используя методики.

4.3.3. Нарисовать схемные символы для новых компонентов (без символов).

4.3.4. Установить связи между схемными символами и моделями для созданных компонентов.

4.3.5. Дополнить библиотеку компонентов созданными компонентами.

5. Определить начальные параметры моделирования схемы для типов анализа.

5.1. Для Transient/Fourier Analysis (расчёт переходных процессов и спектральный анализ) задать оптимальную продолжительность анализа и шаг по времени.

5.2. Для AC Small Signal Analysis (расчёт частотных характеристик) задать следующие параметры: диапазон частот моделирования; sweep type (характер изменения частоты: линейный, логарифмический); test points (число точек).

5.3. Для Parameter Sweep (параметрический анализ) задать, для изменения каких параметров и в каком диапазоне необходимо выполнить один из выбранных выше типов анализа.

5.4. Задать общие параметры: Integration method (метод интегрирования).

6. Составить схему (или открыть, если она уже есть) устройства в редакторе схем, используя готовые и созданные модели компонентов.

7. Подключить генераторы воздействий к схеме.

8. Выбрать вид и настроить параметры анализа (п. 5).

9. Запустить процесс моделирования.

10. Проверить корректность результатов моделирования.

11. Сохранить результаты моделирования.

2.2.3 Методика схемотехнического моделирования печатного узла с учётом паразитных параметров компонентов и печатной платы

1. Подготовить модели для пассивных компонентов с учётом паразитных параметров.

1.1. По методике измерения паразитных параметров пассивных компонентов получить параметры для моделей.

1.2. По методике создания моделей пассивных компонентов с учётом паразитных параметров получить модели.

2. Создать модели для активных компонентов с учётом паразитных параметров.

2.1. По методикам измерения паразитных параметров активных компонентов получить данные параметры для компонентов.

2.2. По методике создания моделей активных компонентов с учётом паразитных параметров дополнить модели активных компонентов паразитными параметрами.

2.2.4 Методика анализа целостности сигнала печатной платы в системе TALGAT

1. Выполнить импорт ПП в TALGAT.

1.1. Сохранить ПП в формате Altium/Protel 99.

1.2. На основе команд модуля TLPCB выполнить импорт ПП в TALGAT.

2. Выполнить моделирование распространения электрических сигналов в межсоединениях ПП на основе квазистатического подхода.

2.1. Вычислить матрицы погонных параметров отрезков многопроводных линий передачи.

2.1.1. Построить поперечные сечения фрагмента ПП, используя команды модуля MOM2D.

2.1.2. Выполнить сегментацию поперечного сечения по критерию, чтобы на торце проводников было не менее 3-х подынтервалов.

2.1.3. Вычислить матрицы погонных параметров **L**, **R**, **C**, **G**.

2.1.4. Для получения более точных (с учетом дисперсии) результатов вычислить матрицы **C** и **G** с учетом частотной зависимости параметров материалов диэлектриков.

2.1.5. Для рассматриваемого фрагмента на основе полученных матриц **L**, **C**, **G**, **R** вычислить: матрицу характеристических импедансов; погонные задержки мод; коэффициенты ёмкостной и индуктивной связей.

2.2. Вычислить параметры трехмерных неоднородностей.

2.2.1. Построить модели неоднородности, используя команды модуля MOM3D.

2.2.1.1. Аппроксимировать неоднородность прямоугольниками, ориентированными ортогонально осям декартовых координат.

2.2.1.2. Выполнить сегментацию модели.

2.2.1.3. Вычислить емкость неоднородности для контактных площадок и посадочных мест компонентов, переходных отверстий.

2.3. Вычислить отклик схемы многопроводной линии передачи на заданное воздействие.

2.3.1. Задать параметры: временной шаг (TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_time"); число отчетов на период повторения импульсов для алгоритмов БПФ (TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "count_degree").

2.3.2. Построить эквивалентную схему, используя команды модуля RESPONSE.

2.3.3. Задать параметры входных воздействий.

2.3.4. Используя команду T_RESPONSE, вычислить временные и частотные отклики.

2.4. Вывести полученные результаты, используя команды модуля GRAPH.

2.2.5 Анализ целостности питания в печатном узле

2.2.5.1 Анализ индуктивности цепи земля-питание в печатных платах

В разделе представлены результаты анализа индуктивности цепи земля-питание в ПП бортовой РЭА КА при изменении ширины проводников и расстояния между ними [208–211] для ДПП и МПП с учётом реального стека УЭМ бортовой РЭА КА. Структуры ПП на металлическом основании представлены на рисунке 2.58.

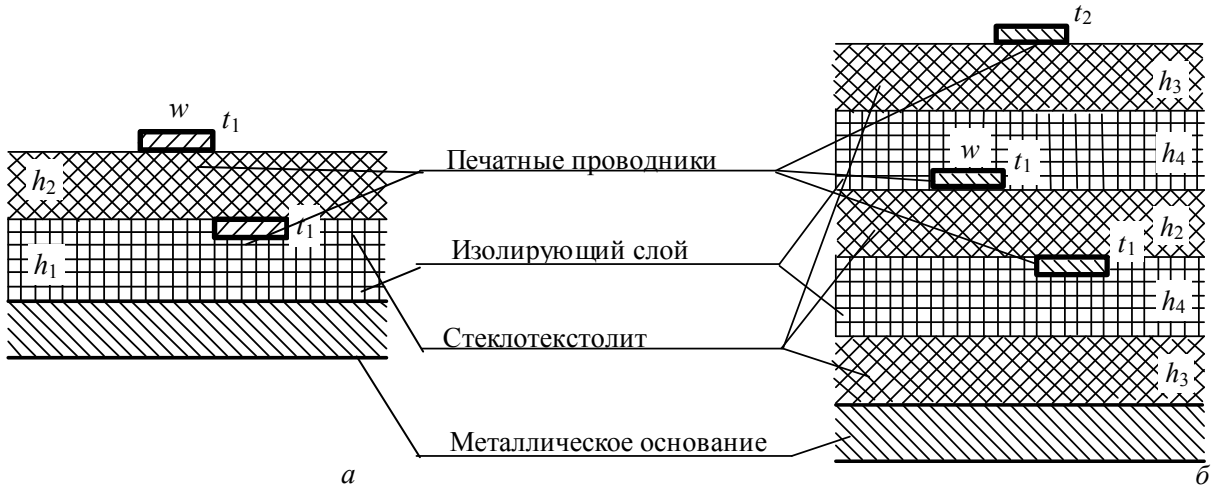


Рисунок 2.58 – Фрагменты поперечного сечения ДПП (*а*) и МПП (*б*)

При моделировании полагалось, что толщина материала h_2=0,18 мм, h_3=0,114 мм; толщина фольги t_1=35 мкм, t_2=18 мкм; толщина изолирующего слоя h_1=0,248 мм, h_4=0,124 мм; ширина проводников w=0,5; 1; 2 мм.

Для анализа структур ПП использовано вычисление матрицы погонных индуктивностей. Погонная индуктивность цепи земля-питание определяется, как у пары связанных линий при дифференциальном воздействии [212]

$$L_{З–П}=L_{11}+L_{22}–2L_m, \qquad (2.19)$$

где L_{11}, L_{22}, L_m – элементы матрицы погонных индуктивностей, вычисляемые в TALGAT (опорным проводником полагается плоскость металлического основания).

Проводники цепи земля-питание представляют собой отрезки связанных линий передачи, которые для ДПП могут быть трёх вариантов (рисунок 2.59).



Рисунок 2.59 – Геометрические модели поперечного сечения ДПП для вариантов *а*, *б*, *в*

Вычисления для вариантов *а*, *в* выполнялись при изменении расстояния между краями проводников в диапазоне s=0,5–4,5 мм, а для варианта *б* – между центрами проводников в диапазоне Δ=0–4,5 мм (s=Δ–w). Результаты для ДПП представлены на рисунке 2.60*а*'.

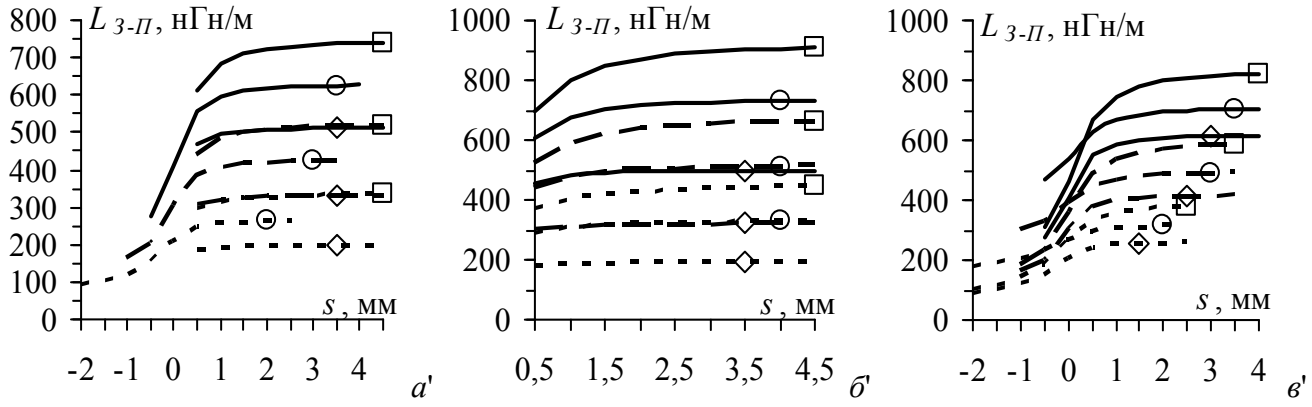


Рисунок 2.60 – Зависимость от s погонной индуктивности цепи земля–питание для вариантов:

а (□), *б* (○), *в* (◊) из рисунков 2.59, 2.61, 2.62 при w = 0,5 (—), 1 (– –), 2 (- -) мм

Из рисунка видно, что выбором расположения и размеров трасс цепи земля-питание можно значительно уменьшить её погонную индуктивность (с 742 нГн/м до 92 нГн/м, т. е. в 8 раз). Однако при уменьшении s с больших значений до 0,5 мм погонная индуктивность уменьшается несущественно. Расположение проводников на верхнем слое является наихудшим, а на нижнем – уменьшает индуктивность примерно в 1,5 раза. Расположение проводников на разных слоях даёт промежуточные результаты, но уменьшение s от 0,5 мм до расположения проводников друг под другом уменьшает индуктивность примерно в 2 раза, давая наилучший результат (примерно в 1,5 раза лучше нижнего слоя). Каждое удвоение w уменьшает индуктивность примерно в 1,5 раза. Примечательны совпадения двух пар графиков, показывающие, что один и тот же результат (при любых расстояниях между проводниками) можно получить при разной ширине и разном расположении проводников. Это даёт конструктору дополнительную свободу при трассировке.

При анализе многослойной ПП рассмотрено шесть вариантов поперечных сечений. При этом проводники располагаются как на одном (рисунок 2.61), так и на разных (рисунок 2.62) слоях.

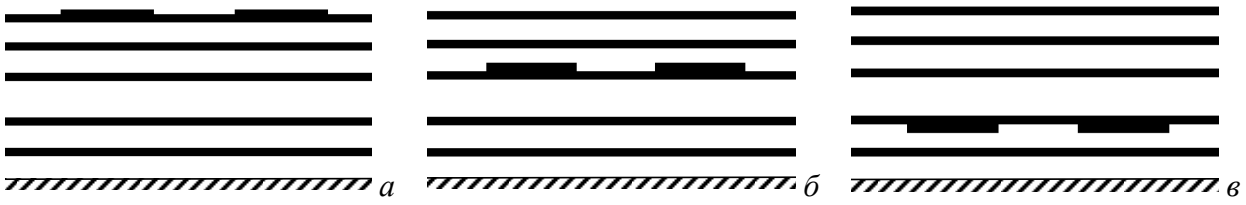


Рисунок 2.61 – Геометрические модели поперечного сечения МПП

для вариантов на одном слое: *а*, *б*, *в*

Результаты вычислений для одного слоя представлены на рисунке 2.60*б*', из которого видно, что выбором параметров можно уменьшить индуктивность (от 910 до 182 нГн/м, т.е. в 5 раз). По сравнению с ДПП индуктивность выше (минимальное значение выше в 2 раза), что объяснимо удалением проводников от основания. Аналогично ДПП, каждое приближение

проводников к основанию и увеличение *w* позволяет уменьшить индуктивность, но в меньшей степени (примерно на четверть). Имеется и аналогичное ДПП совпадение графиков.

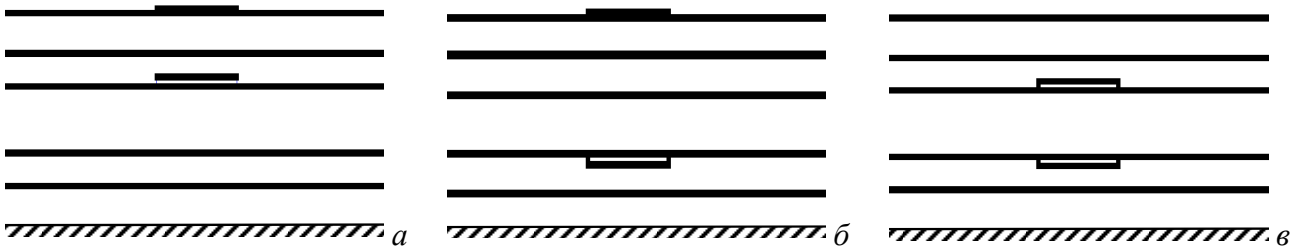


Рисунок 2.62 – Геометрические модели поперечного сечения МПП для вариантов на разных слоях: *а*, *б*, *в*

Результаты вычислений для разных слоёв представлены на рисунке 2.60*в*', из которого видно, что выбором параметров можно значительно уменьшить индуктивность (от 820 до 92 нГн/м, т.е. в 9 раз). По сравнению с результатами, когда проводники расположены на одном слое (рисунок 2.61), минимальное значение индуктивности меньше в 2 раза. Увеличение *w* уменьшает индуктивность. Приближение проводников к основанию уменьшает индуктивность, но лишь пока *s* больше 0,2 мм. При меньших *s* индуктивность у варианта *а* меньше, чем у варианта *б* и приближается к наилучшему варианту *в*.

Таким образом, в разделе описан анализ цепи земля-питание в ДПП и МПП, используемых при создании УЭМ бортовой РЭА КА. Для разработчиков модулей вычислены зависимости погонной индуктивности цепи земля-питание с проводниками разной ширины от расстояния между проводниками ДПП и МПП. Полученные результаты показали возможность значительного уменьшения индуктивности (для ДПП в 8 раз, а для МПП в 9 раз), причём только за счёт трассировки проводников. Использование этого ресурса может быть весьма эффективным для совершенствования цепи земля-питание без дополнительных компонентов, не исключая возможности уменьшения их числа. Особенно важной такая возможность может оказаться в условиях жёстких сроков при необходимости совершенствования, выявленной перед самым изготовлением ПП, в том числе повторном.

2.2.5.2 Моделирование цепи земля-питание в печатных узлах

Представлено моделирование цепи земля-питание печатного узла УЭМ бортовой РЭА КА. Шины схемной земли и питания от соединителя (2X1) до микросхемы (AA1DD6) представлены на рисунке 2.63. Для моделирования фрагмент представляется в виде схемы из шести отрезков линий передачи (рисунок 2.64) с длинами, начиная от края l_1=31,8 мм, l_2=42,475 мм, l_3=10,575 мм, l_4=22,575 мм, l_5=13,8 мм и l_6=14,4 мм (l_Σ=135,625 мм). Геометрические модели поперечных сечений этих отрезков показаны на рисунке 2.64 (t=0,035 мм, w=2 мм, h_2=0,25 мм с ε_{r2}=5,4, h_1=0,248 мм с ε_{r1}=5,4).

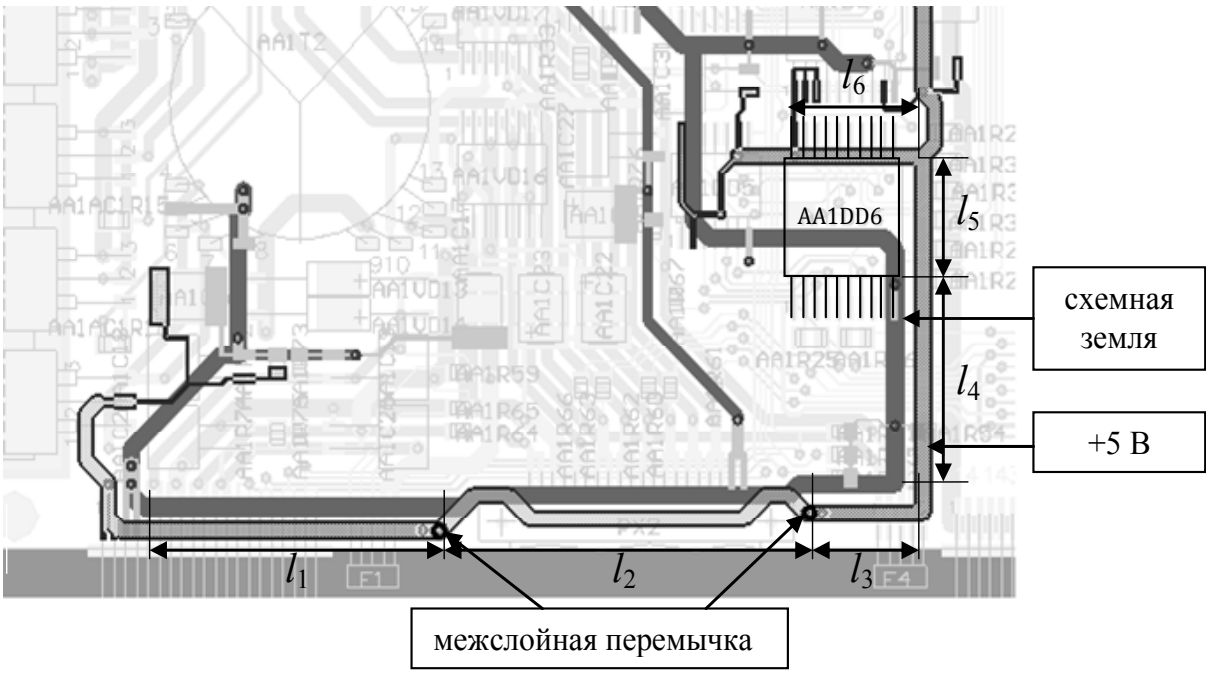


Рисунок 2.63 – Рассматриваемый фрагмент цепи земля-питание

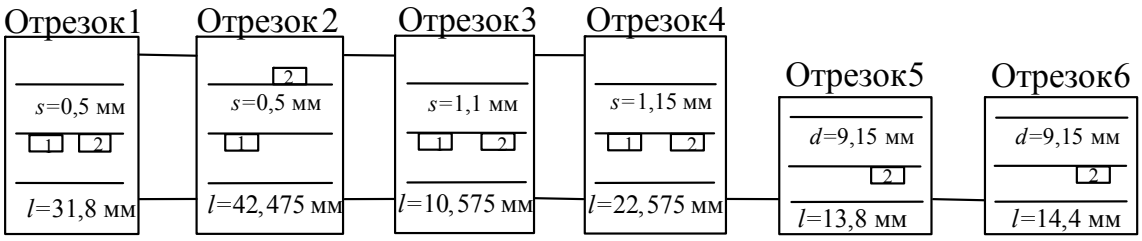


Рисунок 2.64 – Схема из шести отрезков линий передачи для моделирования рассматриваемого фрагмента

Для имитации всплеска тока, возникающего в ИС при переключении логических состояний, используется источник тока экспоненциальной формы с параметрами: амплитуда I_0=0,1 А, длительность t=5 нс, время фронта и спада t_r=t_f=2,5 нс.

Эквивалентная модель цепи земля-питание ИС представлена на рисунке 2.65. Источник тока предполагается идеальным, т.е. внутреннее сопротивление источника R стремится к бесконечности.

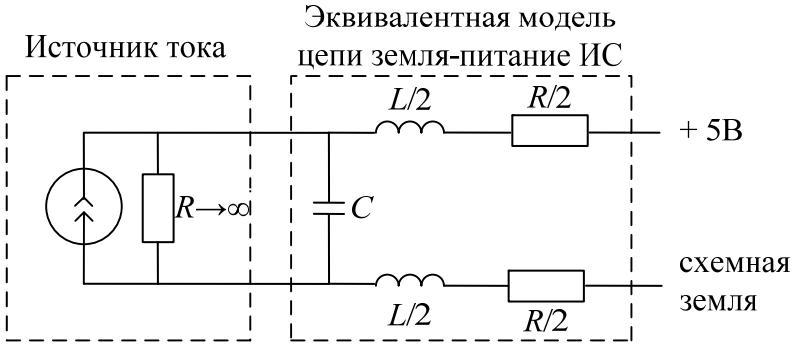


Рисунок 2.65 – Эквивалентная модель цепи земля-питание ИС

Согласно MIL-STD-461F в типовых установках для испытаний используется эквивалент нагрузки LISN (line stabilization network), принципиальная схема которого приведена на рисунке 2.14, где R_1=5 Ом, R_2=1 кОм, C_1=8 мкФ, C_2=0,25 мкФ и L=50 мкГн.

В результате эквивалентная схема, используемая при моделировании, представлена на рисунке 2.67 (R_2=R_3=R/2=0,05 Ом, R_4=50 Ом, R_5=1 кОм, R_6=5 Ом, C_1=1,5 пФ, C_2=0,25 мкФ, C_3=8 мкФ, L_1=L_2=L/2=2,5 нГн, L_3=50 мкГн). В ходе работы выполнялось два вида моделирования: без развязывающего конденсатора и с учетом влияния этого конденсатора, расположенного возле микросхемы. Использовались следующие параметры его эквивалентной схемы: C=100 нФ, L=2 нГн, R=0,2 Ом. Эквивалентная схема с развязывающим конденсатором представлена на рисунке 2.68 (R_2=R_3=R/2=0,05 Ом, R_4=50 Ом, R_5=1 кОм, R_6=5 Ом, R_7=0,2 Ом, C_1=1,5 пФ, C_2=0,25 мкФ, C_3=8 мкФ, C_4=100 нФ, L_1=L_2=L/2=2,5 нГн, L_3=50 мкГн, L_4=2 нГн). Результаты моделирования, полученные с учетом и без учета развязывающего конденсатора, представлены на рисунке 2.66.

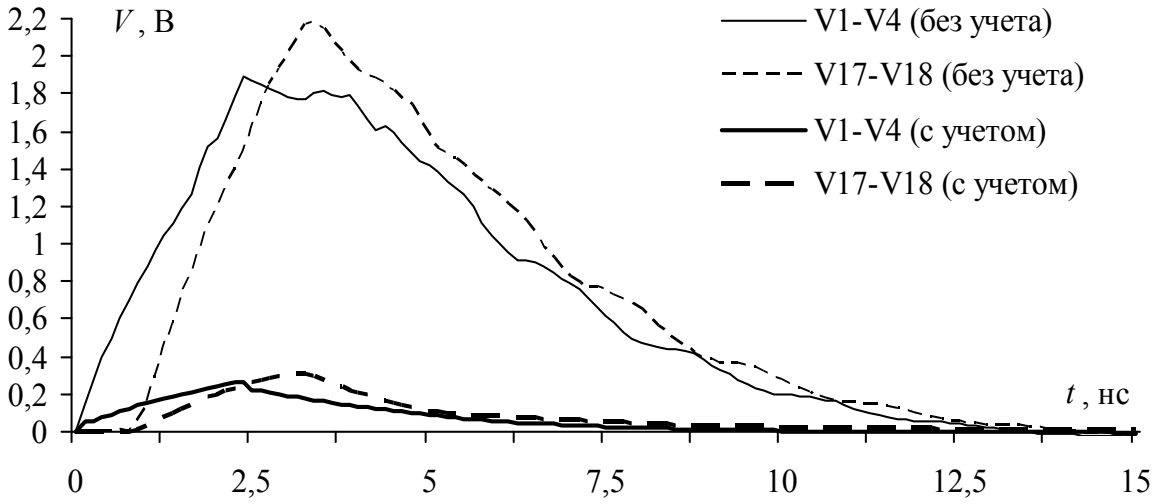


Рисунок 2.66 – Формы напряжения с учетом и без учета развязывающего конденсатора

Из рисунка видно, что при расположении развязывающего конденсатора возле ИС напряжение уменьшается в 7 раз.

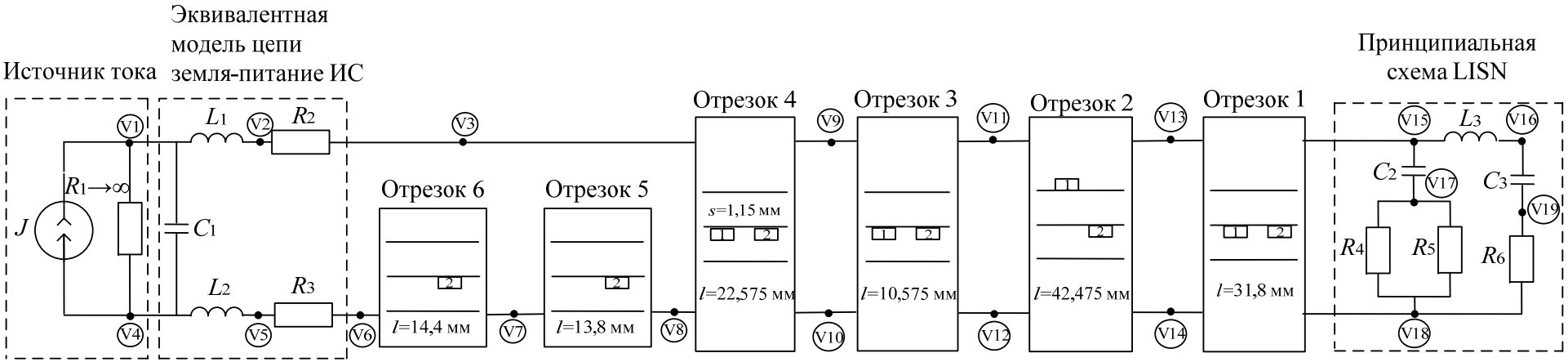


Рисунок 2.67 – Эквивалентная схема без развязывающего конденсатора

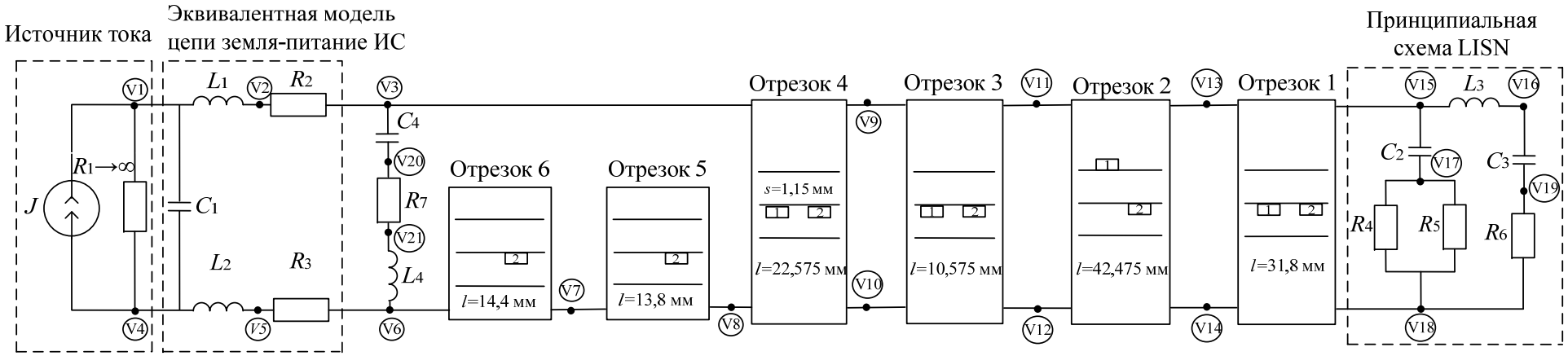


Рисунок 2.68 – Эквивалентная схема с развязывающим конденсатором

2.3 Основные результаты главы

В рамках квазистатического подхода разработаны алгоритмы для вычисления временного и частотного откликов в произвольных схемах из отрезков МПЛП с произвольными RLC – схемами на стыках. Разработаны и протестированы программно-математические средства вычисления отклика на различные воздействия. Реализован программный модуль RESPONSE в TALGAT. *Указанные алгоритмы могут быть использованы в САПР для анализа ЦП, ЦС и ЭМС РЭА различных структурных уровней (чипов, ИС, систем-на-кристале, систем-в-корпусе, ПП, блоков), а реализованный модуль может быть использован для вычисления отклика любых фрагментов реальной РЭА в рамках адекватности квазистатического подхода.*

Предложена методика для синтеза широкополосных моделей пассивных двухполюсных компонентов из *RLC*-элементов. По ней получены модели резистора, конденсатора, индуктивности в виде эквивалентной схемы для анализа ЭМС в диапазоне частот до 40 ГГц. *Предложенная методика позволяет получать многорезонансные модели заданной точности для любых пассивных двухполюсных компонентов, тем самым обеспечивая виртуальные испытания РЭА до частот, заданных стандартами по ЭМС.*

Приведены методика и алгоритм определения частотной зависимости ε_r двухсторонне фольгированных материалов. Выявлена чувствительность метода к точности определения частот резонансов и его погрешности к уменьшению размеров резонатора. Для трех резонаторов на FR-4 показаны хорошее совпадение в пересечении диапазонов частот (844–1975 МГц) и выявление нефизичных выбросов. Частотная зависимость ε_r аппроксимирована полиномом пятой степени. *Указанные результаты позволяют получить аналитическую математическую модель частотной зависимости ε_r любых диэлектрических материалов ПП.*

Разработаны и представлены методики для проведения имитационного моделирования ЭМС печатных узлов РЭА. Разработана методика предварительного анализа ЭМС УЭМ бортовой РЭА. Методика основана на качественном анализе (без моделирования) и позволяет разработать конкретные рекомендации по улучшению ЭМС УЭМ, без знания специфики схемотехники УЭМ (что позволяет использовать методику внешними специалистами к разработкам на режимных предприятиях) и только посредством изменений в трассировке УЭМ (что позволяет не изменять сборочный чертеж ПП). Разработаны методика схемотехнического моделирования печатного узла с учётом паразитных параметров компонентов и ПП и методика анализа ЦП ПП в TALGAT. Приведены примеры анализа ЦС и ЦП в печатном узле РЭА, демонстрирующие применимость методик к произвольным цепям ПП.

3. МОДАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

3.1 Технология уменьшения взаимовлияний в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров проводников и диэлектриков

3.1.1 Уменьшение взаимовлияний за счет диэлектрического покрытия печатных плат

В данном разделе рассмотрено уменьшение взаимовлияний электрических сигналов посредством оптимального выбора диэлектрического покрытия ПП. На примере микрополосковой линии показано влияние диэлектрического покрытия ПП на форму импульсного сигнала в активном и пассивном проводниках линии [213–217]. Исследованы искажения сигнала в линии передачи, обусловленные различием задержек распространения мод. Они называются здесь *модальными* и исследуются в «чистом» виде (в отсутствии других искажений) в зависимости от числа связанных линий и их параметров [218, 219].

Для пояснения влияния диэлектрического покрытия (это может быть либо лак, либо дополнительный покрывающий диэлектрический слой) ПП на взаимовлияние электрических сигналов рассмотрим микрополосковую линию. Структура микрополоской линии с покрывающим диэлектрическим слоем представлена на рисунке 3.1, где t и w – толщина и ширина проводников, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, h_1 – толщина подложки, h_2 – толщина диэлектрического слоя.

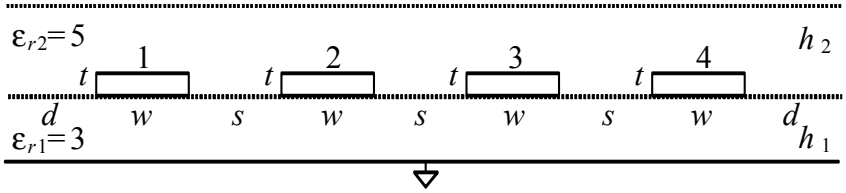
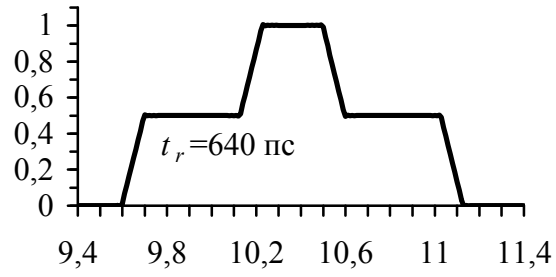
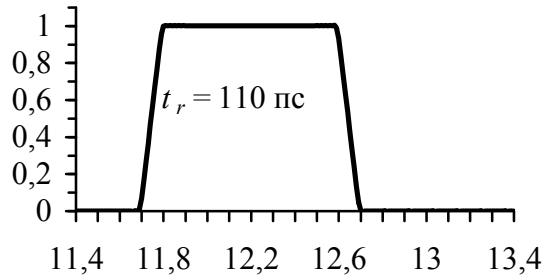
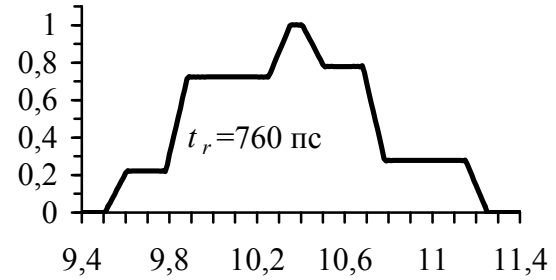
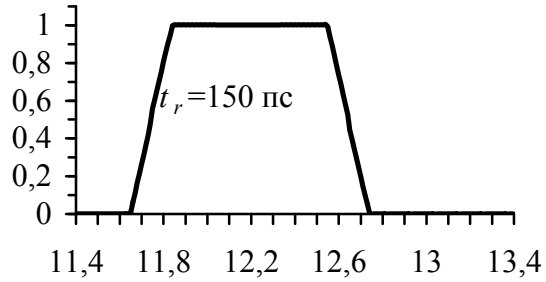
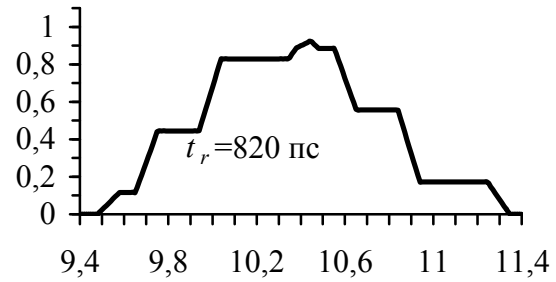
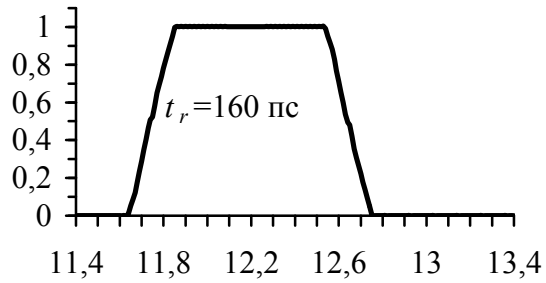


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение многопроводной микрополоской линии с покрывающим диэлектрическим слоем

Для данной структуры вычислены погонные коэффициенты электростатической **C** и электромагнитной **L** индукции для двух, трёх и четырёх (N=2, 3, 4) связанных микрополосковых линий. Во всех вариантах параметры структуры таковы, что t/w=0,05; d/w=1; s/w=1; h_1/w=0,5. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки ε_{r1}=3. Для покрывающего слоя ε_{r2}=5, а его относительная толщина h_2/w=0; 0,1; 0,15; …; 1. Затем получены формы сигналов в конце линии 1 при условии, что к её началу подключен импульсный генератор э.д.с.: амплитудой E_0=1 В, длительность вершины t_d =800 пс (таблица 3.1) и t_d =0 пс (таблица 3.2), длительность фронта и спада t_r =t_f =100 пс. Потери и дисперсия не учитывались, а к концу каждой линии подключались резисторы с сопротивлением, равным соответствующим

диагональным элементам матрицы импедансов (т.е. на конце линий обеспечивалось псевдосогласование).

Таблица 3.1 – Формы напряжения (В, нс) в конце проводника 1 при l =2 м, N =2, 3, 4, h_{d2}/w = 0; 0,25 для t_d = 800 пс (на графиках указано время фронта по уровням 0,1–0,9)

N	h_2/w=0	h_2/w=0,25
2		
3		
4		

Из таблицы 3.1 для столбца h_2/w =0 (покрывающего диэлектрического слоя нет) видно, что фронт импульса из линейно нарастающего стал ступенчатым из-за модальных искажений. Дальнейшее увеличение временных интервалов между ступеньками импульса (связанное с уменьшением фронта, длительности сигнала или увеличением длины линии) может привести к многократному увеличению времени фронта импульса, изменению его длительности, уменьшению амплитуды, изменению формы и даже к увеличению числа импульсов. Данную проблему можно решить с помощью покрывающего диэлектрического слоя, как видно из столбца таблицы 3.1 для h_2/w=0,25, где модальные искажения существенно уменьшаются из-за выравнивания скоростей распространения (или погонных задержек) мод. Модальные искажения импульса в отрезке многопроводных линий передачи тем меньше, чем строже выполняется условие

$$l[\max(\tau_i)-\min(\tau_i)] << t_r,\ i=1,\ \ldots,\ N, \qquad (3.1)$$

где l – длина отрезка, τ_i – погонная задержка i-й моды отрезка, t_r – время фронта импульса, N – число проводников в отрезке (не считая опорного). Это подтверждается данными таблицы 3.3, из которой видно, что максимальная разность погонных задержек для h_2/w=0,25 значительно меньше, чем для h_2/w=0, и именно этим объясняется практически полное отсутствие искажений для h_2/w=0,25 (правый столбец таблиц 3.1 и 3.2).

Таблица 3.2 – Формы напряжения (В, нс) в конце проводника 1 при l = 2 м, N = 2, 3, 4, h_2/w = 0; 0,15; 0,25 для t_d=0 пс

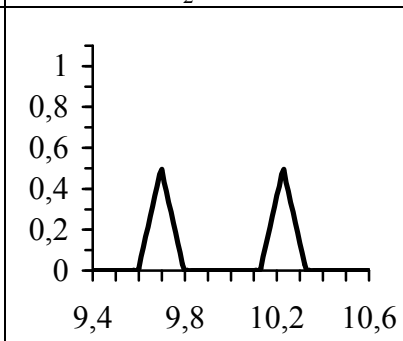
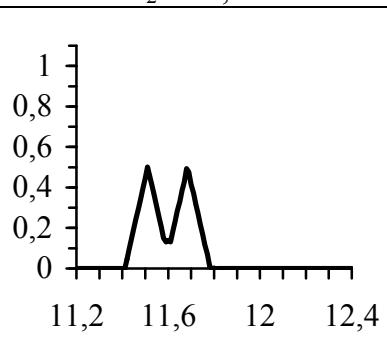
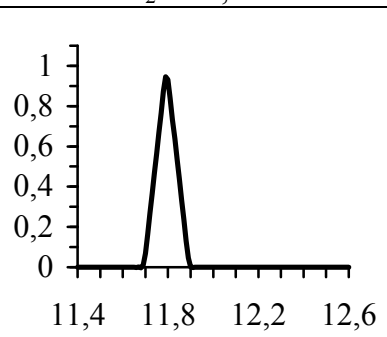
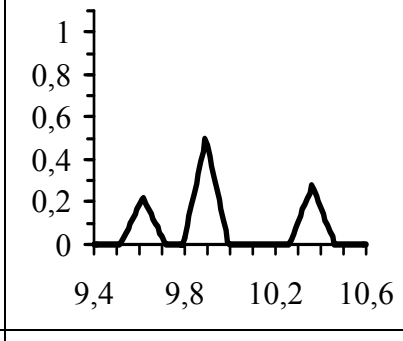
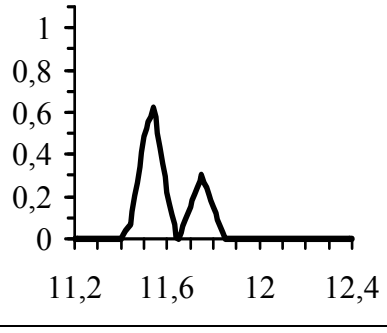
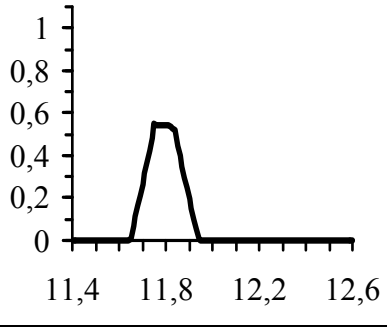
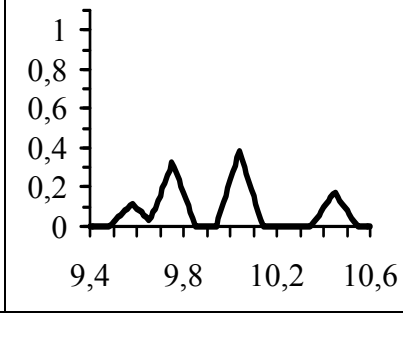
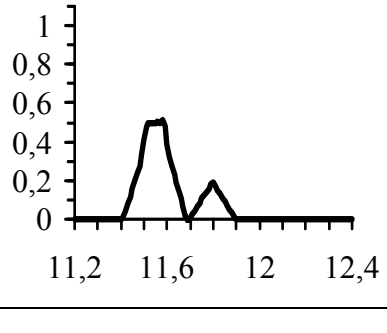
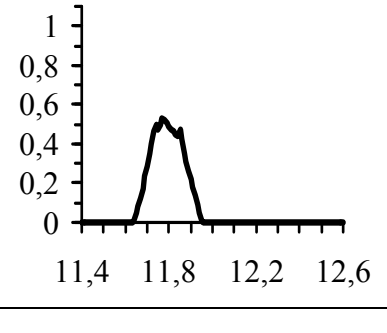
N	h_2/w=0	h_2/w=0,15	h_2/w=0,25
2			
3			
4			

Таблица 3.3 – Погонные задержки мод и их максимальная разность (пс/м)

h_2/w	N=2			N=3				N=4				
	τ_1	τ_2	$\max(\tau_i)-\min(\tau_i)$	τ_1	τ_2	τ_3	$\max(\tau_i)-\min(\tau_i)$	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	$\max(\tau_i)-\min(\tau_i)$
0	4799	5064	265	5131	4896	4758	373	5173	4740	4970	4826	433
0,25	5850	5843	7	5824	5871	5855	47	5818	5836	5876	5875	58

Следовательно, максимальная разность погонных задержек мод отрезка многопроводных линий является основной характеристикой, определяющей выраженность модальных искажений сигнала в этом отрезке. Поэтому для этой структуры были вычислены её зависимости от h_2/w для N=2, 3, 4 (рисунок 3.2).

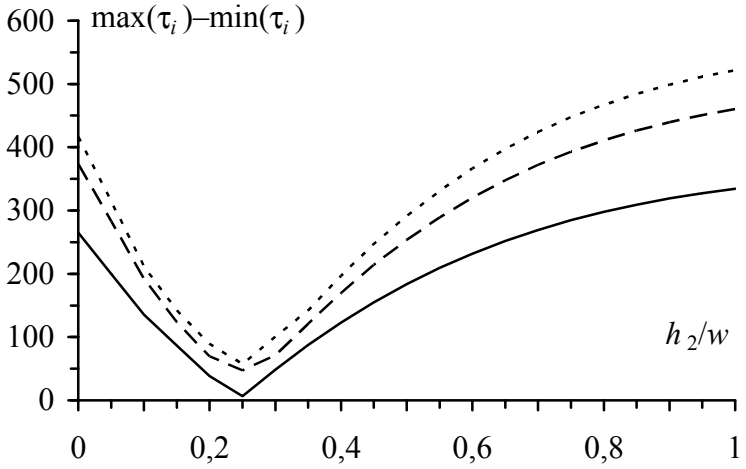


Рисунок 3.2 – Зависимости максимальной разности погонных задержек мод (пс/м) от h_2/w для N = 2 (—), 3 (– –), 4 (---)

Из представленного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Для рассмотренных микрополосковых линий изменением h_2/w можно изменять максимальную разность погонных задержек мод, причём есть оптимальное значение (h_2/w≈0,25 для всех линий), соответствующее минимуму этой разности.

2. Рост числа проводников исследованной микрополосковой линии увеличивает максимальную разность погонных задержек мод, а следовательно, модальные искажения. Под *модальными искажениями*, в дальнейшем будет пониматься, изменения сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи. Этот факт может существенно влиять на модальные искажения сигнала в плотных межсоединениях, например, в многожильных кабелях или в ПП. Иными словами, сигнал в активной линии способен сильнее искажаться в зависимости от того, проходит ли эта линия: одна, вблизи с одной, двумя или несколькими соседними линиями, пусть даже без источников. И может понадобиться контроль этих факторов.

3. Для оценки модальных искажений достаточно вычислить максимальную разность погонных задержек мод без вычисления временного отклика.

4. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, состоящей из N проводников (не считая опорного), он может подвергаться модальным искажениям вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии (левый

столбец таблицы 3.2). Полное разложение импульса в отрезке длиной l имеет место, если общая длительность импульса t_Σ меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_\Sigma < l \cdot \min|\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \ldots, N, \; i \neq k \tag{3.2}$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$-й моды отрезка.

В межсоединениях могут распространяться сигналы в виде последовательности импульсов, например, меандра, синусоиды и т.д. Поэтому исследовалось влияние модальных искажений на эти сигналы. Вычисление форм сигнала выполнялось при условии N=2, h_2/w=0, l=1 м и нагрузками, описанными выше. Вначале, подключался генератор э.д.с. с выходным сигналом в виде меандра со следующими значениями параметров E_0=2 В, $t_r = t_f$ =50 пс, а длительность вершины импульса изменялась: t_d =500; 300; 200; 100 пс. Соответственно, частоты повторения импульсов равны f≈0,9; 1,43; 2; 3,3 ГГц. Затем подключался генератор э.д.с. в виде синусоидального сигнала.

В результате получено, что с увеличением частоты (уменьшением длительности вершины импульса) в активном проводнике происходит постепенное слияние сигналов четной и нечетной моды, а при f=1,88 ГГц (t_d=215 пс) происходит полное слияние двух мод (рисунок 3.3, 3.4). Можно полагать, что для сигнала в виде меандра оно происходит тем полней, чем строже выполняется условие

$$t_d + t_f \approx l\,|\tau_1 - \tau_2|. \tag{3.3}$$

Для подтверждения подставив в (3.3) $|\tau_1 - \tau_2|$=265 пс/м из таблицы 3.3, l=1 м, t_d =215 пс, t_f=50 пс, получим 215 пс +50 пс≈1 м·265 пс/м. Частоту первого нуля двух мод в линии передачи можно вычислить из выражения

$$f_{м} \approx \frac{1}{2 \cdot l \cdot |\tau_1 - \tau_2|} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 265 \cdot 10^{-12}} \approx 1{,}88 \text{ ГГц}. \tag{3.4}$$

В итого получено, что на частотах f_k=(2·k–1)·$f_м$, k= 1, 2, … , слияние двух мод будет происходить в конце активного проводника, а при f_k=2·(k–1)·$f_м$ – в конце пассивного проводника.

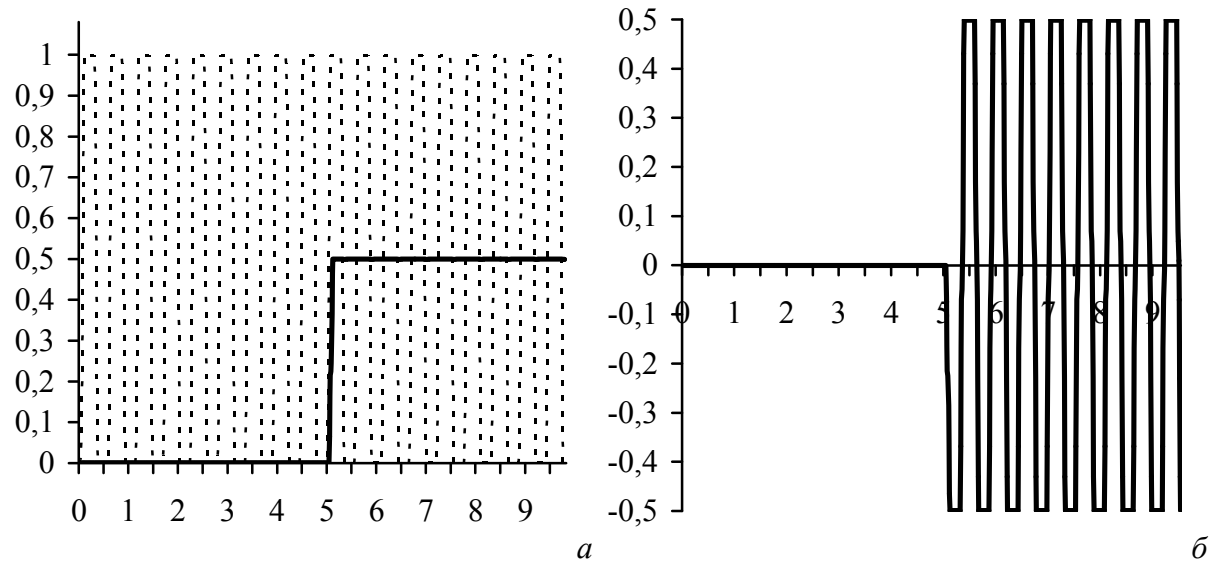


Рисунок 3.3 – Формы напряжения в активном (*а*) и пассивном (*б*) проводниках линии при $f \approx 1{,}88$ ГГц для сигнала в виде меандра: на ближнем (– – –) и дальнем (——) концах лини

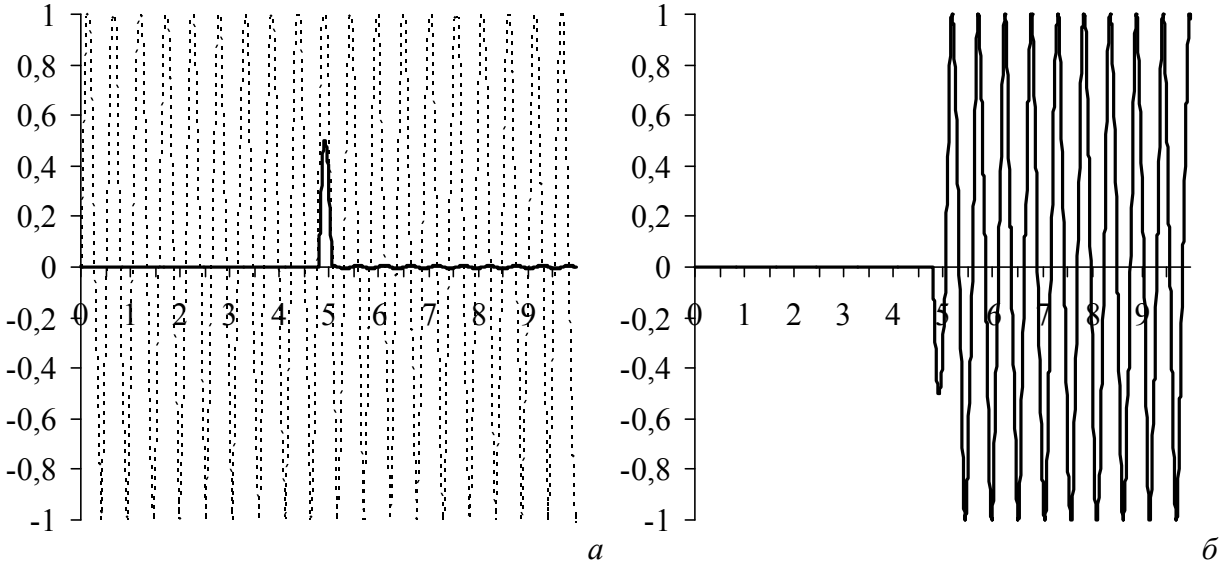


Рисунок 3.4 – Формы напряжения в активном (*а*) и пассивном (*б*) проводниках линии при $f \approx 1{,}88$ ГГц для синусоидального сигнала: на ближнем (– – –) и дальнем (——) концах лини

Далее рассмотрено влияние покрывающего диэлектрического слоя на уровень дальней перекрестной наводки в многопроводном отрезке микрополосковой линии при одновременном воздействии на несколько проводников микрополосковой линии. Проводники возбуждались генератором э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции, при E_0=1 В, t_d=t_r=t_f =100 пс; длина линии l=0,2 м. Для краткости вариант воздействия обозначен буквами, например ААПП, т.е. активны проводники 1 и 2, а пассивны проводники 3 и 4. Результаты вычислений для варианта воздействия ААПА представлены на рисунке 3.5.

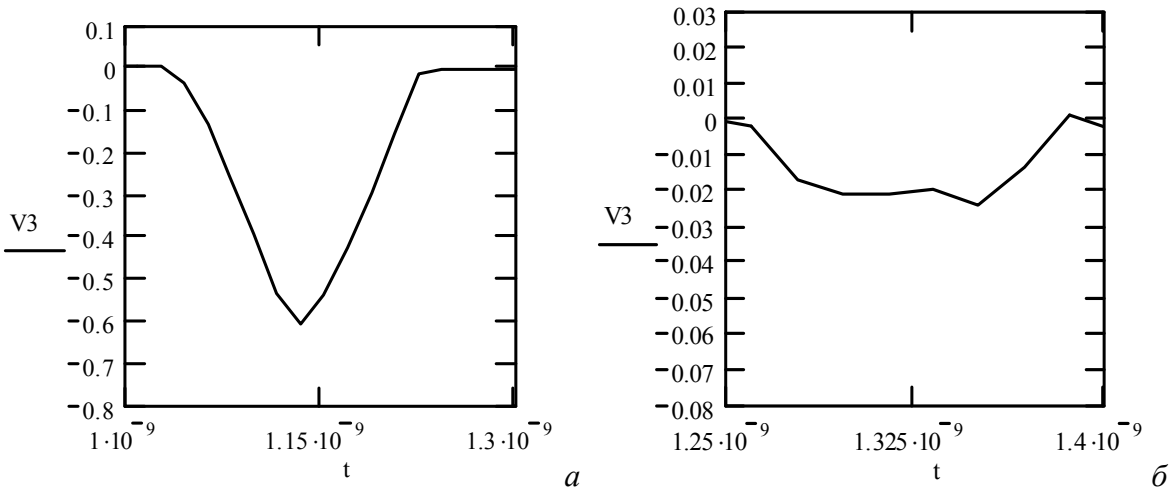


Рисунок 3.5 – Формы напряжений дальней перекрестной наводки в конце пассивных проводников для варианта ААПА: h_2/w=0 (*а*), h_2/w=0,25 (*б*)

Из выполненного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Наличие второго диэлектрического слоя позволяет уменьшить дальнюю перекрестную наводку при всех вариантах воздействий в 2–24 раза. Это объяснимо выравниванием скоростей мод.

2. Для предварительного анализа дальней перекрестной наводки в многопроводных линиях передачи целесообразно вычислить максимальную разность погонных задержек мод без вычисления временного отклика.

3.1.2 Уменьшение взаимовлияний в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы

В данном разделе приведены результаты исследований по уменьшению взаимовлияний электрических сигналов в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП) за счет нанесения лака [220, 221].

Структура фрагмента поперечного сечения ПТМП показана на рисунке 3.6, где w – ширина печатного проводника, t – толщина печатного проводника.

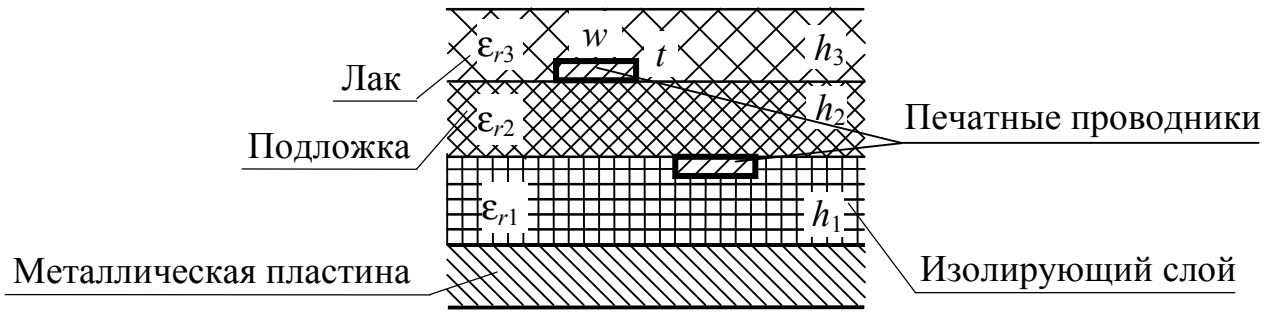


Рисунок 3.6 – Фрагмент поперечного сечения ПТМП

Для изготовления платы использовался стеклотекстолит СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83 толщиной h_2 с относительной диэлектрической проницаемостью ε_{r2}, который прессовали к

металлической пластине через изолирующий слой (состоит из четырех слоев стеклоткани прокладочной СТП-4 ТУ 16-503.215-81 и двух слоев пленки САФ ТУ 16-88 И79.0007.002ТУ) толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью ε_{r1}.

Для платы с четырьмя слоями СТП исходные параметры, на основе которых выполнялось исследование, сведены в таблицу 3.4.

Таблица 3.4 – Значения исходных параметров

Параметр	w, мм	t, мм	h_1, мм	h_2, мм	h_3, мм	ε_{r1}	ε_{r2}	ε_{r3}	$\mathrm{tg}\delta_1$	$\mathrm{tg}\delta_2$	$\mathrm{tg}\delta_3$
Значение	0,35±0,05	$0{,}16^{+0{,}04}_{-0{,}01}$	0,298	$0{,}17^{+0{,}03}_{-0{,}02}$	0,5	5,4	5,5	4,5	0,025	0,025	0,03

Для исследования выбраны два фрагмента межсоединений ПТМП: две связанные линии и межсоединение из четырех последовательно соединенных отрезков линий [130]. Первый фрагмент детально рассмотрен в последующих разделах.

3.1.2.1 Две связанные линии

В качестве самого длинного из наиболее плотных межсоединений ПТМП выбрано межсоединение из двух связанных подвешенных полосковых линий с шагом трассировки $w+s$=0,625 мм. Фрагмент 1 показан крупно на рисунке 3.7*а*.

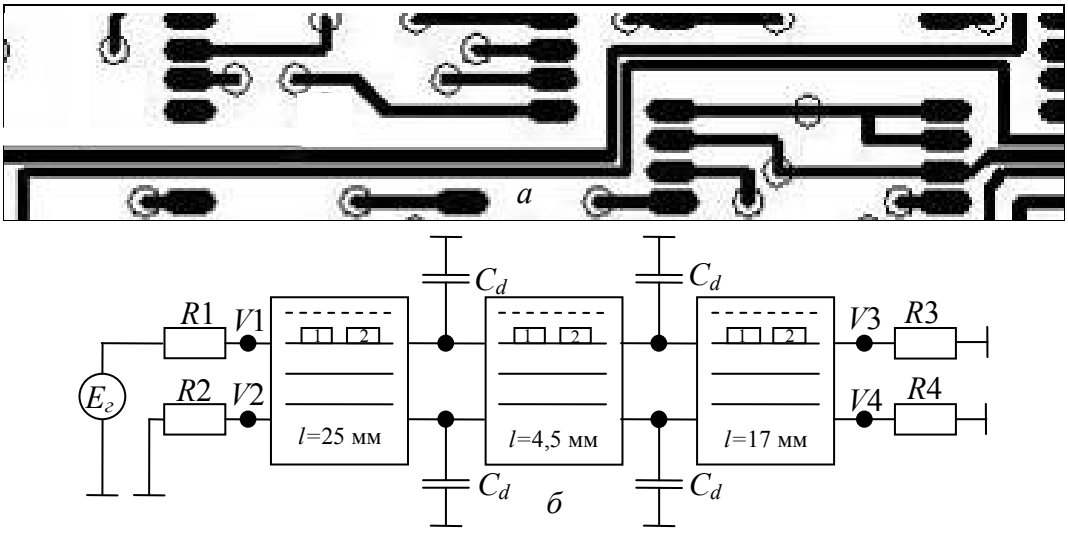
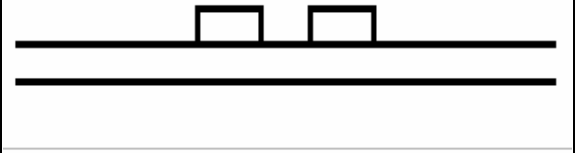
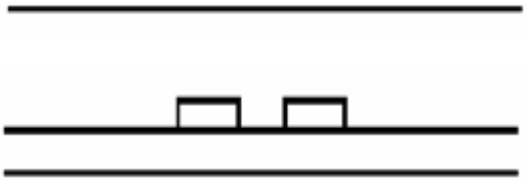


Рисунок 3.7 – Фрагмент 1 (*а*), эквивалентная схема с поперечными сечениями фрагмента 1 (*б*)

Для моделирования этот фрагмент был представлен в виде трех отрезков линии передачи с длинами (рисунке 3.7*б*), начиная от края, l_1=25,0 ±0,5 мм, l_2=4,5 ±0,5 мм и l_3=17 ±0,5 мм (общая длина l=46,5 ±0,5 мм), где $E_г$ – генератор импульса э.д.с., $R1$–$R4$ – резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам матрицы **Z** (т.е. на конце линии обеспечивается псевдосогласование [222]), C_d – емкость неоднородности (для прямого угла C_d=wC_{11} [223], C_{11} – погонный коэффициент электростатической индукции), l – длины отрезков,

*V*1–*V*4 – вычисляемые формы импульсного сигнала. Матрицы для платы без лака и с лаком приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Матрицы **L**, **C**, **R**, **G**, **Z** для фрагмента 1

	Без лака	С лаком
Поперечное сечение		
L, нГн/м	388,80 147,17 147,17 388,80	388,80 147,17 147,17 388,80
C, пФ/м	95,055 –24,439 –24,439 95,055	150,7 –62,13 –62,130 150,7
R, Ом/м на 1 ГГц	12,3 2,04 2,043 12,3	12,13 1,912 1,912 12,13
G, См/м на 1 ГГц	0,012 –0,00156 –0,00156 0,012	0,02589 –0,01057 –0,01057 0,02589
Z, Ом	66,044 21,076 21,076 66,044	55,7428 20,0481 20,0481 55,7428

Моделирование выполнялось в TALGAT при значениях параметров генератора э.д.с E_0=2 В, t_r=t_f=100 пс, t_d=1 с учетом дисперсии. Формы сигнала в начале и конце межсоединения, вычисленные с и без лака, представлены на рисунке 3.8. Видно, что в конце активной линии наличие лака уменьшает выброс на плоской вершине импульса и увеличивает его задержку. В пассивной линии наличие лака увеличивает амплитуду перекрестной наводки на ближнем конце на 25%, а на дальнем – изменяет её полярность и уменьшает амплитуду в 3 раза.

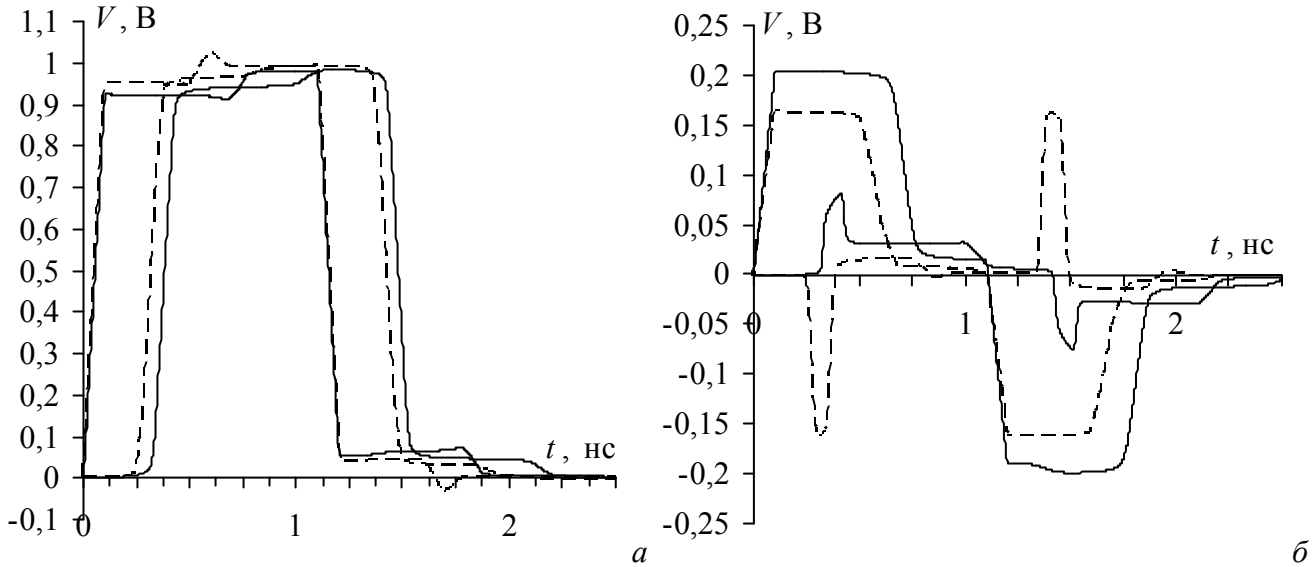
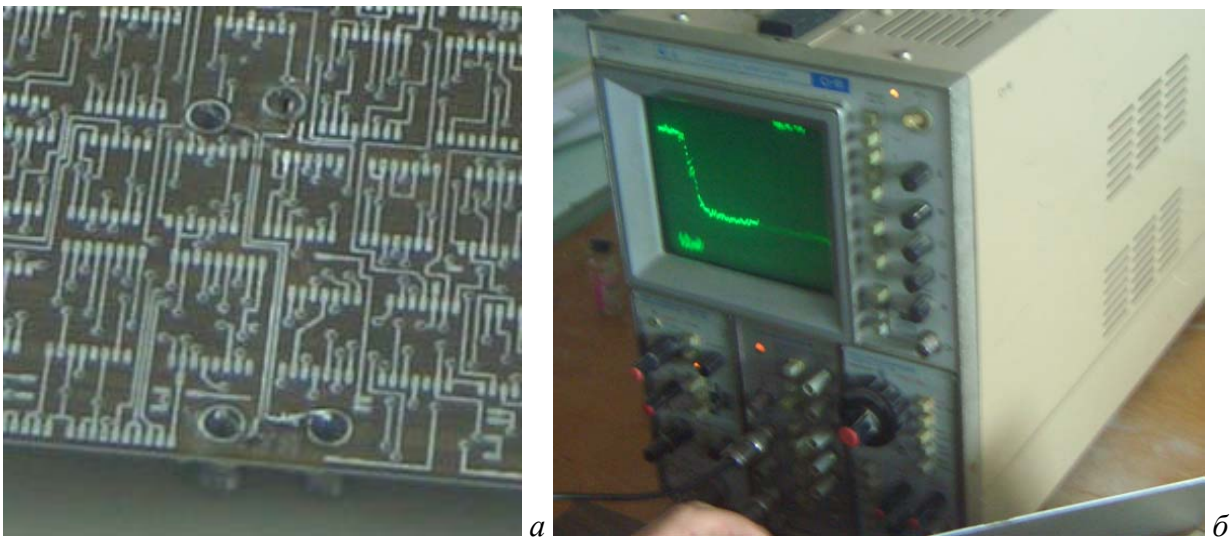


Рисунок 3.8 – Формы сигнала в начале и конце фрагмента 1: без лака (– –) и с лаком (——)

3.1.2.2 Экспериментальное исследование связанных линий

Для подтверждения изложенных в предыдущем разделе результатов, выполнено экспериментальное исследование.

Для эксперимента [224] на концах проводников фрагмента 1 (рисунок 3.7) выполнены 4 отверстия с резьбой М5. В отверстия установлены коаксиальные полосковые переходы типа СРГ-50. Вывод каждого перехода соединен с концами проводников межсоединения, около которого расположен переход, короткой перемычкой. Подготовленные макеты показаны на рисунке 3.9*а*.

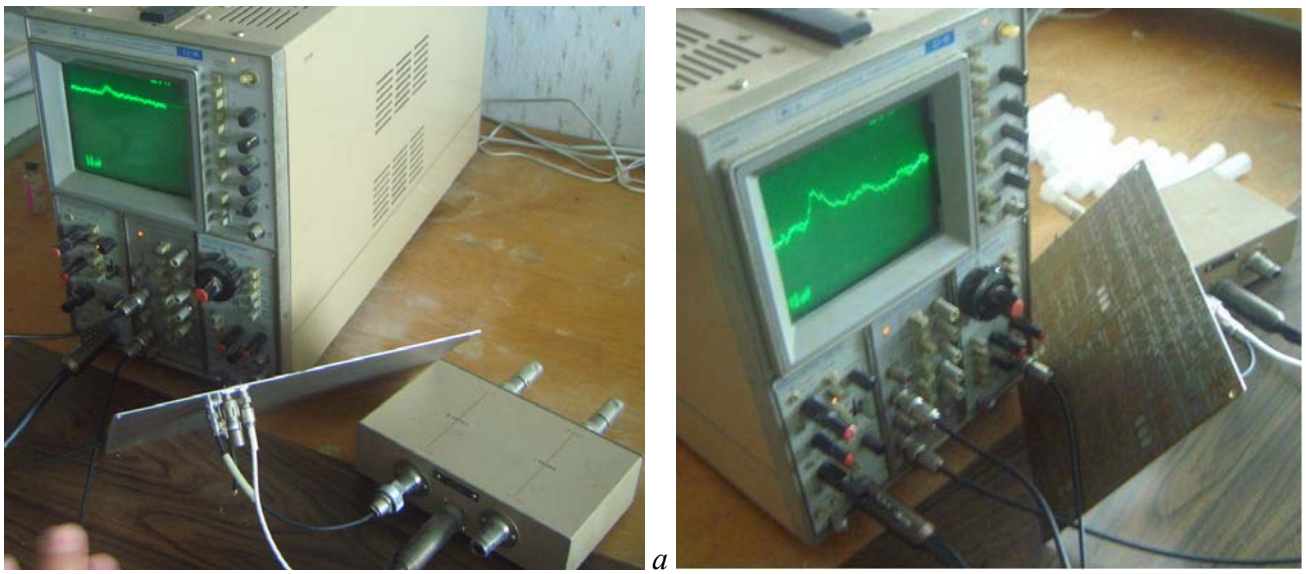


а *б*

Рисунок 3.9 – Фотография фрагмента 1, подготовленного для эксперимента (*а*) и осциллограмма напряжения амплитудой 200 мВ (цена деления – 50 мВ) в начале активного проводника (*б*)

Состав экспериментальной установки: осциллограф универсальный типа С1-91, в состав которого входят блок стробоскопического преобразователя Я4С-100, блок генератора Я4С-89, блок стробоскопической развертки Я4С-95; смеситель стробоскопический (0–18 ГГц); формирователь (U>0,4 В, $\tau_ф$<50 пс); аттенюатор (6 дБ). Импульсный сигнал подается с блока генератора на формирователь, с которого через аттенюатор подается на начало линии, а с её исследуемого конца поступает на вход смесителя. Выход смесителя соединен кабелем с блоком стробоскопического преобразователя.

На начало активного проводника межсоединения подавался перепад напряжения 200±5 мВ, спадающий за 50 пс. Осциллограмма сигнала в конце активного проводника показана на рисунке 3.9*б*. Чтобы на экране осциллографа наблюдать наводку на дальнем конце пассивного проводника, к нему подключался кабель от входа осциллографа, а к свободным концам межсоединения – нагрузки 50 Ом. На экране осциллографа наблюдалась перекрестная наводка уровнем 40±1 мВ, т.е. 20% от перепада (рисунок 3.10*а*).



а *б*

Рисунок 3.10 – Осциллограммы напряжений: амплитудой 40 мВ (цена деления – 50 мВ) на конце пассивного проводника до нанесения лака (*а*) и амплитудой 10 мВ (цена деления – 10 мВ) на конце пассивного проводника (*б*)

На рисунке 3.11 представлено сравнение форм напряжения: измеренной экспериментально (4) и вычисленных в TALGAT без учета потерь (1) и с учетом потерь (2). При сравнении (4) и (2) видно, что амплитуды импульсов различаются на 38%, а (3) и (4) – на 17%. Таким образом, более точный учет реального диэлектрического заполнения и потерь в диэлектриках позволяет получить результаты моделирования более близкие к экспериментальным.

Для достижения более точного совпадения результатов моделирования в TALGAT и эксперимента с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analitical [225] на частоте f_0=1 МГц измерены относительная диэлектрическая проницаемость (ε_r) и тангенс угла диэлектрических потерь (tgδ) материалов: стеклоткань (СТП-4-0,062, ТУ16-503.215-81) ε_{r1}=2,65, $\mathrm{tg}\delta_1=24{,}6\cdot10^{-3}$, стеклотекстолит (СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83) ε_{r2}=3,96, $\mathrm{tg}\delta_2=15{,}8\cdot10^{-3}$ и пленка триацетатная электроизоляционная слабопластифицированная (ТУ 6.17-499-84) ε_{r3}=2,95, $\mathrm{tg}\delta_3=22{,}4\cdot10^{-3}$ [226]. Из полученных результатов следует, что амплитуда дальней перекрестной наводки для случая без лака равна 43 мВ, а наличие триацетатной пленки (остается на поверхности платы после прессования) уменьшает ее до 34 мВ. Таким образом, среднее этих значений практически совпадает с экспериментальным значением 40 мВ. Поэтому для более точного моделирования временного отклика в МПЛП необходимо знать реальные значения используемых параметров материалов в рассматриваемом частотном диапазоне.

Для определения влияния лака на перекрестную наводку было выполнено нанесение нескольких слоев лака УР-231 на межсоединение. После нанесения первого слоя уровень перекрестной наводки стал 30±1 мВ, а после второго – 20±1 мВ. Увеличение числа слоев до 8 уменьшило уровень наводки до 10±1 мВ, т.е. до 5% от перепада (рисунок 3.10*б*).

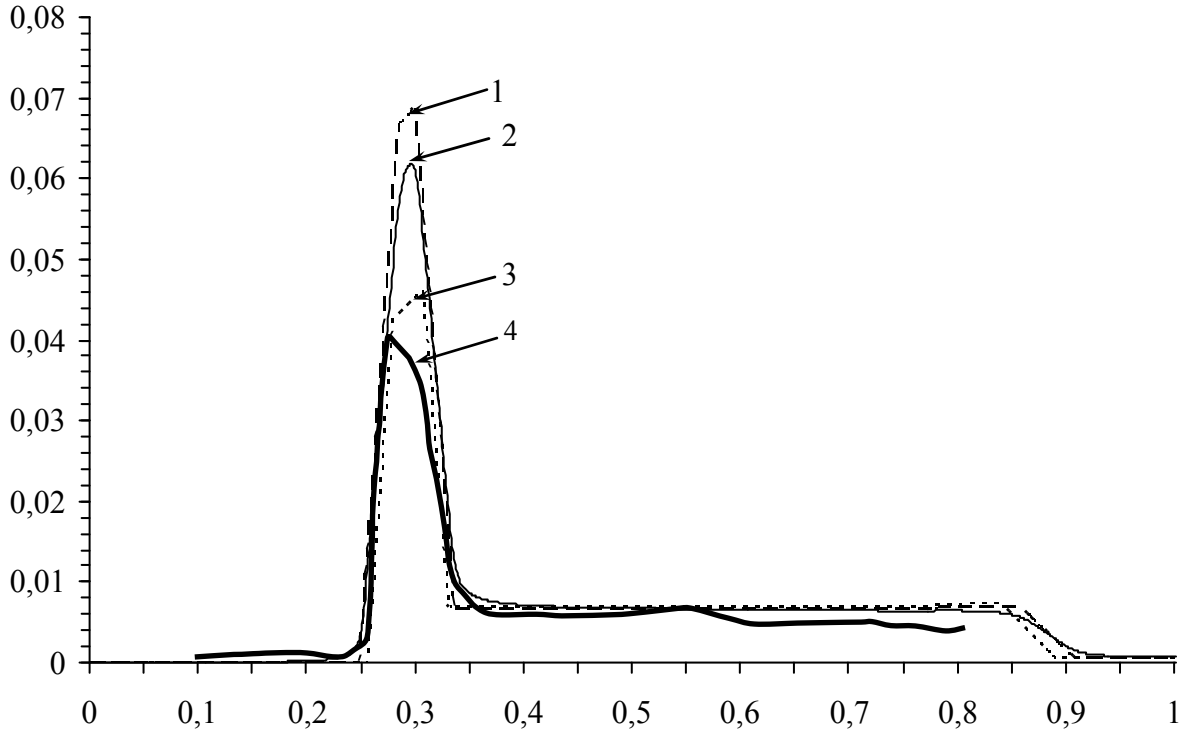


Рисунок 3.11 – Формы напряжения (В, нс) в конце пассивного проводника: вычисленная в TALGAT без учета потерь, без лака (1); с учетом потерь и без лака (2), без учета потерь и с пленкой (0,01 мм) на плате (3); полученная экспериментально с пленкой (рисунок 3.10) (4)

Влияние последующих слоев на уровень перекрестной наводки не так существенно, как влияние первых слоев. На рисунке 3.12 представлено сравнение форм напряжения: измеренной экспериментально (3) и вычисленных в TALGAT, при толщине слоя лака h_3=0,17 мм, без учета (2) и с учетом потерь (1). Из сравнения (1) и (3) следует, что амплитуды импульсов различаются примерно на 11%. Причины несовпадения могут быть следующими: неравномерная толщина лака на поверхности платы; влияние проводников на нижнем слое платы; разброс параметров платы.

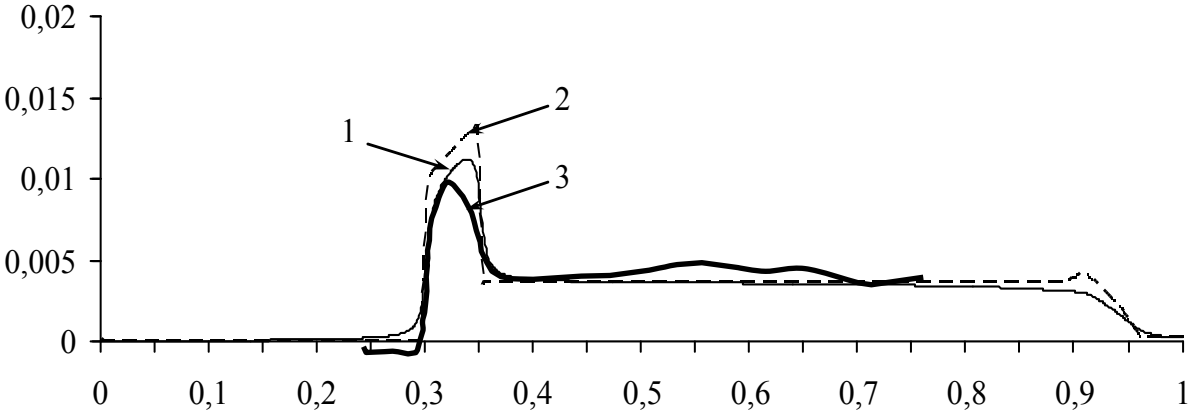


Рисунок 3.12 – Формы напряжения (В, нс) в конце пассивного проводника при h_3=0,17 мм: вычисленная в TALGAT с учетом потерь (1) и без учета потерь (2); измеренная экспериментально (рисунок 3.10*б*) (3)

Таким образом, результаты моделирования и эксперимента показали, что лак уменьшает перекрестную наводку в конце линии. Получена согласованность форм сигнала, полученных при моделировании в TALGAT и экспериментально.

3.1.3 Уменьшение искажений импульсного сигнала в меандровой линии

В данном разделе представлены результаты, описывающие влияние структур меандровых линий на форму импульсного сигнала. При анализе рассматривалась полосковая структура (рисунок 2.7*а*), т.к. с её помощью можно показать влияние только ближних перекрестных наводок (т.е. перекрестных наводок на ближних концах пассивных линий, по терминологии связанных линий). Представлен новый способ коррекции импульсного сигнала, уменьшающий влияние потерь, за счет использования взаимных влияний в проводниках меандровой линии. [227–231]

3.1.3.1 Меандровая линия из одного витка

Схема меандровой линии задержки из одного витка представлена на рисунке 3.13.

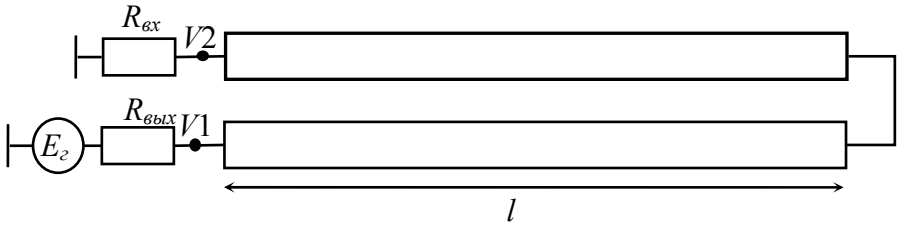


Рисунок 3.13 – Меандровая линия из одного витка

Вычисленные в TALGAT (для ε_r=5; t=0,03 мм; w=0,12 мм; s=0,12 мм; h_1=h_2=0,2 мм; d=0,5 мм) матрицы электростатической **C** и электромагнитной **L** индукции, характеристического импеданса $\mathbf{Z}_C$, а также коэффициенты емкостной и индуктивной связи K_C и K_L, представлены в таблице 3.6. Коэффициенты связи вычислялись по формулам:

$$K_C = \frac{-C_{1,2}}{C_{1,1}} \; ; \; K_L = \frac{L_{1,2}}{L_{1,1}}.$$

Таблица 3.6 – Матрицы **L**, **C**, $\mathbf{Z}_C$ и K_C, K_L для меандровой линии из одного витка

L, нГн/м	**C**, пФ/м	$\mathbf{Z}_C$, Ом	K_C	K_L
357,2 69,35 69,35 357,2	161,8 –31,41 –31,41 161,8	47,90 9,299 9,299 47,90	0,194	0,194

К одному из концов витка подключен генератор э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции амплитудой E_0=4 В, а значения длительности фронта, спада и вершины импульса изменялись от 1 нс до 100 пс. Вначале рассмотрен псевдосогласованный вариант ($R_{вх}$ и $R_{вых}$ равны диагональным элементам матрицы импедансов), чтобы уменьшить отражения. Затем рассмотрен рассогласованный вариант, когда $R_{вх}$=8 Ом и $R_н$=10000 Ом, т.к. выходные и входные

параметры различных цифровых ИС могут сильно отличаться, например $R_{вых}$≈7–100 Ом, а $R_{вх}$≈100–10^4 Ом. Формы импульса на выходе витка вычислены для длин l=3 мм и 10 мм.

В результатам получено, что для псевдосоглвсованного варианта при t_r=t_f=t_d=1 нс увеличение длины витка приводит только к увеличению задержки сигнала на выходе, а его форма не искажается. При t_r=t_f=t_d=100 пс наблюдается искажение формы сигнала на выходе витка в виде ступеньки (рисунок 3.14*а*). Для рассогласованного варианта получено, что при t_r=t_f=t_d=1 нс рассогласование не влияет на форму сигнала для длин витка 3 мм и 10 мм. При t_r=t_f=t_d=100 пс при l=3 мм привело к увеличению амплитуды V2 на 67% по отношению к V1, t_r уменьшилось на 64%, t_f уменьшилось на 1%, а при l=10 мм амплитуда увеличилась на 110%, t_r увеличилось на 30%, t_f уменьшилось на 65% (рисунок 3.14*б*).

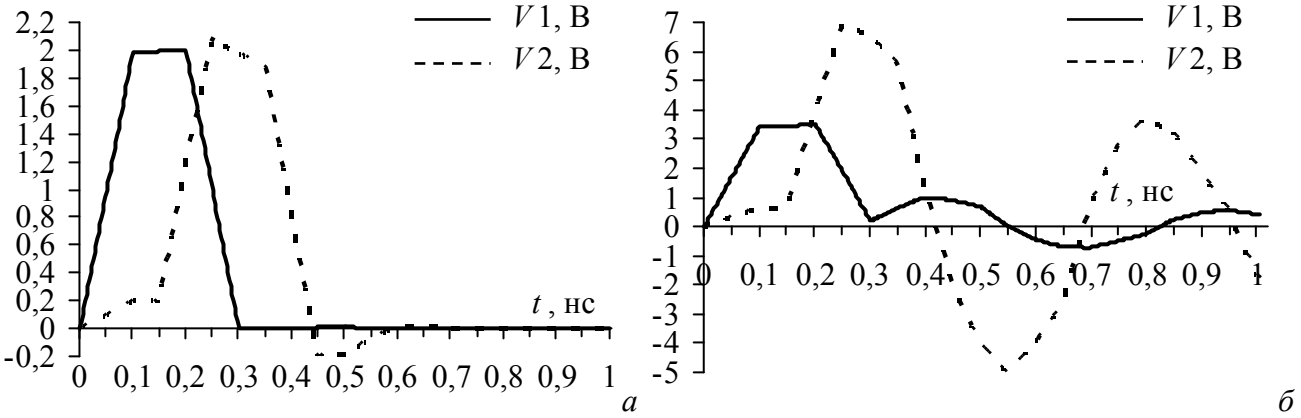


Рисунок 3.14 – Формы напряжений в начале (V1) и в конце (V2) меандровой линии из одного витка при t_r=t_f=t_d=100 пс, l=10 мм: псевдосогласованный (*а*) и рассогласованный (*б*) варианты

Далее подробнее остановимся на псевдосогласованном варианте, когда t_r=t_f=t_d=100 пс и вычислим формы сигнала в конце витка для длин витка в интервале от 1 мм до 30 мм с шагом 1 мм. На рисунке 3.15*а* представлены некоторые из вычисленных сигналов. Видно, что если задержка сигнала равна фронту входного сигнала, то наблюдается самое сильное искажение формы импульса (V2 при l=6,8 мм), и его амплитуда на 10% больше по отношению к входному сигналу V1. Однако, если задержка сигнала равна t_r+t_d+t_f, то форма самого импульса не искажается, но появляются импульсы в виде трапеции, амплитуда которых составляет примерно ± 0,2 В (перед импульсом сигнала – положительной полярности, а после – отрицательной, V2 при l=20,4 мм). Появившиеся импульсы – это, в терминологии связанных линий, перекрестная наводка на ближнем конце пассивной линии, амплитуду которой можно вычислить как произведение (K_C+K_L)/4 на амплитуду V1, т.е. (K_C+K_L)/4=((0,194+0,194)/4)2 В=0,194 В≈0,2 В.

Искажение сигнала можно уменьшить увеличением s, но при этом увеличится площадь, занимаемая меандровой линией. На рисунке 3.15*б* представлены вычисленные формы сигналов в конце витка для s=0,12; 0,24; 0,36; 0,48 мм при l=6,8 мм и параметрах входного сигнала

t_r=t_f=t_d=100 пс. Как видно, при увеличении s искажения уменьшаются, что объясняется уменьшением коэффициентов связи (таблица 3.7).

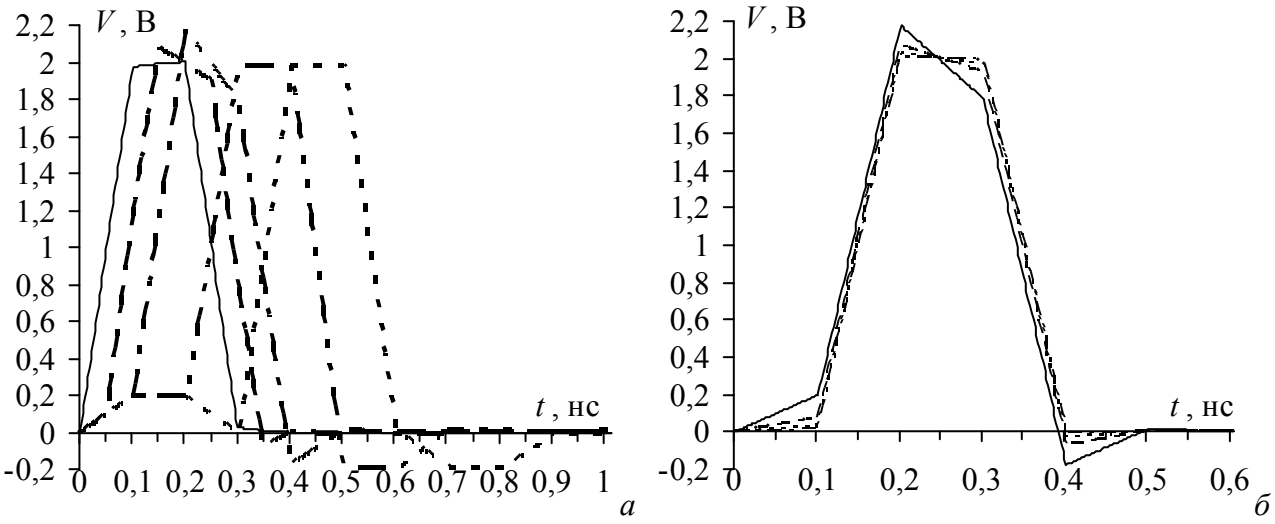


Рисунок 3.15 – Формы напряжения: $V1$ (——), $V2$ при l=3,4 мм (– –), $V2$ при l=6,8 мм (– · –), $V2$ при l=13,6 мм (– ·· –), $V2$ при l=20,4 мм (·····) (*а*); $V2$ при s=0,12 (——); 0,24 (– –); 0,36 (–· –·–); 0,48 (– ·· –) (*б*)

Таблица 3.7 – Коэффициенты связи при увеличении s

s, мм	0,12	0,24	0,36	0,48
K_C	0,194	0,073	0,028	0,011
K_L	0,194	0,073	0,028	0,011

Таким образом, при распространении импульсного сигнала от узла $V1$ до $V2$ наводится ближняя перекрестная наводка в $V2$, т.е происходит суммирование полезного сигнала с наведенным. При этом длительность ближней перекрестной наводки равна 2Td (Td – задержка в полувитке) и её амплитуду можно вычислить как произведение (Kc+Kl)/4 на амплитуду установившегося режима $V1$, т.е. (Kc+Kl)/4=((0,194+0,194)/4)2 В≈0,2 В. Однако, если задержка меандровой линии 2Td равна t_r+t_d+t_f , то форма самого импульса не искажается, но появляются импульсы в виде трапеции: перед импульсом сигнала – положительной полярности, а после – отрицательной (рисунок 3.15*а*). Такой же анализ выполнен для обычной микрополосковой структуры, т.к. с её помощью можно показать влияние ближних и дальних перекрестных наводок (т.е. перекрестных наводок на ближнем и дальнем концах пассивной линии, по терминологии связанных линий). Формы сигналов для микрополосковой меандровой линии из одного витка представлены на рисунке 3.16. Видно, что в $V1$ произошло суммирование входного импульсного сигнала с дальней перекрестной наводкой, а в $V2$ – суммирование импульсного сигнала на выходе структуры с ближней перекрестной наводкой. При этом амплитуда ближней перекрестной наводки равна (Kc+Kl)/4=((0,195+0,3)/4)0,5 В≈0,061 В, что соответствует

ступеньке на *V*2. Таким образом, а отличие от полосковой линии дополнительно появляется дальняя перекрестная наводка, которая суммируется с входным сигналом.

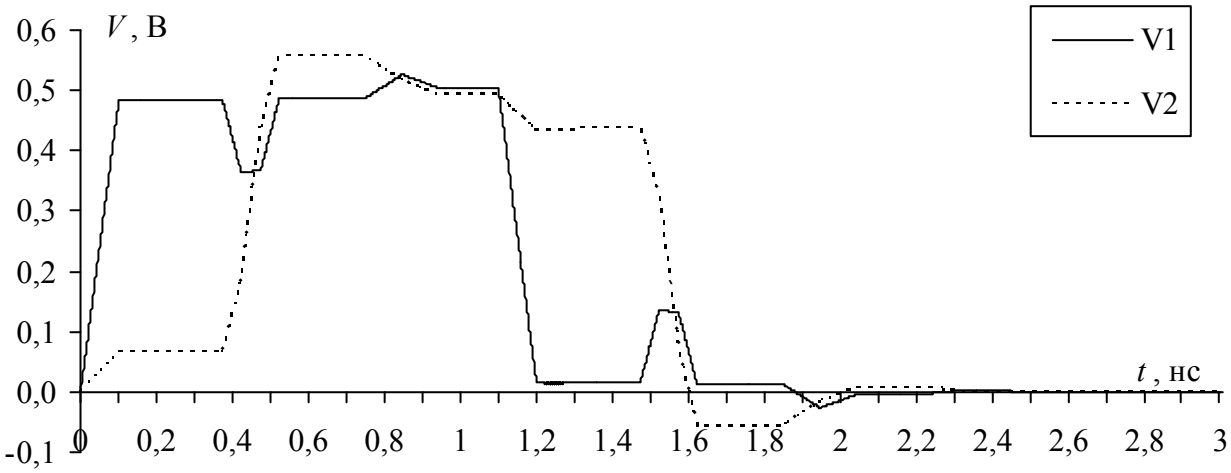


Рисунок 3.16 – Формы сигналов в микрополосковой меандровой линии из одного витка

3.1.3.2 Меандровая линия из двух витков

Рассмотрим меандровую линию с прежними параметрами, но состоящую из двух витков (рисунок 3.17). Вычисленные матрицы погонных параметров **L**, **C** и характеристического импеданса $\mathbf{Z}_C$ представлены в таблице 3.8.

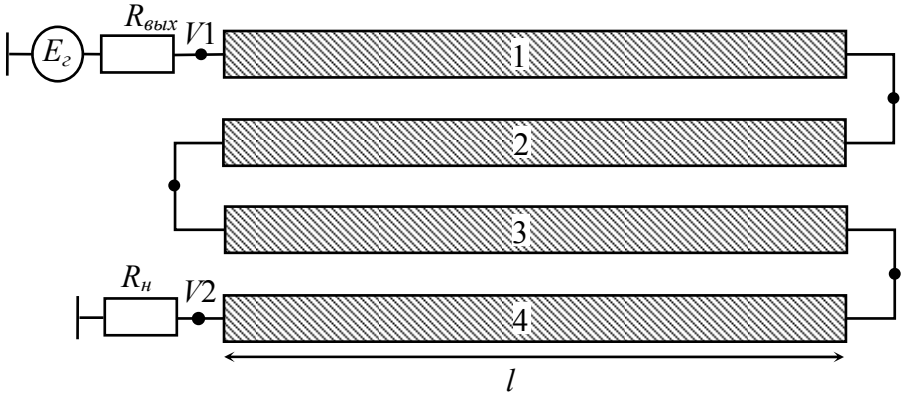


Рисунок 3.17 – Меандровая линия из двух витков

Таблица 3.8 – Матрицы **L**, **C**, $\mathbf{Z}_C$ для меандровой линии из двух витков

L, нГн/м				**C**, пФ/м				$\mathbf{Z}_C$, Ом			
358,2	68,28	14,09	2,953	161,2	–31,01	–0,507	–0,013	48,03	9,156	1,889	0,40
68,28	353,9	67,44	14,09	–31,01	169,1	–30,89	–0,507	9,156	47,45	9,042	1,88
14,09	67,44	353,9	68,28	–0,507	–30,89	169,1	–31,01	1,889	9,042	47,45	9,15
2,953	14,09	68,28	358,2	–0,013	–0,507	–31,01	161,2	0,40	1,889	9,156	48,03

В результате получено, что для псевдосогласованного вариант при t_r=t_f=t_d=1 нс форма сигнала не искажается при увеличении длины витка, а задержка сигнала на выходе увеличилась. Для t_r=t_f=t_d=100 пс наблюдается искажение формы сигнала в виде ступеньки, амплитуда которой

составляет около 30% от амплитуды $V1$ (рисунок 3.18*а*). Для рассогласованного варианта ($R_{вх}$=8 Ом, $R_н$=10000 Ом) при t_r=t_f=t_d=1 нс форма сигнала не искажается при l=3 мм, а при l=10 мм t_r уменьшилось на 60%, а t_f – на 55%. Для t_r=t_f=t_d=100 пс наблюдается при l=3 мм увеличение амплитуды $V2$ на 102% по отношению к $V1$, t_r уменьшилось на 45%, t_f уменьшилось на 70%, а при l=10 мм амплитуда $V2$ увеличилась на 102%, t_r увеличилось на 47%, t_f уменьшилось на 60% (рисунок 3.18*б*).

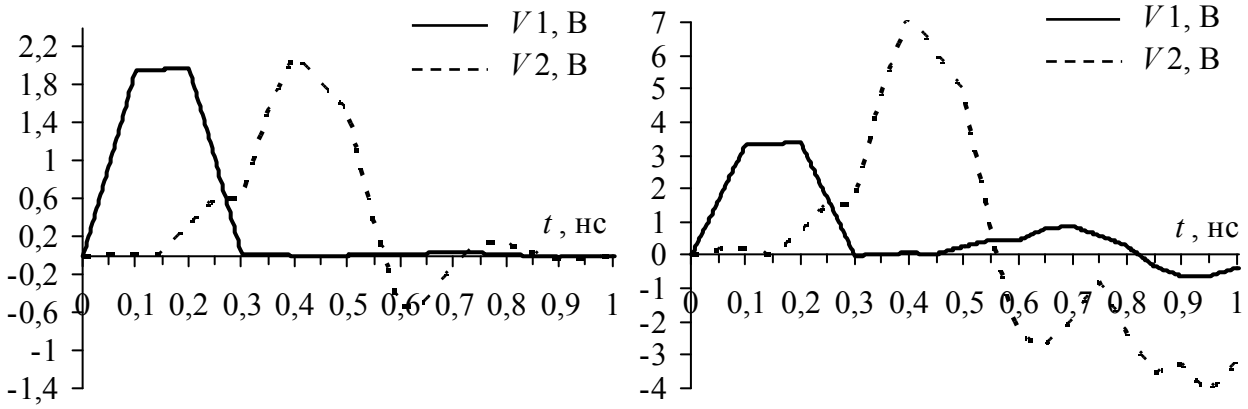


Рисунок 3.18 – Формы напряжения в начале ($V1$) и в конце ($V2$) меандровой линии из двух витков при t_r=t_f=t_d=100 пс, l=10 мм: псевдосогласованный (*а*) и рассогласованный (*б*) варианты

3.1.3.3 Натурный эксперимент

Для проведения эксперимента изготовлены макеты ПП из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с толщинами h=1, 2 мм. На фотографии (рисунок 3.19) показаны три платы: на одной плате (справа) линии из одного проводника, а на остальных – с меандровыми линиями. Расстояние между проводниками меандровых линий равно s =0,5w; w; 1,5w; 2w.

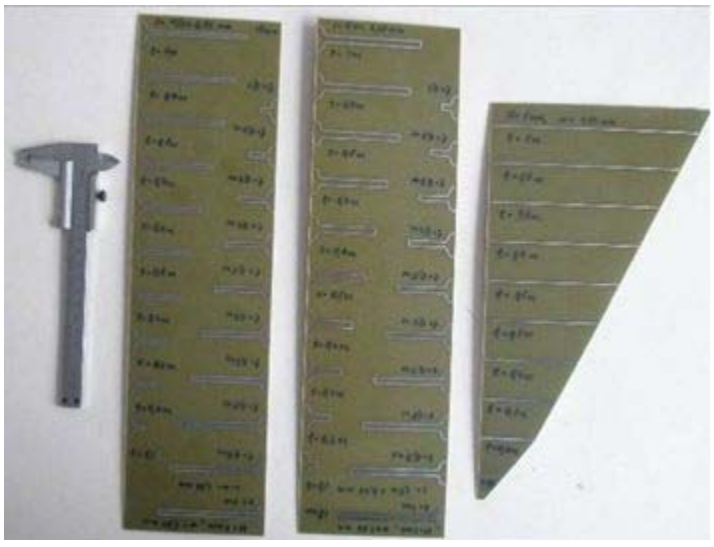
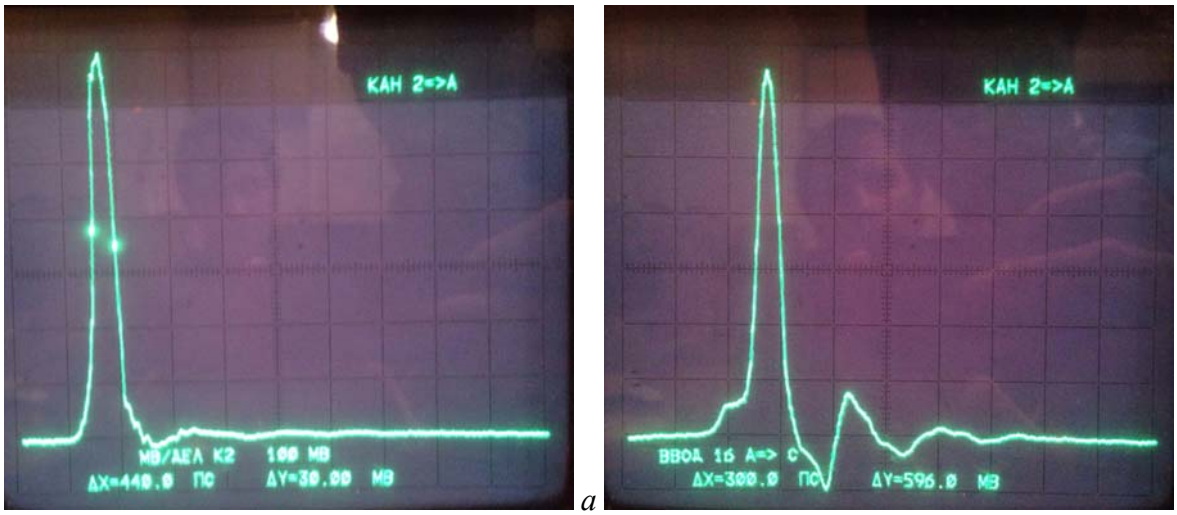


Рисунок 3.19 – Фотография ПП с меандровыми и прямыми линиями

3.1.3.3.1 Анализ прохождения импульсного сигнала по витку меандровой линии

Для подтверждения возможности прохождения импульсного сигнала по витку меандровой линии без искажений его формы ближней перекрестной наводкой использовалась плата с h= 2 мм. На этой плате набор макетов меандровых линий обеспечивает задержку сигнала, вычисленную аналитически, от 0,1 до 1 нс. Параметры поперечного сечения меандровых линий: w=3,28 мм, s=0,5w; t=35 мкм.

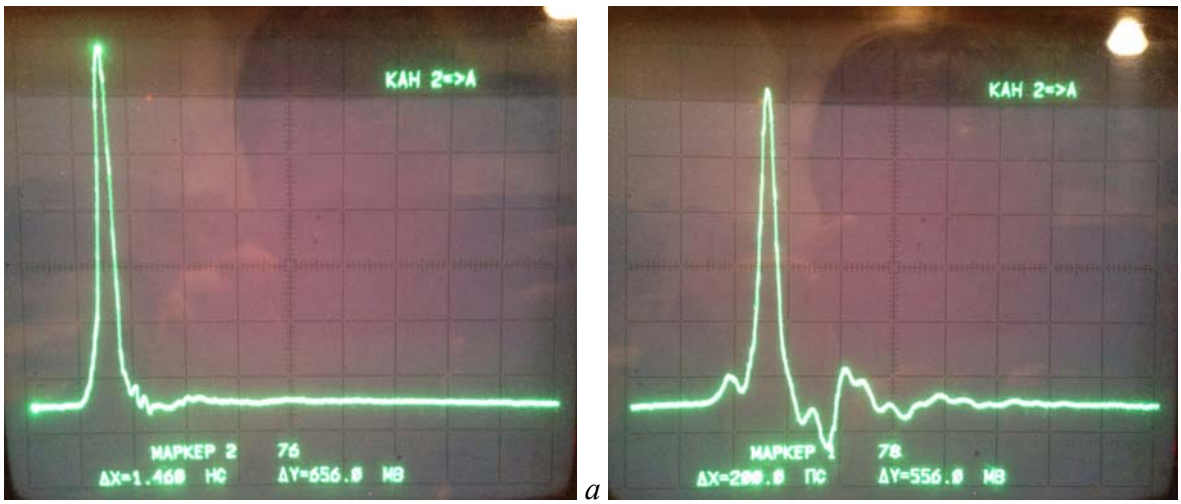
Сначала с выхода генератора на вход осциллографа подавался сигнал (с аттенюатором 20 дБ) с длительностью 440 пс по уровню половины от амплитуды установившегося режима (720 мВ). Осциллограмма сигнала на выходе генератора приведена на рисунке 3.20*а*. Для проведения натурного эксперимента выбрана линия общей длиной 151 мм, обеспечивающая задержку сигнала около 1 нс. Выбранная линия включалась в измерительный тракт между выходом генератора и входом осциллографа С9-11. Осциллограмма сигнала на выходе линии приведена на рисунке 3.20*б*.



а *б*

Рисунок 3.20 – Осциллограммы на выходе генератора (*а*) и на выходе исследуемой линии (*б*) при длительности импульса 440 пс

Задержка сигнала по половине амплитуды от установившегося уровня (0,676 мВ) составляет 1,02 нс. Видно, что в начале фронта основного импульса есть ступенька, амплитудой 53 мВ, которая является ближней перекрестной наводкой. Для подтверждения прохождения импульса по витку меандровой линии без искажения его формы ближней перекрестной наводкой длительность импульса воздействия уменьшена до 280 пс. Осциллограммы импульсов воздействия и выходного представлены на рисунке 3.21.



а *б*

Рисунок 3.21 – Осциллограммы на выходе генератора (*а*) и на выходе исследуемой линии (*б*) при длительности импульса 280 пс

Задержка сигнала на рисунке 3.21*б* по уровню половины амплитуды установившегося режима (0,603 мВ) составляет 1,08 нс. Видно, что импульс перекрестной наводки (амплитуда 52 мВ) отделился от фронта импульса основного сигнала. Таким образом, путем натурного эксперимента доказана возможность передачи импульсного сигнала по витку меандровой линии без искажения его формы ближней перекрестной наводкой. Необходимо отметить, что при проведении натурного эксперимента не было исключено влияние дальней перекрестной наводки, так как не обеспечено равенство погонных задержек четной и нечетной мод (при моделировании это равенство достигалось за счет оптимизации параметров покрывающего слоя).

3.1.3.3.2 Способ коррекции импульсного сигнала

Для подтверждения возможности коррекции формы импульсного сигнала за счет взаимных влияний в проводниках меандровой линии изготовлены макеты ПП с h= 1 мм. Параметры поперечного сечения меандровых линий: w=1,64 мм, s=0,5w, t=18 мкм.

Вначале эксперимента исходный сигнал с параметрами U_0≈964 мВ, t_r=310 пс подавался на линию из одного проводника, а затем – на меандровые линии такой же длины. Осциллограммы сигналов в конце линий с w=1,64 мм, l=0,162 мм представлены на рисунке 3.22. Видно, что при распространении сигнала по одному проводнику (гладкий импульс) в верхней части фронта появляется характерное затягивание фронта, связанное с небольшими потерями. Что же касается меандровой линии, то видно, что наложение ближней перекрестной наводки на фронт импульса, прошедшего по меандровой линии, проявляется в виде ступеньки (ниже уровня 0,1) в нижней части фронта и в виде положительного выброса в верхней части фронта (несколько поднимающего уровень 0,9). Для одного проводника время фронта равно t_r=340 пс, а для меандровой линии – t_r=320 пс.

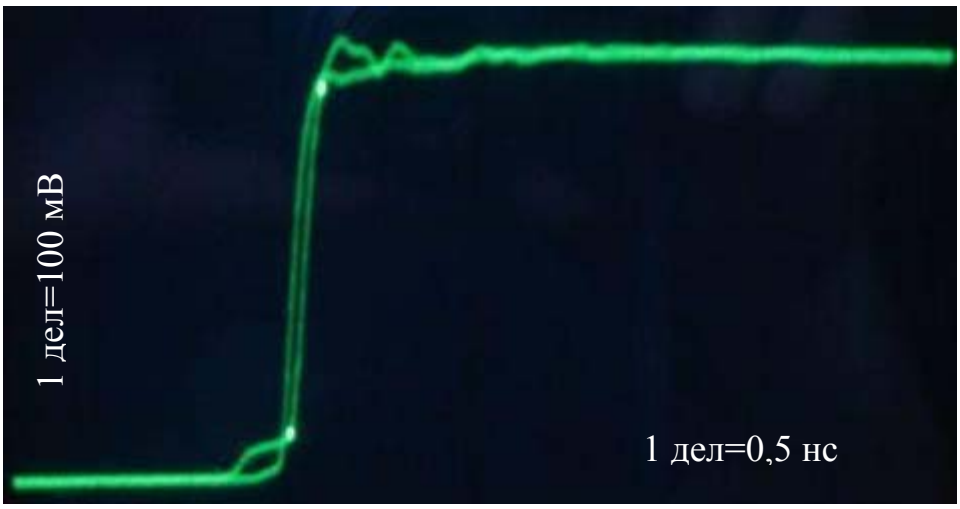


Рисунок 3.22 – Осциллограммы сигналов в конце линий:
из одного проводника и меандровой (s=0,5w) при l=0,162 м

Из представленного анализа можно сделать следующие выводы:

1. С помощью меандровых линий можно корректировать форму импульсного сигнала, например, одиночными витками вдоль длинной линии с потерями.

2. Для оптимальной коррекции надо знать частотные зависимости коэффициента затухания и коэффициентов связи.

3.2 Технология модальной фильтрации

3.2.1 Принцип модальной фильтрации

В данном разделе описан новый принцип защиты от СКИ, который основан на использовании разложения импульсного сигнала в связанных линиях передачи. Получены формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульсного сигнала с заданными параметрами и позволяющие выполнить расчёт МФ [232–240].

Принцип модальной фильтрации предлагается использовать для защиты от импульсных сигналов, длительность которых меньше, чем разность задержек мод в связанных линиях. Результат достигается за счет явления разложения импульсного сигнала в связанных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Чтобы создать условия для полезных модальных явлений, необходимо знать такие параметры линии, как длина l и разность погонных задержек мод. На примере двухпроводной микрополосковой линии (рисунок 3.23), параметры которой выбраны так, что разность погонных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше длительности импульсного сигнала, показано, что исходный импульсный сигнал делится на два импульса вдвое меньшей амплитуды.

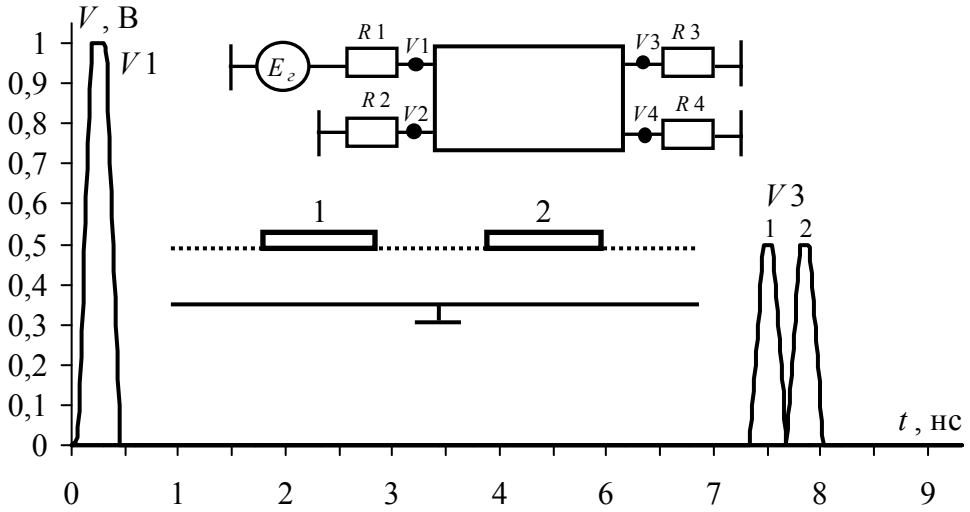


Рисунок 3.23 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

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

$$t_\Sigma < l\cdot|\tau_e - \tau_o|, \tag{3.5}$$

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

При каскадном соединении отрезков связанных линий происходит последовательное деление каждого импульса на два импульса меньшей амплитуды, т.е. подключение к отрезку ещё одного отрезка (рисунок 3.24) приводит к тому, что импульс 1 разложится на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разложится на импульс 2.1 и импульс 2.2. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом по времени, если разность задержек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого. В результате получится последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 (рисунок 3.24). Следовательно, последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов, что возможно при последовательном удвоении или укорочении длин отрезков связанных линий. Например, 3 отрезка могут дать 2^3, то есть 8, импульсов меньшей амплитуды (рисунок 3.25).

Для структуры из n отрезков связанных линий длина k-го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}),\ k=1,\ \ldots,\ n, \tag{3.6}$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1). \tag{3.7}$$

Таким образом, полученные формулы (3.5)–(3.7) связывают число и параметры отрезков связанных линий для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчёт МФ.

Для оценки амплитуд импульсов разложения, при условии согласования всех мод структуры, получено аналитическое выражение

$$\mathbf{V}=\mathbf{S}_v\mathrm{diag}(\mathbf{V}_m), \tag{3.8}$$

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

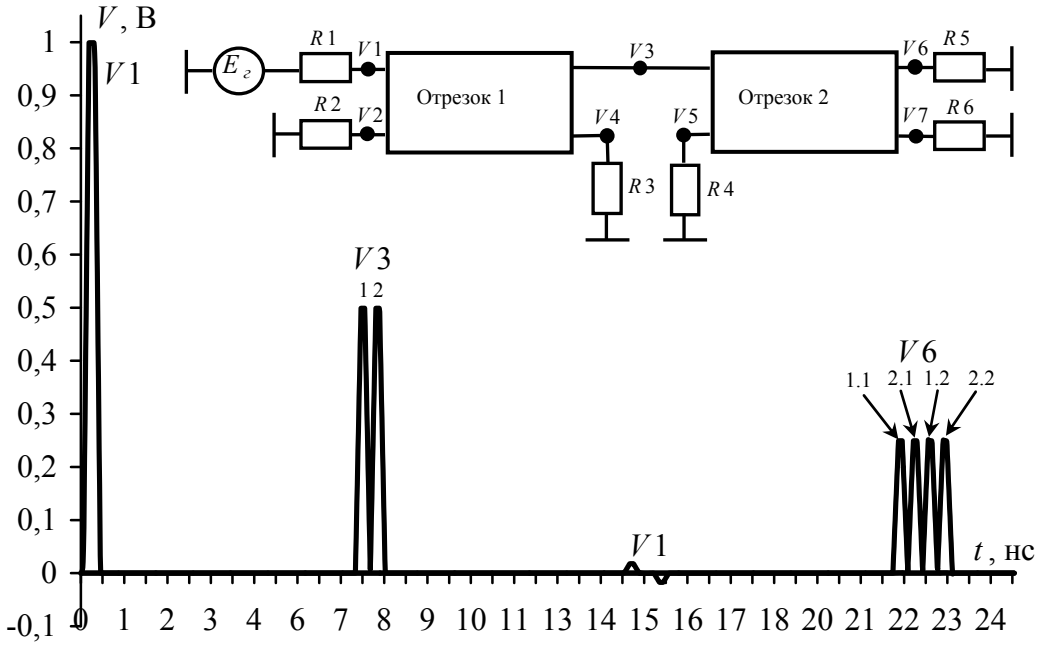


Рисунок 3.24 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

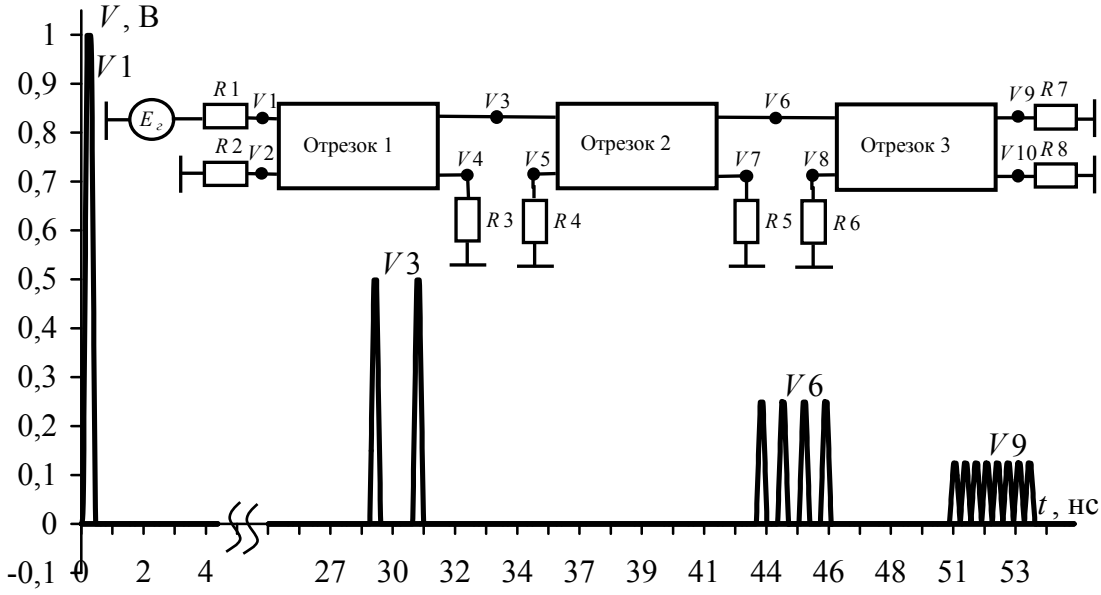


Рисунок 3.25 – Разложение импульса в трёх отрезках связанных линий (разность задержек мод последующего отрезка вдвое меньше, чем предыдущего)

3.2.2 Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в печатных платах

В данном разделе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований модальной фильтрации в ПП. На примере полосковых структур представлен теоретический анализ амплитуд импульсов на выходе МФ и получены аналитические выражения для амплитуд импульсов.

3.2.2.1 Анализ амплитуд импульсов на выходе модального фильтра

Принцип модальной фильтрации основан на уменьшении амплитуды сигнала за счёт его разложения, поэтому проводится теоретический анализ амплитуд импульсов на выходе МФ.

Для получения условия выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе МФ необходимо выбрать структуры связанных линий для исследования, получить необходимые параметры для них, а также выбрать граничные условия и проверить этот выбор. Для этого важна степень электромагнитной связи между проводниками связанных линий. В качестве объекта исследования выбраны линии с сильной (рисунок 3.26*а*) и слабой (рисунок 3.26*б*) связями. Получено, что равенство амплитуд импульсов разложения достигается при осевой симметрии поперечного сечения структуры (активный (А) и пассивный (П) проводники расположены зеркально по отношению к опорному (О), находящемуся на оси симметрии) и при равных значениях R (рисунок 3.26*в*).

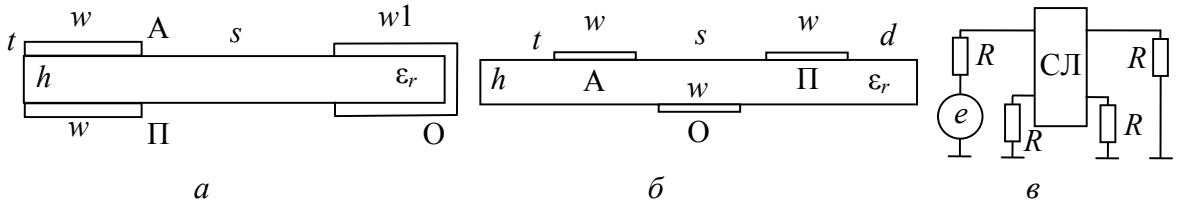


Рисунок 3.26 – Поперечное сечение структур с сильной (*а*) и слабой (*б*) связями и схема включения связанных линий (*в*)

Параметры для структуры с сильной связью (рисунок 3.26*а*): t=105 мкм – толщина всех проводников; w=1 мм – ширина активного и пассивного проводников; $w1$=1,15 мм – ширина опорного проводника (с одной стороны диэлектрика); s=4,87 мм – расстояние между активным (пассивным) и опорным проводниками. Параметры для структуры со слабой связью (рисунок 3.26*б*): t=105 мкм, d=w=1 мм, s=0,4 мм. Толщина диэлектрических подложек исследуемых структур h=0,29 мм, а диэлектрическая проницаемость подложек ε_r=5. Для них были вычислены погонные матрицы **C** и **L**, а из них – матрица характеристических импедансов **Z** и значения импедансов четной (Z_e) и нечетной (Z_o) мод (таблица 3.9).

Таблица 3.9 – Значения коэффициентов матрицы **Z**, импедансов четной и нечетной мод

Связь линий	Z_{11}, Ом	Z_{12}, Ом	Z_e, Ом	Z_o, Ом	$(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$, Ом
Слабая	105,21	37,09	142,30	68,12	98,45
Сильная	279,93	261,33	541,26	18,60	100,34

Между активным и опорным проводниками структуры подключен генератор э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции: длительности нарастания, спада и плоской вершины по 100 пс и амплитудой 1000 В. Вначале рассмотрен псевдосогласованый вариант: сопротивления резисторов R равны значению диагональных коэффициентов (Z_{11}=Z_{22}) матрицы **Z** [241]. В результате для структуры со слабой связью получены импульсы на выходе МФ с близкими амплитудами (238 В и 245 В, рисунок 3.27*а*). Однако, для структуры с сильной связью, с таким же критерием выбора граничных условий, равенство амплитуд импульсов на выходе МФ уже не сохраняется (225 В и 58 В, рисунок 3.27*б*). Кроме этого, уменьшается амплитуда напряжения в начале линии (с 490 В до 360 В). Следовательно, необходим другой способ выбора значения R.

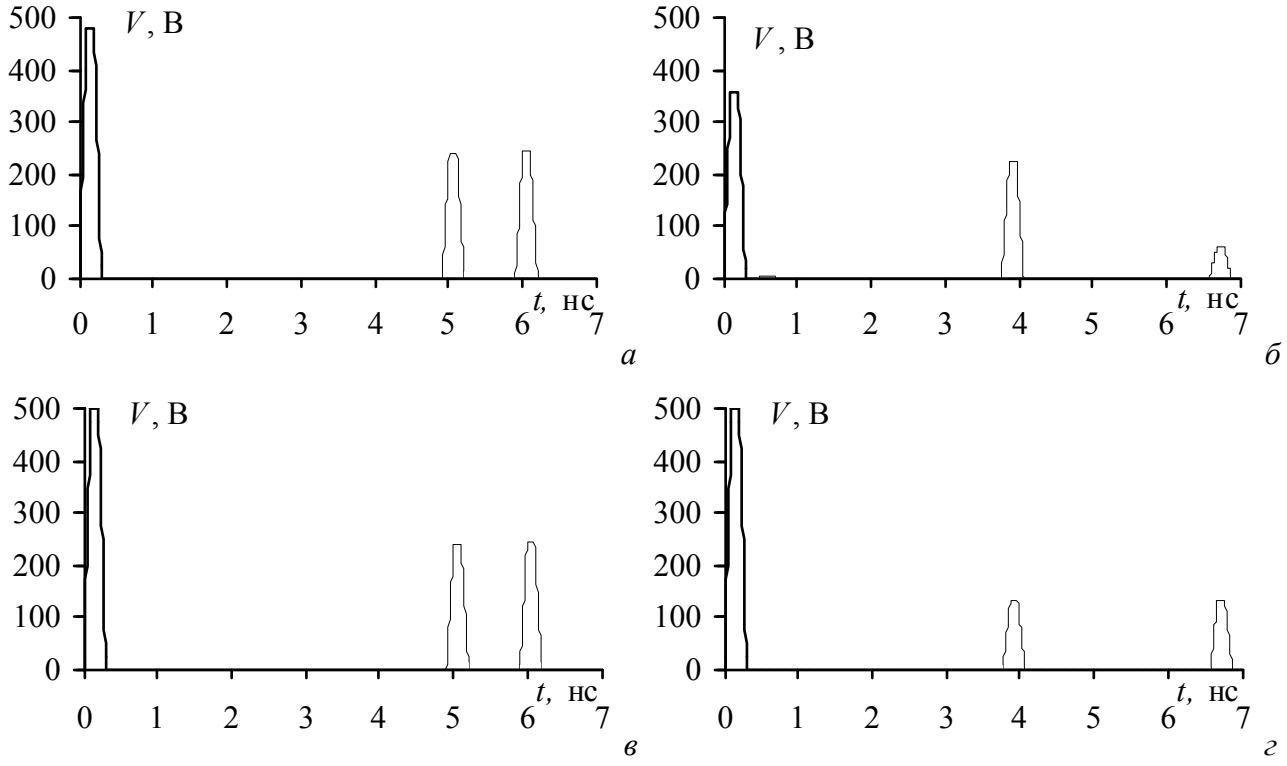


Рисунок 3.27 – Сигнал в начале (—) и конце (–) активного проводника структур со слабой связью: *а*) R=Z_{11}, *в*) R=$(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$; и сильной связью: *б*) R=Z_{11}, *г*) R=$(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$

Получено аналитическое выражение для значения сопротивления R, обеспечивающего равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. Использование записи аналитического выражения для (нормированных к амплитуде э.д.с. генератора) амплитуд импульсов четной и нечетной мод в конце связанных линий [242] в виде

$$V_{e,o}/E_0=(1+\Gamma_{e,o})/2 \cdot P_{e,o}, \qquad (3.9)$$

где

$$\Gamma_{e,o}=(R-Z_{e,o})/(R+Z_{e,o}), \quad P_{e,o}=1+R/Z_{e,o} \tag{3.10}$$

и приравнивание амплитуд импульсов четной и нечетной мод после алгебраических преобразований дают

$$R=(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}, \tag{3.11}$$

что совпадает с известным условием согласования связанных линий [243] и определяется как среднегеометрическое значение импедансов четной и нечетной мод. Используя это значение R, аналогично вычислен временной отклик для структур со слабой (рисунок 3.27*в*) и сильной (рисунок 3.27*г*) связями. В результате получены следующие результаты: использование значения R, равного диагональному коэффициенту матрицы **Z**, приводит к неравенству амплитуд импульсов на выходе МФ, особенно значительному для структур с сильной связью (рисунок 3.27*а*, 3.27*б*); если R равно среднегеометрическому значению импедансов чётной и нечётной мод, то при разложении получаются импульсы с равными амплитудами (рисунок 3.27*в*, 3.27*г*), а амплитуда напряжения в начале активного проводника линии равна половине э.д.с. Кроме того, при сильной связи амплитуды импульсов гораздо меньше (132 В), чем при слабой (250 В). Следовательно, для реализации модальной фильтрации более предпочтительны структур с сильными связями.

Амплитуды напряжения импульсов на выходе МФ при $R=(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$ можно получить аналитически. Подставив (3.11) в (3.9), после алгебраических преобразований получим аналитическое выражение для нормированных амплитуд импульсов четной и нечетной мод через их волновые сопротивления ($Z_e>Z_o$), которые будут равны друг другу:

$$V_1/E_0=(Z_e/Z_o)^{1/2}/((Z_e/Z_o)^{1/2}+1)^2. \tag{3.12}$$

В результате, по полученному выражению (3.12), зная значения импедансов четной Z_e и нечетной Z_o мод структуры, можно оценить ослабление опасного импульса в данной связанной линии, не вычисляя временной отклик.

Если напряжение в тракте на согласованной нагрузке в исходном состоянии (без МФ) равно $V_0=E_0/2$, то обозначив напряжение на нагрузке в цепи с фильтром за V_1, получим коэффициент ослабления в одном отрезке

$$V_0/V_1=((Z_e/Z_o)^{1/2}+1)^2/(2(Z_e/Z_o)^{1/2}), \tag{3.13}$$

а используя обозначение $k=(Z_e/Z_o)^{1/2}$ [244], получим

$$V_0/V_1 = (k+1)^2/(2k)=k/2+1+1/(2k). \tag{3.14}$$

Из (3.14) следует, если $k \to 1$ (слабая связь), то коэффициент ослабления $V_0/V_1 \to 2$. Однако если $k >> 1$, то третье слагаемое $1/(2k) \to 0$, следовательно $V_0/V_1 \approx k/2+1$.

В итоге для структуры из n отрезков связанных линий, в которой все сопротивления имеют значения $R=(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$, получим коэффициент ослабления

$$V_0/V_n=20\lg[(k+1)^2/(2k)]^n, \text{ дБ}. \quad (3.15)$$

На основе этого выражения построены зависимости, которые приведены на рисунке 3.28. Видно, что при увеличении k коэффициент ослабления увеличивается, а рост R позволяет еще больше увеличивать его.

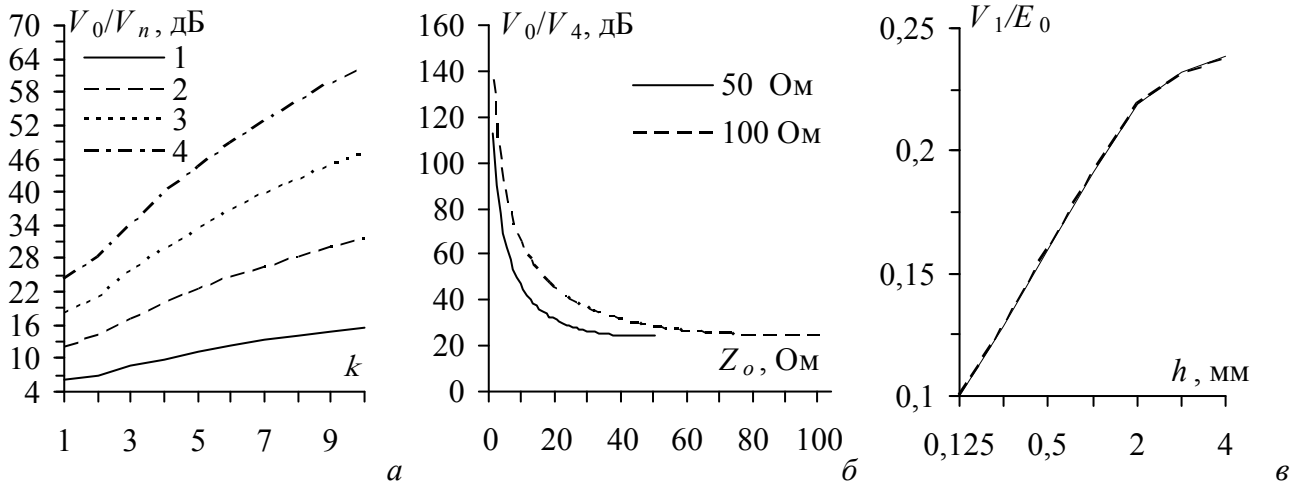


Рисунок 3.28 – Зависимости V_0/V_n от k для n=1, 2, 3, 4 (*а*) и V_0/V_4 от Z_o для разных значений $R=(Z_e\cdot Z_o)^{1/2}$ (*б*); V_1/E_0 от h (*в*): — моделирование, -- аналитика

Из рисунка 3.28*а* видно, что при увеличении k коэффициент ослабления увеличивается. Поэтому актуально увеличение k. Из рисунка 3.28*б* видна возможность дополнительного ослабления, причем рост R позволяет еще больше увеличивать его.

Для проверки полученных условий выполнена оценка влияния параметра h для линии с лицевой связью (рисунок 3.26*а*) на импедансы четной Z_e и нечетной Z_o мод, а также на амплитуды импульсов разложения на выходе МФ, и сравним результаты, полученные посредством (3.12) и моделированием в TALGAT. Параметры поперечного сечения: $w=w_1$=1 мм, s=4 мм, t=105 мкм, h=0,125, ..., 4 мм, ε_r=5. Полученные результаты представлены в таблице 3.10 (погонные задержки четной и нечетной мод, их разность, импедансы четной и нечетной мод линии и корень квадратный из их отношения).

Таблица 3.10 – Параметры линии с лицевой связью

h, мм	τ_o, нс/м	τ_e, нс/м	$\tau_o-\tau_e$, нс/м	Z_o, Ом	Z_e, Ом	$(Z_e/Z_o)^{1/2}$
0,125	6,91	3,62	3,29	9,04	561,04	7,88
0,25	6,68	3,75	2,89	16,45	521,11	5,63
0,5	6,31	3,97	2,34	28,56	462,47	4,02
1	5,95	4,28	1,67	46,54	388,06	2,89
2	5,63	4,70	0,92	70,15	307,51	2,09
3	5,46	4,96	0,50	85,72	264,28	1,76
4	5,35	5,14	0,22	97,03	236,96	1,56

Сравнение результатов, полученных в результате моделирования временного отклика на импульс с амплитудой э.д.с. генератора 1 В, подаваемый между активным и опорным

проводниками, и вычисленных по (3.12), в зависимости от h, представлено на рисунке 3.28*в*. Получено, что значения практически совпадают, а отличие связано с ошибками округления при вычислении временного отклика.

Таким образом, выбор меньших толщин диэлектрика в данной структуре позволяет получить импульсы разложения на выходе МФ с меньшими амплитудами, т.е. получить больший коэффициент деления СКИ путем усиления связи. Например, ослабление импульса в 2 раза при слабой связи может достичь 5 раз при сильной связи.

В результате, получено важное для модальной фильтрации условие выбора резистивных нагрузок на концах отрезка МФ, которое позволяет получить равные амплитуды импульсов на выходе МФ. Кроме того, получено в аналитическом виде выражение коэффициента ослабления на каскад МФ через импедансы четной и нечетной мод линии.

3.2.2.2 Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации

Для совершенствования модальной фильтрации представлено использование зеркальной симметрии [245]. За основу взята структура из рисунка 3.26*б* (далее структура 1).

Зеркально-симметричная структура относительно плоскости α, которая проходит через проводник 3, представлена на рисунке 3.29 (далее структура 2). Она отличается от структуры 1 (рисунок 3.26*б*) тем, что напротив проводников *1* и *2* добавлены проводники *1** и *2**, увеличена толщина диэлектрика $h_1 = 2h + t$ и проводник *3* расположен в диэлектрике.

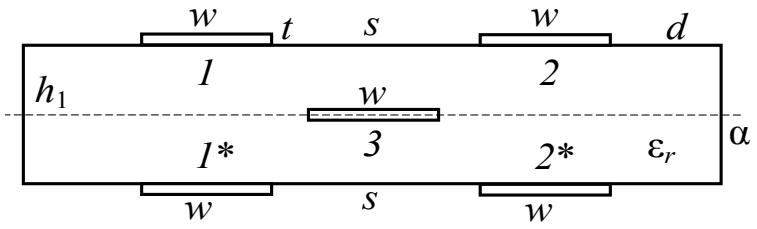


Рисунок 3.29 – Поперечное сечение структуры 2

В общем случае структура 2 рассматривается как четырехпроводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре распространяются четыре моды с соответствующими им характеристиками. Для выполнения анализа вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций при $s = 0{,}4$ мм, $w = 0{,}3$ мм, $t = 105$ мкм, $h_1 = 1{,}105$ мм, $\varepsilon_r = 5$:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 75 & -11{,}4 & -18{,}6 & -2{,}4 \\ -11{,}4 & 75 & -2{,}4 & -18{,}6 \\ -18{,}6 & -2{,}4 & 75 & -11{,}4 \\ -2{,}4 & -18{,}6 & -11{,}4 & 75 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 580{,}3 & 247{,}5 & 206{,}2 & 168{,}2 \\ 247{,}5 & 580{,}3 & 168{,}2 & 206{,}2 \\ 206{,}2 & 168{,}2 & 580{,}3 & 247{,}5 \\ 168{,}2 & 206{,}2 & 247{,}5 & 580{,}3 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}. \qquad (3.16)$$

Затем из (3.16) вычислены вектор погонных задержек мод, матрицы характеристического импеданса и собственных векторов произведения матриц **L** и **C**:

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 7{,}2 \\ 5{,}1 \\ 5{,}5 \\ 6{,}2 \end{bmatrix}, \text{ нс/м}; \quad \mathbf{Zc} = \begin{bmatrix} 92 & 29 & 28{,}5 & 19 \\ 29 & 92 & 19 & 28{,}5 \\ 28{,}5 & 19 & 92 & 29 \\ 19 & 28{,}5 & 29 & 92 \end{bmatrix}, \text{ Ом}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} 0{,}5 & 0{,}5 & -0{,}5 & 0{,}5 \\ 0{,}5 & -0{,}5 & 0{,}5 & 0{,}5 \\ 0{,}5 & 0{,}5 & 0{,}5 & -0{,}5 \\ 0{,}5 & -0{,}5 & -0{,}5 & -0{,}5 \end{bmatrix}. \qquad (3.17)$$

Из вектора $\boldsymbol{\tau}$ видно, что погонные задержки мод различны. Однако из $\mathbf{S}_v$ видно, что значения напряжений мод в проводниках равны по модулю. Кроме того, выявлено, что изменения параметров структуры 2 изменяют значения погонных задержек, но не влияют на элементы $\mathbf{S}_v$. Учет этого может быть полезен при оптимизации.

Для оценки возможности модального разложения необходимо вычислить минимальную разность погонных задержек мод (3.2) и амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника (3.8). Матрица амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника, вычисленная при условиях, что источник э.д.с. амплитудой 1 В подключался между проводниками *1* (активный) и *3* (опорный) и согласования каждой моды отрезка линии передачи:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0{,}125 & 0{,}125 & -0{,}125 & 0{,}125 \\ 0{,}125 & -0{,}125 & 0{,}125 & 0{,}125 \\ 0{,}125 & 0{,}125 & 0{,}125 & -0{,}125 \\ 0{,}125 & -0{,}125 & -0{,}125 & -0{,}125 \end{bmatrix}, \text{ В}. \qquad (3.18)$$

Из вектора $\boldsymbol{\tau}$ следует, что минимальное значение разности погонных задержек мод равно 0,4 нс/м. Следовательно, полное разложение импульсного сигнала длительностью t_Σ в отрезке линии передачи длиной l возможно при условии $t_\Sigma / l < 0{,}4$ нс/м. Кроме того, согласно (3.18) амплитуды импульсов разложения одинаковы и в 8 раз меньше амплитуды источника э.д.с. Можно предположить, что эти амплитуды не изменяются значительно при нагрузках на концах проводников равных диагональному значению $\mathbf{Z}_c$. Для подтверждения вычислены формы сигнала в начале и конце активного проводника (проводник 1, рисунок 3.29).

При вычислении форм сигнала в структуре 2 использовалась схема из рисунка 3.30. Она содержит восемь резисторов с сопротивлением 92 Ом и источник сигналов, который подключался между проводниками *1* (активный, верхний на схеме) и *3* (опорный, представленный обозначением схемной земли). Вычисленные формы сигналов в начале ($V1$) и конце ($V6$) проводника *1* при $l = t_\Sigma$/0,4 нс/м=0,3 нс/0,4 нс/м=0,75 м представлены на рисунке 3.30, где источник импульсных сигналов представлен идеальным источником э.д.с. (длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 0,1 нс, так что t_Σ = 0,3 нс, а амплитуда – 1 В).

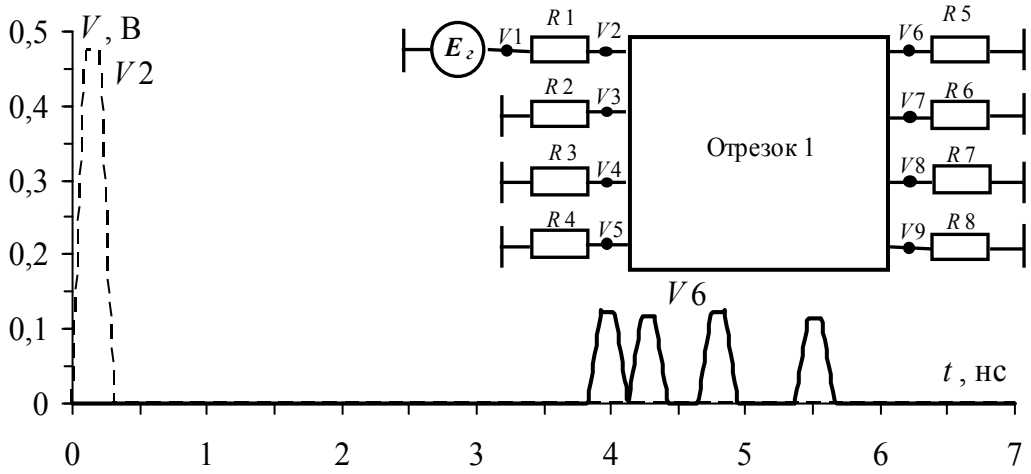


Рисунок 3.30 – Схема и формы сигнала в начале и конце проводника *1* для структуры *2*

Из рисунка 3.30 видно, что в конце проводника *1* четыре импульса с амплитудами: 0,123; 0,117; 0,123 и 0,114 В. Они несколько отличаются от 0,125 В из (3.18), из-за рассогласования каждой моды. В итоге результаты моделирования подтверждают возможность разложения импульсного сигнала на четыре импульса с одинаковыми амплитудами в 8 раз меньше, чем э.д.с.

Сравним результаты для структур 1 и 2. Для структуры 1 разложение сигнала возможно при условии $t_\Sigma/l<1$ нс/м, и для уменьшения амплитуды разложенных импульсов в 8 раз относительно э.д.с. необходимо использовать двухкаскадное соединение отрезков (рисунок 3.31). При этом длина структуры 2 будет в 1,2 раза больше длины структуры 1. Например, при t_Σ=0,3 нс общая длина для структуры 1 будет равна l_1+l_2=0,3+0,6=0,9 м (длины двух отрезков линий передачи), а длина для структуры 2 равна l=0,75 м (длина одного отрезка линии передачи). Для сравнения также вычислены частотные отклики при гармоническом воздействии э.д.с. амплитудой 1 В (рисунок 3.32). Видно, что полоса пропускания структуры 2 примерно в 1,5 раза меньше, чем у структуры 1 (рисунок 3.32*а*).

Таким образом, исследована зеркально-симметричная структура для реализации модальной фильтрации. Получено, что минимальная разность погонных задержек мод в ней в 2,5 раза меньше, чем в структуре 1. Однако амплитуды импульсов разложения в одном отрезке линии передачи одинаковы и в 8 раз меньше источника э.д.с. Кроме того, длина одиночного отрезка четырехпроводной структуры в 1,2 раза меньше, чем общая длина двухкаскадной двухпроводной структуры при одинаковых амплитудах на выходе.

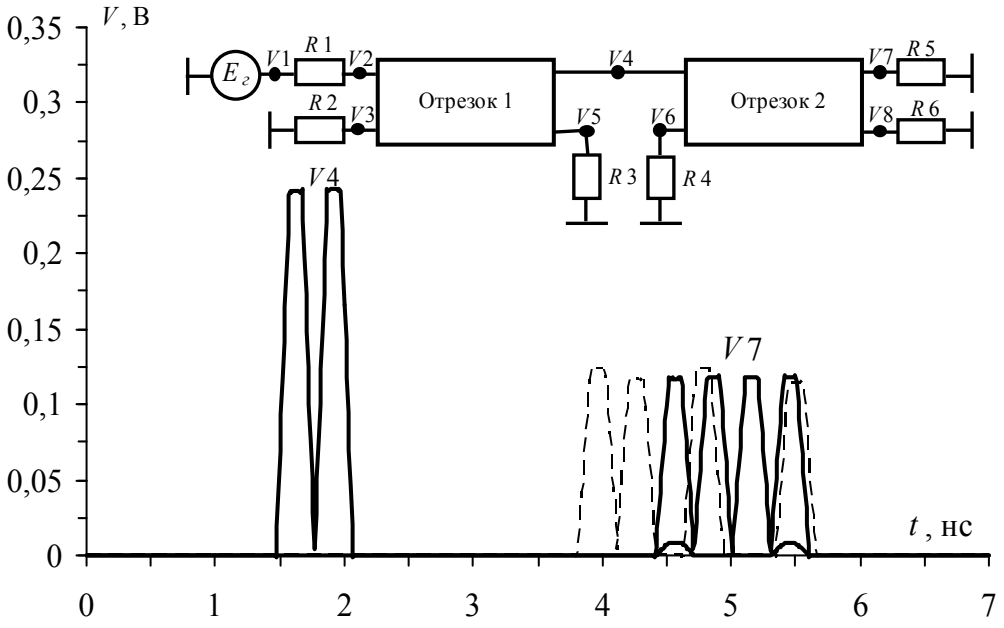


Рисунок 3.31 – Формы сигнала в конце активного проводника для структур 1 (——) и 2 (– – –)

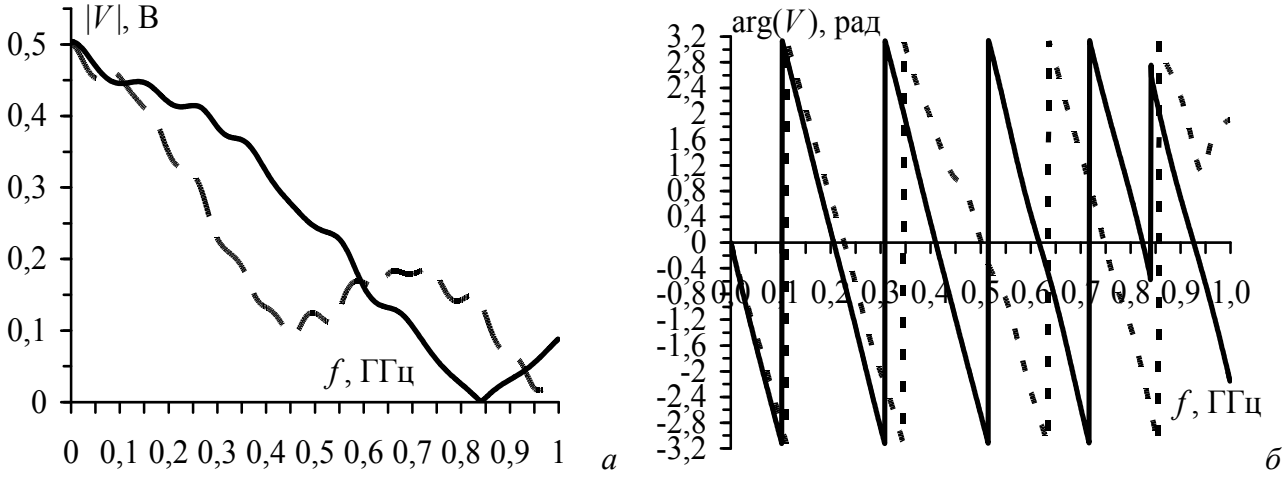
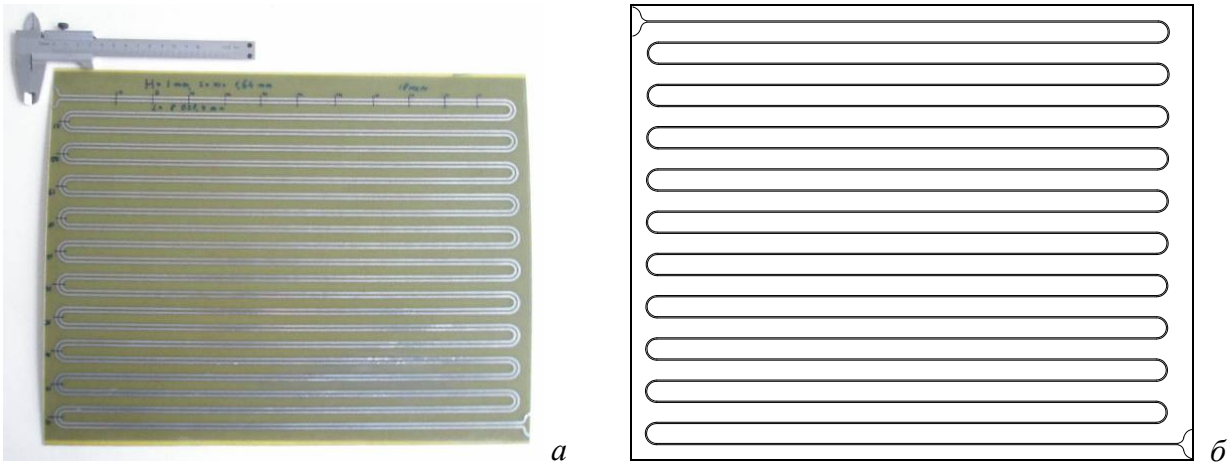


Рисунок 3.32 – Модуль (*а*) и фаза (*б*) частотного отклика для структуры 1 (——) и 2 (- - -)

3.2.2.3 Экспериментальное подтверждение

В данном разделе представлено экспериментальное подтверждение возможности модальной фильтрации в ПП. Состав экспериментальной установки: осциллограф вычислительный комбинированный С9-11 [246], макеты ПП.

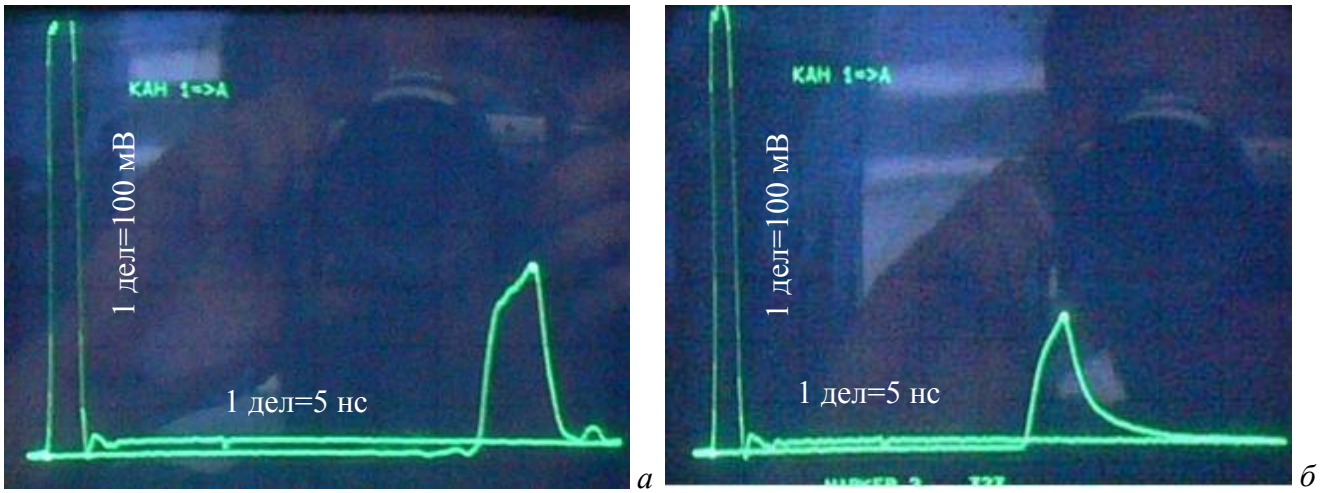
Для этого изготовлены ПП из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r=5,4 и толщинами h_d=1; 0,2 мм. Печатные платы в уменьшенном виде представлены на рисунке 3.33*а* – фотография платы 1 (параметры, измеренные микрометром и специальной лупой с ценой деления 0,01 мм: h_d=1,00 мм, t=0,02 мм, w=1,70 мм, s=1,60 мм, l=8,04 м) и рисунке 3.33*б* – фотошаблон платы 2 (h_d=0,16 мм, t=0,03 мм, w=0,29 мм, s=0,34 мм, l=5,64 м).



а *б*

Рисунок 3.33 – Фотография ПП 1 (*а*) и фотошаблон платы 2 (*б*)

Вначале на один из проводников микрополосковой линии (плат 1 и 2) подавали импульсный сигнал с параметрами: U_0=755 мВ, t_r =700 пс, t_f = 800 пс и с большой длительностью вершины импульса t_d, которую плавно уменьшали. (На концах пассивного проводника – холостой ход.) В результате для платы 1 при t_d =2 нс (общая длительность исходного импульса t_Σ=3,5 нс) длительность импульса в конце активного проводника увеличилась более чем в 2 раза – t_Σ=7,2 нс, а амплитуда уменьшилась до 336 мВ (рисунок 3.34*а*). Дальнейшее уменьшение длительности вершины импульса приводило к разложению на два импульса. Для платы 2 это произошло при t_d =1,3 нс (общая длительность импульса в начале t_Σ=2,8 нс) и длительность импульса в конце составила 9 нс, а амплитуда – 227 мВ (рисунок 3.34*б*). Отметим, что на обоих рисунках импульс справа – это результат неполного разложения импульса за счет затягивания фронтов и уменьшения амплитуды из-за дисперсии.



а *б*

Рисунок 3.34 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) активного проводника плат 1 (*а*) и 2 (*б*)

Далее на проводники плат 1 и 2 подавался импульс с параметрами: E_0=615 мВ, t_r =700 пс, t_f = 700 пс, t_d =0 нс (общая длительность импульса минимальна – t_Σ=1,4 нс). Полученные осциллограммы представлены на рисунке 3.35.

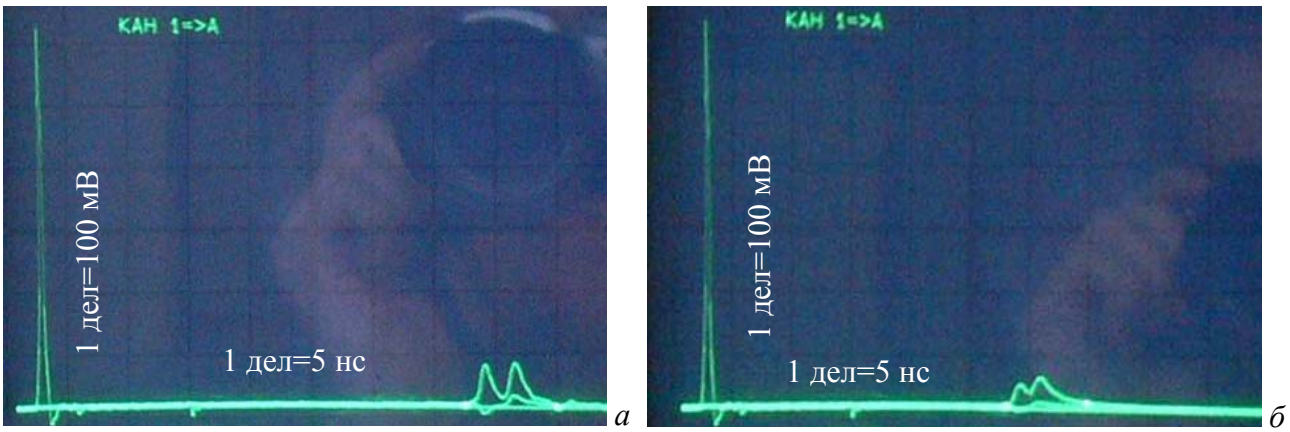


Рисунок 3.35 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульсы справа) активного и пассивного проводников платы 1 (*а*) и 2 (*б*)

Из полученных результатов видно разложение исходного импульса на два импульса. Амплитуды импульсов разложения уменьшены из-за потерь и дисперсии гораздо более чем в 2 раза: для платы 1 они равны 80 и 85 мВ, а для платы 2 – 58 и 71 мВ. В результате экспериментального исследования подтверждена возможность разложения сигналов в структурах ПП. Следовательно, подобные структуры можно использовать для создания МФ.

3.2.3 Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в кабелях

В данном разделе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований, подтверждающих возможность реализации модальной фильтрации в кабелях [247–266].

Рассмотрены широко распространенные кабели с различным сечением жил, которые по структуре поперечного сечения разделены на круглые (рисунок 3.36*а*) и плоские (рисунок 3.36*б*, *в*), а по наличию воздушных промежутков в поперечном сечении кабели разделены на две группы: с воздушными промежутками (рисунок 3.36*а*, *б*) и со сплошным диэлектрическим заполнением (рисунок 3.36*в*).

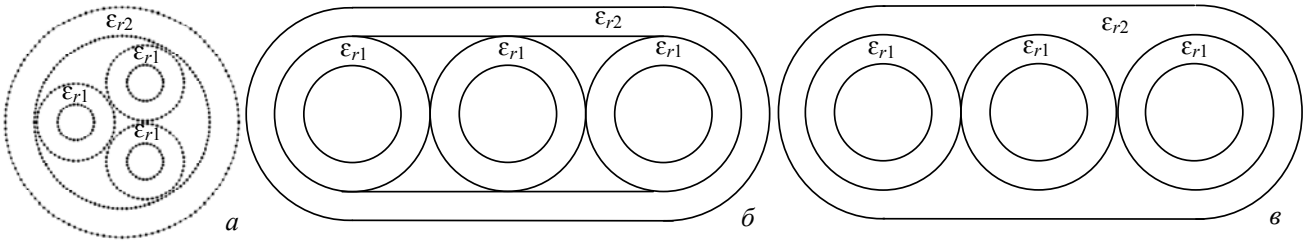


Рисунок 3.36 – Поперечное сечение круглого (*а*) и плоского (*б*, *в*) кабелей

Для оценки возможности модальной фильтрации в кабелях необходимо знать значения погонных задержек мод и их разности. Поэтому выполнен анализ этих параметров для некоторых марок кабелей.

Для кабеля ТРП–3×0,5 зависимости τ_1(•••), τ_2(---) и τ_1–τ_2(—) от ε_r оболочки приведены на рисунке 3.37*а*. При материале оболочки из поливинилхлоридного (ПВХ) пластиката (ε_r=3) разность погонных задержек мод составляет примерно 0,4 нс/м.

Для кабеля RJ-12 зависимости τ_1(•••), τ_2(---), τ_3(—) от относительной диэлектрической проницаемости оболочки кабеля (ε_{r2}) при относительной диэлектрической проницаемости оболочки проводов из ПВХ (ε_{r1}=3) приведены на рисунке 3.37*б*. Как видно, при материале оболочки кабеля из того же ПВХ (ε_{r2}=3) максимальная разность погонных задержек мод составляет примерно 0,3 нс/м. Для оценки влияния числа проводов в кабеле типа RJ-12 аналогичные исследования выполнены для его вариантов с меньшим и большим числом проводов. Зависимости $\max(\tau_i)$–$\min(\tau_i)$ от ε_{r2} при ε_{r1}=3 для N=2(•••), N=3(---), N=4(—) приведены на рисунке 3.37*в*. Видно, что с ростом N минимум максимальной разности погонных задержек мод увеличивается, но характер зависимостей различен.

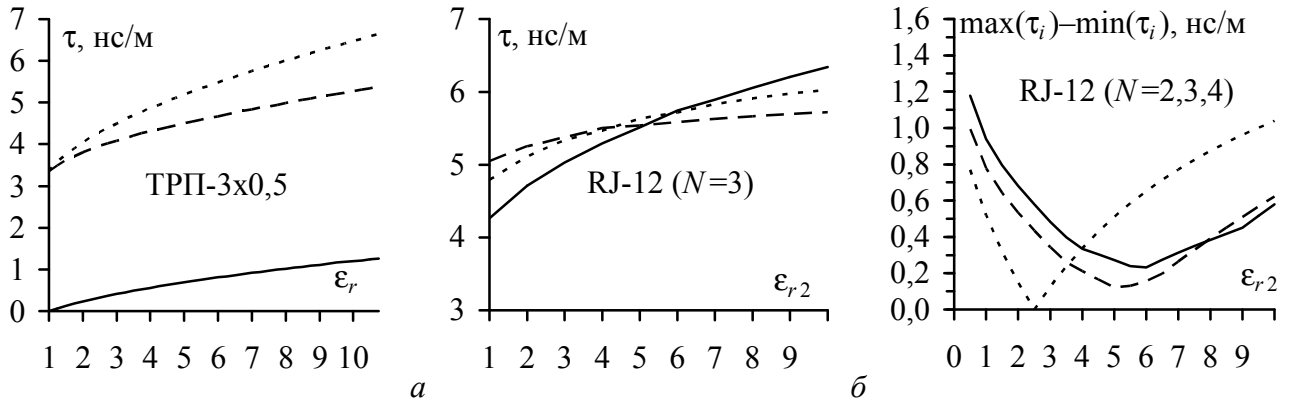


Рисунок 3.37 – Зависимости погонных задержек мод (*а*, *б*) и их максимальной разности (*в*) от ε_{r2}

Для кабелей NUM (рисунок 3.36*а*) и АПУНП (рисунок 3.36*б*) были вычислены значения погонных задержек мод и их разности для ε_{r2}=1,2, …, 20 при ε_{r1}=3. Внешняя среда – воздух. В результате получено, что для кабеля NUM погонные задержки мод равны, а их значения изменяются в диапазоне 4,78–5,3 нс. Поэтому модальных искажений в кабеле NUM не будет. В кабеле АПУНП разница погонных задержек мод существенна (рисунок 3.38). При оболочке кабеля из ПВХ (ε_{r2}=3) разница погонных задержек мод составляет 0,3 нс/м. Следовательно, для реализации модальной фильтрации подходят плоские кабели.

Для широко распространенных плоских кабелей значения задержек мод и их разности, вычисленные при ε_r=3, приведены в таблице 3.11. Видно, что у плоских кабелей значение разности погонных задержек мод составляет более (0,3; 0,5) нс/м. Причем, при равном сечении жил, у кабелей без воздуха она в 1,6–1,8 раза больше, чем у кабелей с воздухом. Большее значение разности позволяет уменьшить длину структуры для деления заданного импульса,

либо поделить импульс большей длительности. Таким образом, получены важные для модального разложения электрические параметры широко применяемых плоских кабелей.

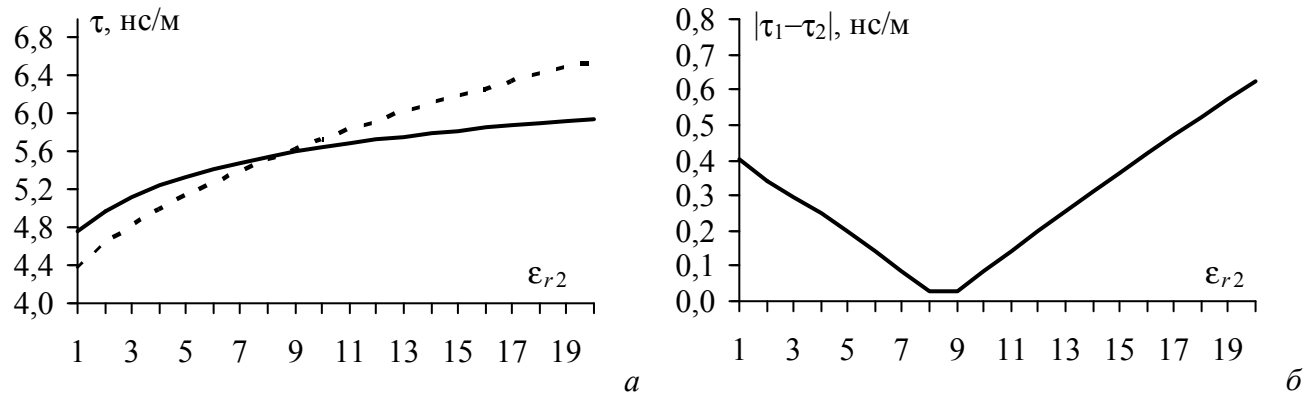


Рисунок 3.38 – Зависимость погонных задержек (*а*) и модуля их разности (*б*) от ε_{r2} для рисунка 3.36*б*

Таблица 3.11 – Значения погонных задержек мод и их разности для плоских кабелей

	Кабели с воздухом				Кабели без воздуха	
	ВВГ 3×1,5	ВВГ 3×2,5	ВВГ 3×4	ПУГНП 3×1,5	ПУГНП 3×2,5	ПУГНП 3×4
τ_1, нс/м	5,090	4,977	5,048	5,063	5,602	5,594
τ_2, нс/м	4,777	4,676	4,713	4,743	5,063	5,073
$\Delta\tau$, нс/м	0,313	0,302	0,335	0,320	0,539	0,521

Для подтверждения возможности модального разложения в рассматриваемых кабелях выполнено вычисление форм сигнала. Длина кабеля выбиралась из условия (3.5). Рассматривались три варианта подключения к кабелю генератора э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника. Результаты моделирования отклика для АПУНП и RJ-12 приведены на рисунках 3.39, 3.40, где А – активный проводник, к которому подключен генератор импульса; О – опорный проводник; П – пассивный проводник.

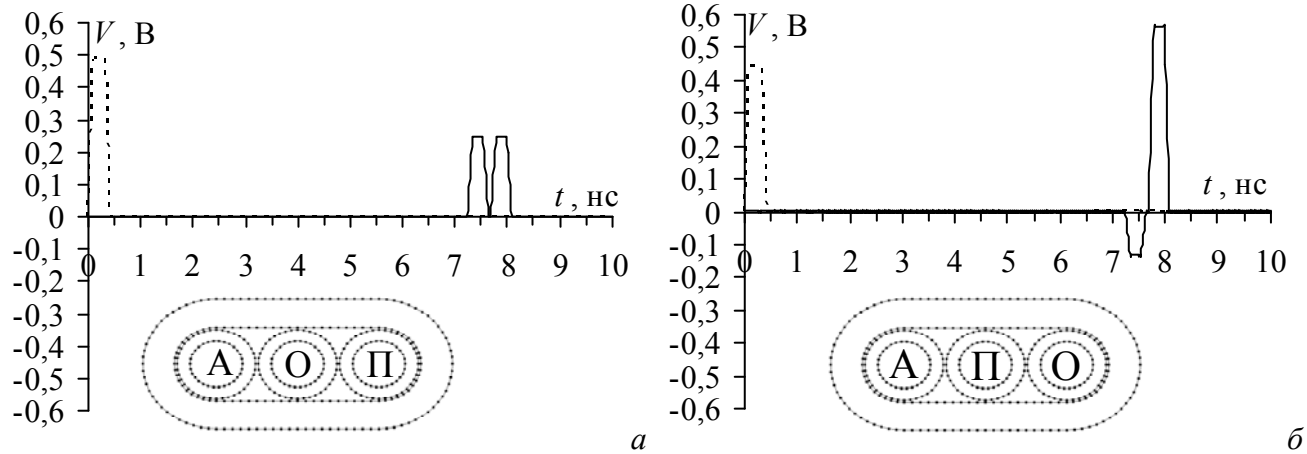


Рисунок 3.39 – Формы сигнала в начале (– –) и конце (—) активного проводника кабеля АПУНП (E_0=1 В, $t_r = t_f$=100 пс, t_d =200 пс, l=1,5 м)

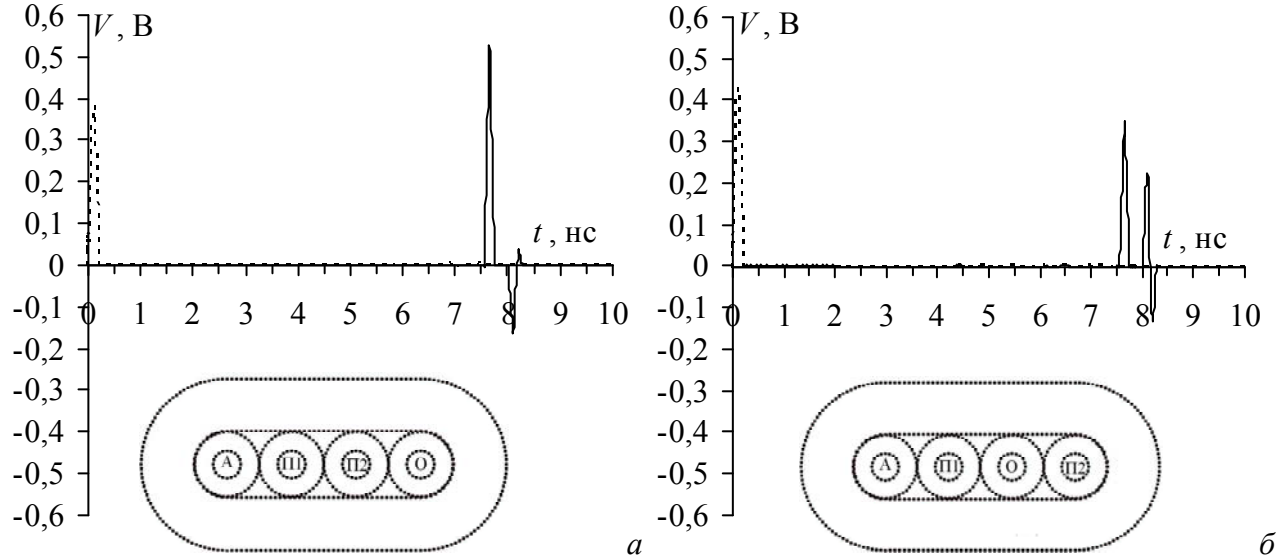


Рисунок 3.40 – Формы сигнала в начале (– –) и конце (—) активного проводника кабеля RJ-12 (E_0=1 В, $t_r = t_f$=100 пс, t_d =10 пс, l=1,5 м)

В результате получено, что для варианта, когда опорный проводник расположен между активным и пассивным проводниками, к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половинной) амплитуды и полярности (рисунок 3.39*а*). В остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Для кабеля RJ-12 получено для некоторых вариантов два импульса, а для других три (рисунок 3.40). (Можно отметить, что две погонные задержки мод τ_2 и τ_3 при ε_{r2}=3 почти равны (рисунок 3.37 *в*), т.к. они различаются всего на 40 пс.) Следовательно, количество наблюдаемых импульсов и их амплитуда в конце отрезка плоского кабеля зависит от расположения активного, пассивного и опорного проводников, а также от коэффициентов отражений каждой моды.

Далее исследовалось влияние изменений граничных условий на концах активного и пассивного проводников. При исследовании рассматривались кабели марок ВВГ 3×1,5, ПУГНП 3×1,5 и ПУГНП 3×2,5. Схема включения одиночного отрезка, используемая при исследовании, представлена на рисунке 3.41.

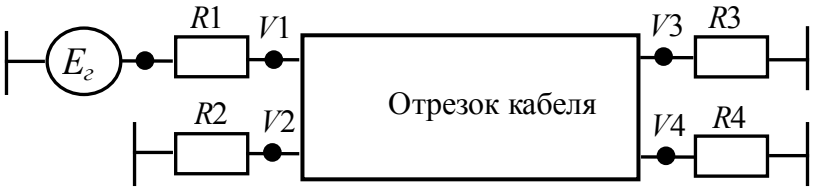


Рисунок 3.41 – Схема включения отрезка кабеля

Входное воздействие представляет собой импульсный сигнал общей длительностью 300 пс. Длительности фронта, спада и плоской вершины импульса выбраны равными по 100 пс. Амплитуда импульса составляет 2 В.

Моделирование выполнено для 10 вариантов (*var*) включения отрезков:

1. $R1=R2=R3=R4$ – псевдосогласование (ПС);

2. $R1=R3$ – ПС, $R2=R4$ – холостой ход (ХХ);

3. $R1=R3$ – ПС, $R2=R4$ – короткое замыкание (КЗ);

4. $R1=R3$ – ПС, $R2$ – ХХ, $R4$ – КЗ;

5. $R1=R3$ – ПС, $R2$ – КЗ, $R4$ – ХХ;

6. $R1=R3$=50 Ом, $R2=R4$ – ПС;

7. $R1=R3$=50 Ом, $R2=R4$ – ХХ;

8. $R1=R3$=50 Ом, $R2=R4$ – КЗ;

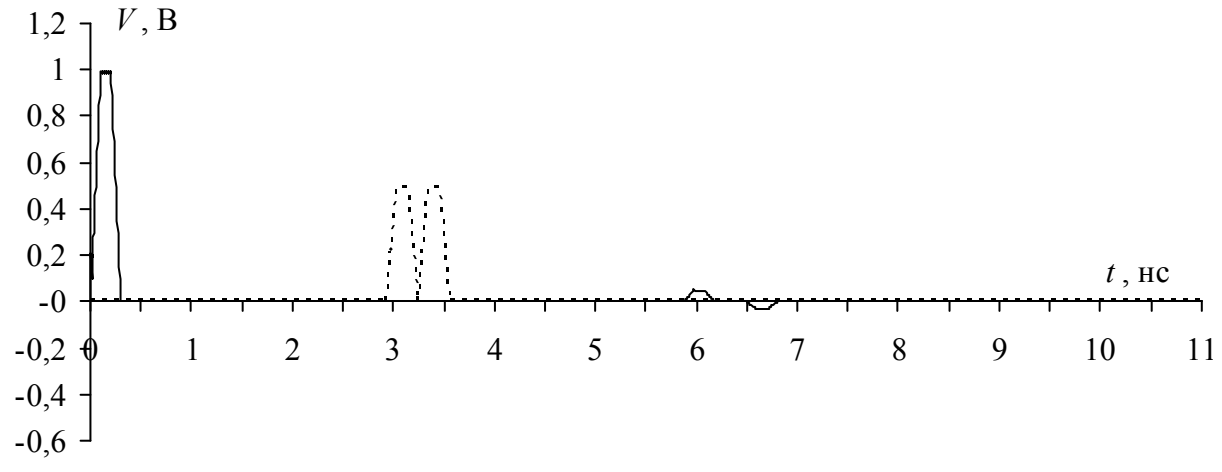
9. $R1=R3$=50 Ом, $R2$ – ХХ, $R4$ – КЗ;

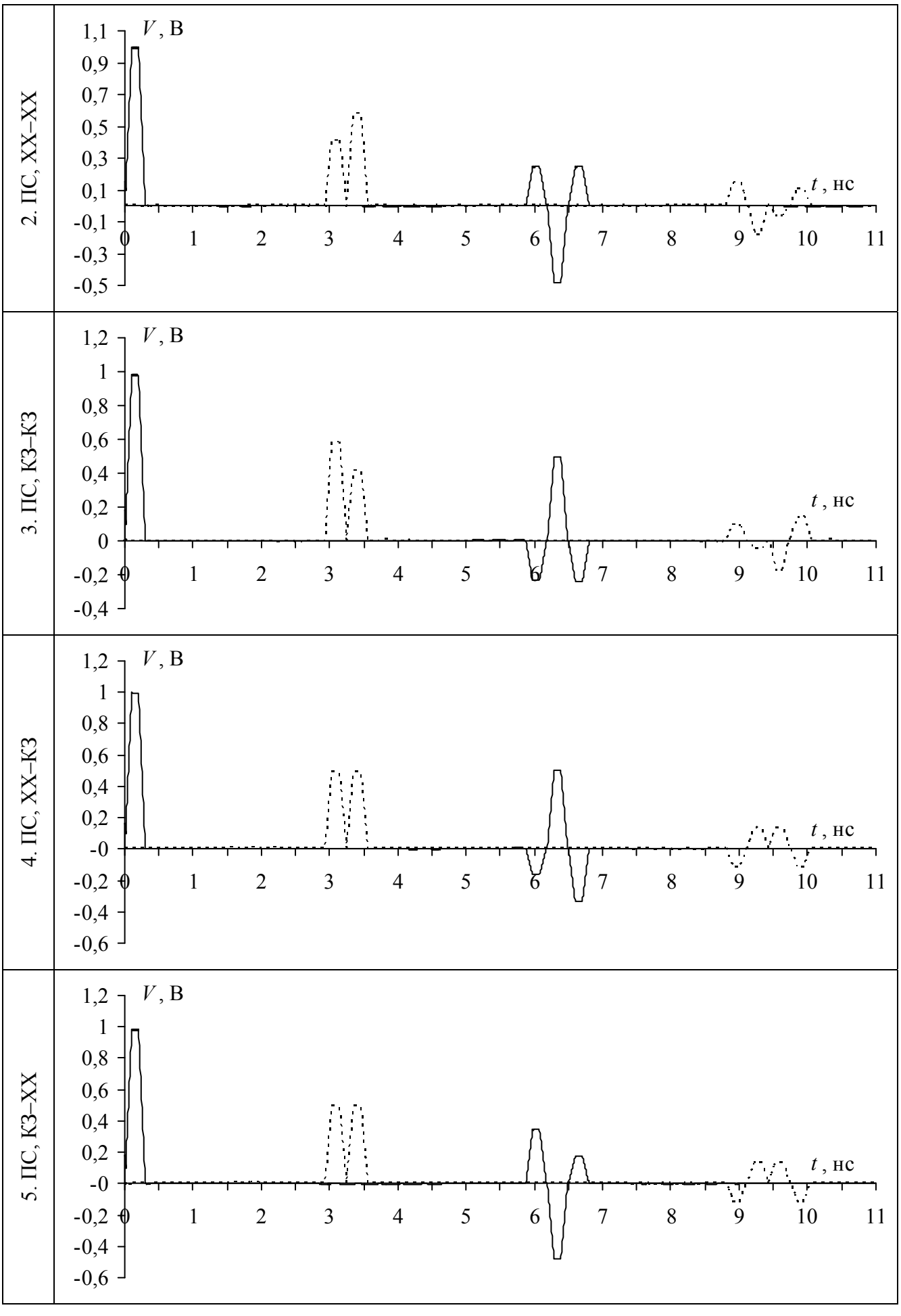
10. $R1=R3$=50 Ом, $R2$ – КЗ, $R4$ – ХХ.

При моделировании номинал резистора для КЗ выбран равным 1 мОм, для ХХ – 5 МОм, для ПС – значению диагональных коэффициентов матрицы **Z**. Длины отрезков кабелей выбраны из условия (3.2), минимальными, при которых происходит полное разложение импульса. Длина отрезка кабеля ВВГ 3×1,5 составляет 0,98 м, ПУГНП 3×1,5 – 0,95 м и ПУГНП 3×2,5 – 0,58 м. Как видно, длина отрезка кабеля без воздуха почти в 2 раза меньше длины отрезков кабелей с воздухом.

Моделирование отклика было выполнено для всех кабелей, но результаты, поскольку они аналогичны, представлены только для ПУГНП 3×2,5 (таблица 3.12). Обозначение вариантов в виде «1. ХХ–КЗ» означает вариант включения №9, имеющий в начале пассивного проводника – холостой ход, а в конце – короткое замыкание.

Таблица 3.12 – Формы сигнала в начале ($V1$ ─) и конце ($V3$ ⋯) активного проводника для вариантов 1–5 рассогласования одиночного отрезка кабеля ПУГНП 3×2,5

var	Формы сигналов
1. ПС, ПС–ПС	


2. ПС, ХХ–ХХ
V, В
t, нс
3. ПС, КЗ–КЗ
V, В
t, нс
4. ПС, ХХ–КЗ
V, В
t, нс
5. ПС, КЗ–ХХ
V, В
t, нс

Полученные результаты показывают, что при рассогласовании отрезков кабеля разложение импульса сохраняется. Рассогласование влияет на соотношение амплитуд импульсов разложения и на появление отражённых сигналов. Детальный анализ результатов таблицы 3.12 для кабеля ПУГНП 3×2,5 показал следующее.

В варианте 1, когда отрезок псевдосогласован, входной импульс делится на два импульса с одинаковыми амплитудами вдвое меньшими по отношению к импульсу на входе. Варианты 4 и 5 дают такие же результаты, как и вариант 1, за исключением появления отражённых сигналов, которые приходят в начало и конец линии после прохода по линии. Важно отметить, что теперь часть энергии, рассеиваемая ранее на резисторах пассивного проводника, рассеивается на генераторе и нагрузке.

В случаях, когда пассивный проводник на холостом ходу или замкнут на землю на обоих концах пассивного проводника, амплитуды импульсов отличаются. В случае ХХ амплитуда первого импульса меньше амплитуды второго на 30%, и составляет 40% от амплитуды импульса на входе, амплитуда второго импульса составляет 60% от амплитуды импульса на входе. При КЗ, наоборот, амплитуда второго меньше чем первого с теми же соотношениями.

Варианты 6, 9 и 10 дают результаты по характеру одинаковые с вариантами 1, 4 и 5 с равными амплитудами. Здесь амплитуды импульсов в 2,5 раза меньше, чем у импульса на входе.

Характер результатов вариантов 7 и 8 совпадает с вариантами 2 и 3 соответственно. Амплитуда первого импульса варианта 7 меньше амплитуды второго импульса на 35%. Амплитуда первого импульса составляет 30% от импульса на входе, а амплитуда второго – 47%. Для варианта 8 эти соотношения инвертируются.

Также выполнено исследование влияния рассогласования в структурах из двух и трех последовательно соединённых отрезков кабеля ПУГНП 3×4. Для двухотрезочной структуры длина первого отрезка равна 0,6 м, а длина второго –1,2 м. Моделирование выполнено для 17 вариантов включения отрезков. В результате установлено, что при рассогласовании отрезков эффект последовательного разложения импульса сохраняется. Рассогласование приводит к изменениям амплитуд импульсов и к появлению отражений сигнала. Примечательны варианты с делением входного импульса на импульсы с одинаковыми амплитудами.

Для трехотрезочной структуры длина первого отрезка – 0,6 м, второго – 1,2 м, третьего – 2,4 м. Моделирование выполнено для 37 вариантов включения отрезков. В результате также установлено, что эффект последовательного разложения сохраняется. Выявлено, что некоторые сигналы, полученные при делении входного импульса, имеют характер изменения амплитуд, противоположный сигналам других вариантов. Пример такого случая представлен на рисунке 3.42.

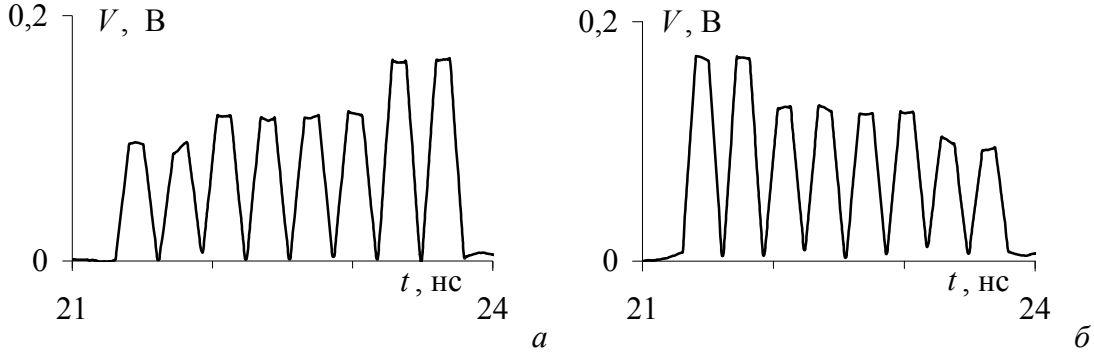


Рисунок 3.42 – Сигналы с противоположным характером изменения амплитуд импульсов разложения

Таким образом, проведено исследование влияния граничных условий на концах отрезков плоских кабелей на амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника структуры.

Ниже представлены результаты натурного эксперимента, выполненного с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11 [267–270]. Получены осциллограммы и результаты измерения параметров импульсных сигналов в начале и конце активного проводника кабеля. Выполнено сравнение результатов эксперимента и моделирования этого эксперимента.

В первом эксперименте между парой соседних проводников отрезка кабеля ПУГНП 3×4 длиной l=4,8 м подавался импульс с параметрами: E_0=0,7 В, t_r=345,6 пс, t_f=276 пс, t_d=137,8 пс (по уровням 0,1–0,9) (рисунок 3.43). (На концах пассивного проводника кабеля – холостой ход.)

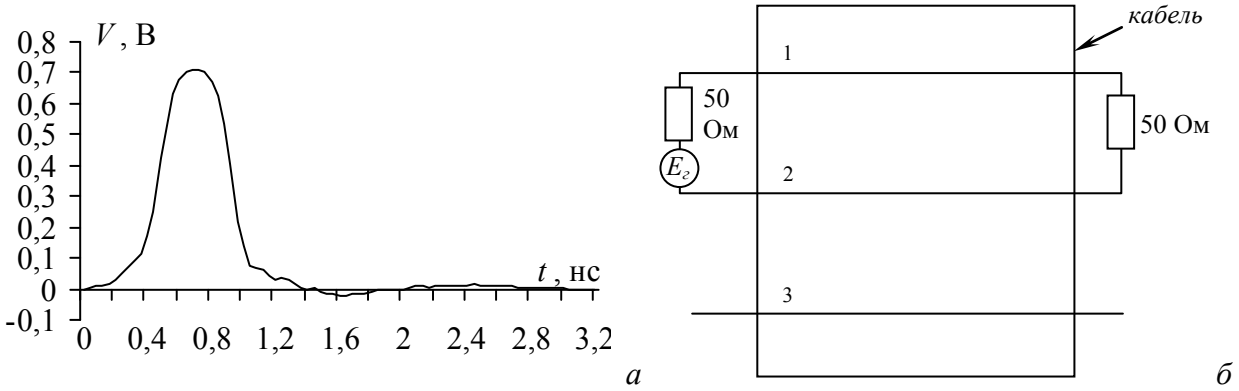


Рисунок 3.43 – Форма сигнала на выходе генератора (*а*) и схема соединения проводников кабеля при измерениях и моделировании (*б*)

Осциллограммы напряжения представлены на рисунке 3.44*а*. Исходный импульс раскладывается в конце активного проводника плоского кабеля на два импульса с амплитудами 182 мВ и 234 мВ. Различие амплитуд вызвано влиянием потерь и рассогласования. Осциллограммы для круглого кабеля ПВСн 3×2,5 такой же длины представлены на рисунке 3.44*б*. Амплитуда импульса в конце активного проводника уменьшилась из-за потерь до

348 мВ, но разложения нет. Таким образом, экспериментальные результаты подтверждают теоретические: в плоских кабелях возможно разложение импульса на два импульса меньшей амплитуды, а в круглых кабелях разложение не происходит.

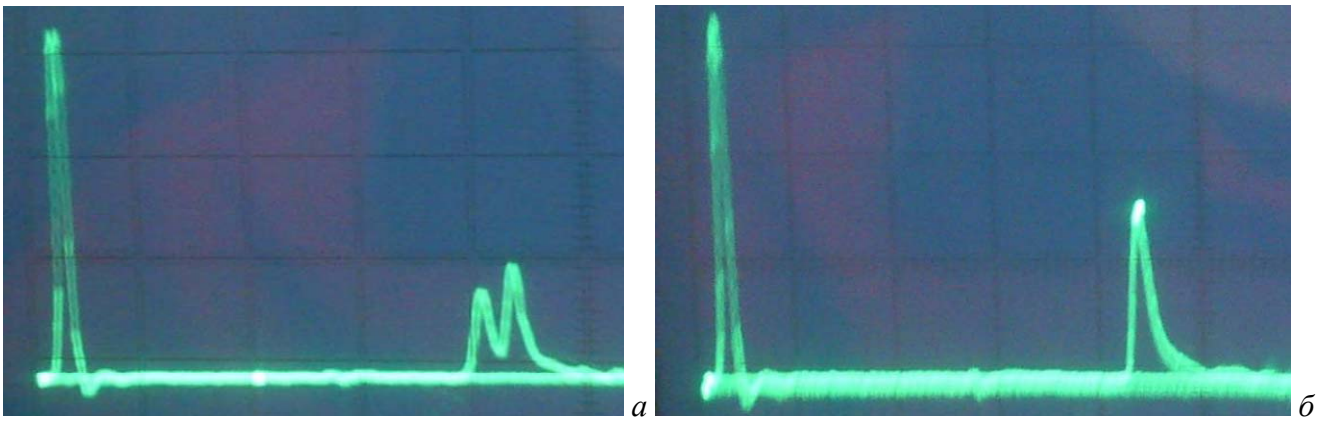


Рисунок 3.44 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) активного проводника плоского кабеля ПУГНП 3×4 (*а*) и круглого кабеля ПВСн 3×2,5 (*б*)

Во втором эксперименте использовался отрезок кабеля ПУГНП 3×1,5 (рисунок 3.45*а*) длиной l=15 м. Между парой соседних проводников подавался такой же импульс, как в первом эксперименте (рисунок 3.45*б*). (На концах пассивного проводника кабеля – холостой ход.)

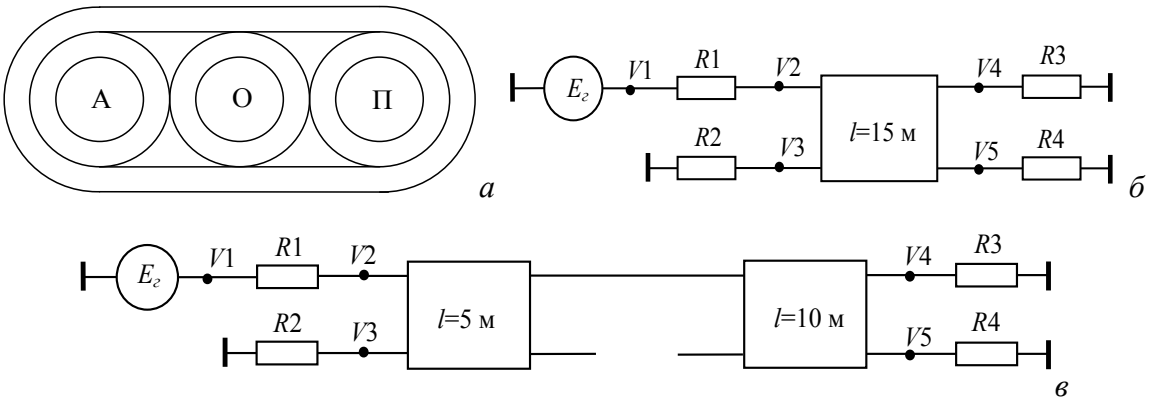
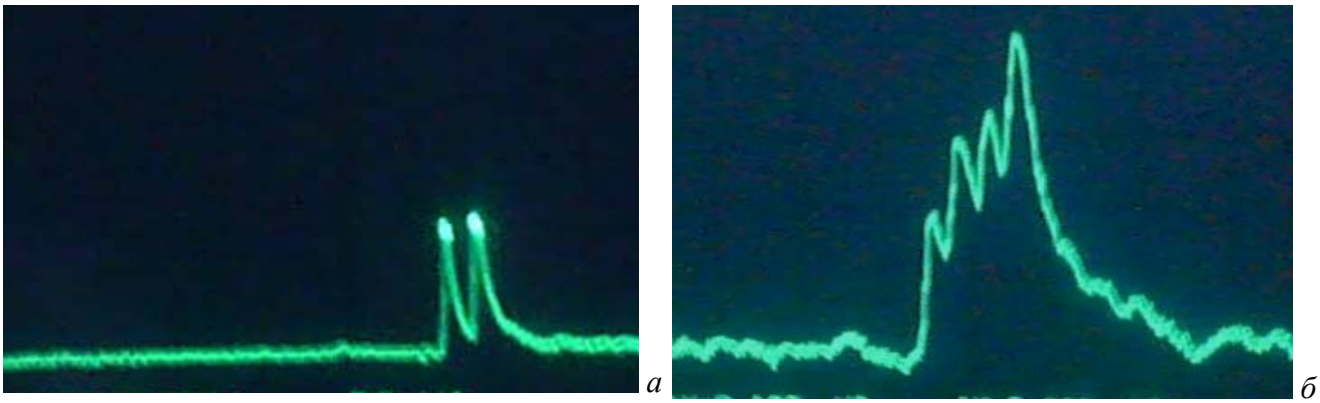


Рисунок 3.45 – Поперечное сечение кабеля ПУГНП 3×1,5, принципиальная схема структуры без разрыва (*б*) и с разрывом (*в*) пассивного проводника

В результате импульс в конце кабеля разложился на два импульса с амплитудами 97 и 100 мВ и разностью задержек мод (измеренной маркерами между пиками) равной 5,2 нс (рисунок 3.46*а*). После этого, на расстоянии l_1=5 м от источника воздействия был сделан разрыв в пассивном проводнике кабеля. В итоге, получилась структура, состоящая из двух последовательно соединенных отрезков с длинами l_1=5 м и l_2=10 м (рисунок 3.45*в*). (На концах и на стыке пассивного проводника – холостой ход.) Полученная осциллограмма представлена на рисунке 3.46*б*. В конце второго отрезка импульс разложился на 4 импульса с амплитудами 38,5; 61,6; 70; 92,2 мВ и разностями задержек 1,3; 1,7; 1,6 нс. Однако очень пологий спад каждого импульса, вызванный потерями и дисперсией на большой длине кабеля, привел к

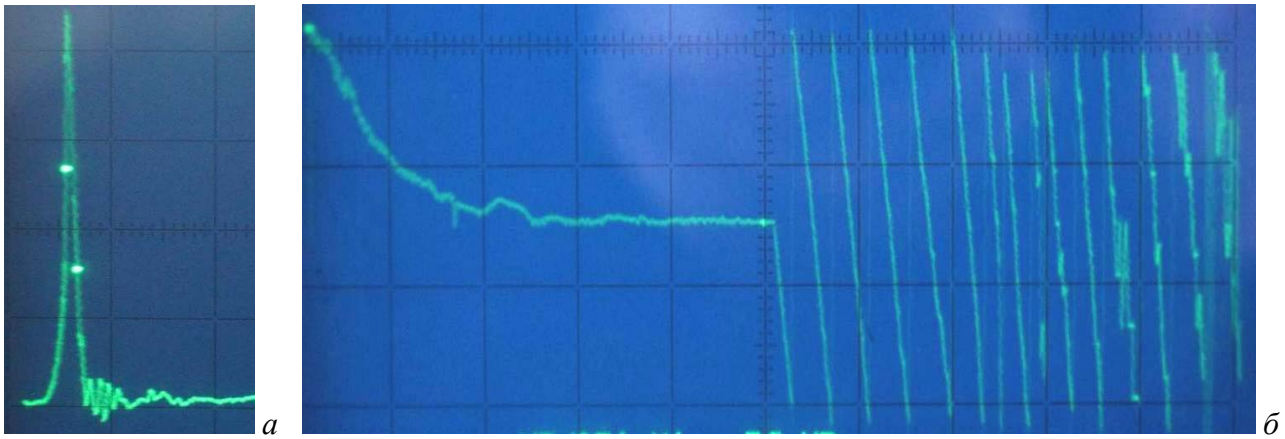
значительному слиянию импульсов с последовательным ростом их амплитуды. В различие амплитуд внесло свой вклад и рассогласование из-за холостого хода в пассивном проводнике. Таким образом, в плоских кабелях возможно последовательное разложение импульса на импульсы меньшей амплитуды.



а *б*

Рисунок 3.46 – Осциллограммы сигналов в конце активного проводника кабеля ПУГНП 3×1,5 без разрыва (*а*) и с разрывом (*б*) в пассивном проводнике

Ниже представлены результаты эксперимента при изменении граничных условий на концах пассивного проводника: холостой ход (ХХ), короткое замыкание (КЗ). Исследовались структуры без разрыва (рисунок 3.45*б*) и с разрывом (рисунок 3.45*в*) пассивного проводника. Воздействие подавалось между опорным и активным проводниками. Значения *R*2 и *R*4 изменялись: ХХ, КЗ. Параметры исходного импульса на нагрузке 50 Ом: E_0=225 мВ, t_r=280 пс, t_f=280 пс, t_d=200 пс. Измерения производились с аттенюатором 20 дБ, а остальные – без аттенюатора. Фотографии формы и спектра исходного импульса приведены на рисунке 3.47. При измерениях горизонтальная развертка равна 20 нс/дел., а вертикальная – 50 мВ/дел.



а *б*

Рисунок 3.47 – Форма (*а*) и спектр (*б*) исходного импульса

Рассмотрено 4 варианта: холостой ход на обоих концах пассивного проводника (ХХ-ХХ); короткое замыкание на опорный проводник на обоих концах пассивного проводника (КЗ-КЗ); короткое замыкание на ближнем конце и холостой ход на дальнем конце пассивного проводника

(КЗ–ХХ); холостой ход на ближнем конце и короткое замыкание на дальнем конце пассивного проводника (ХХ–КЗ).

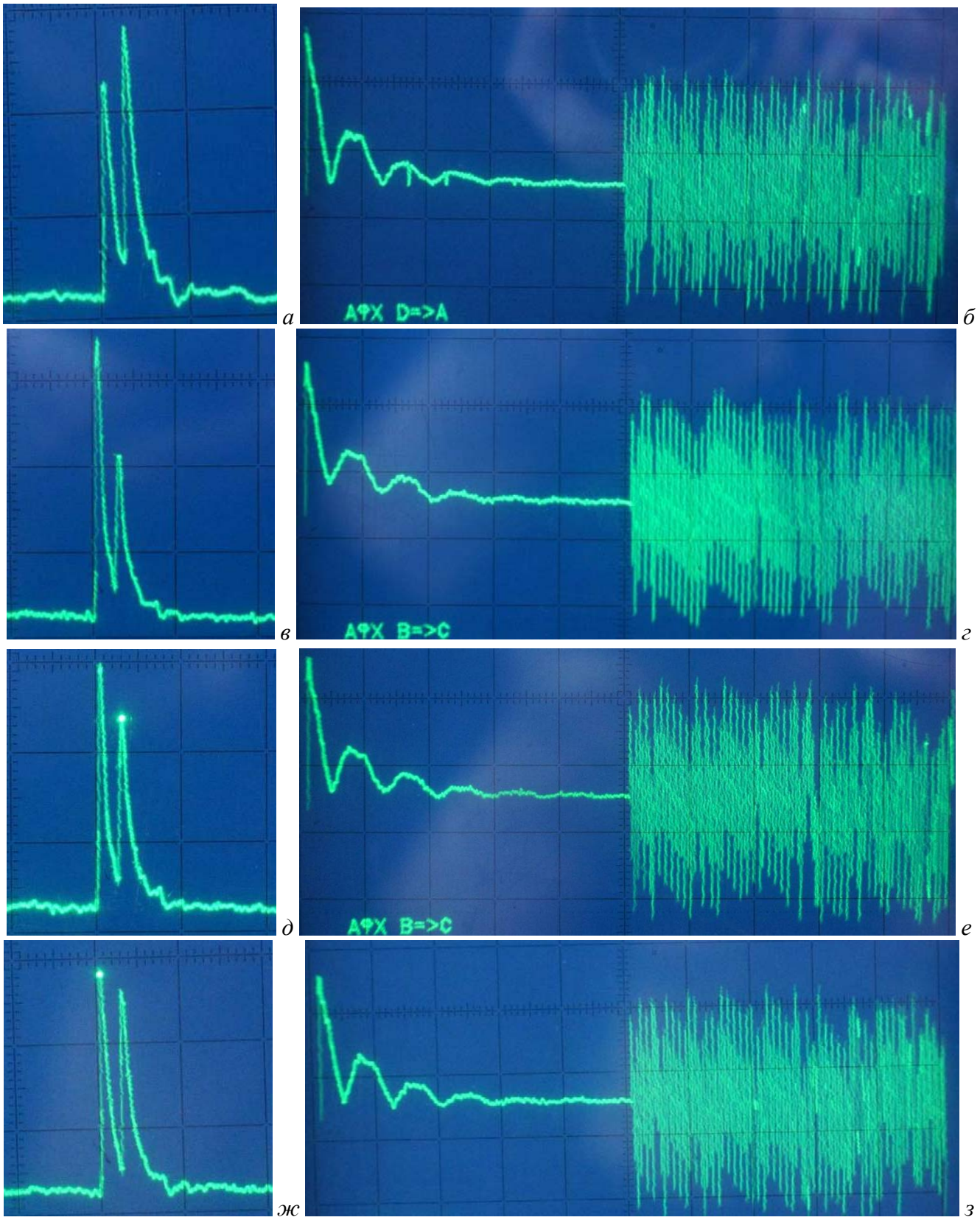
Фотографии форм и спектров сигнала в конце активного проводника (*V*4) для структуры без разрыва приведены на рисунке 3.48, а с разрывом – на рисунке 3.49. Измеренные параметры сигнала в конце активного проводника (*V*4) сведены в таблицу 3.13. Получено, что время задержки самой быстрой моды (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5 % для осциллографа С9-11) составляет 72±5,4 нс, что соответствует погонной задержке τ_2 (таблица 3.11), умноженной на длину структуры (4,74 нс/м×15 м=71,1 нс). Максимальная разница между вершинами импульсов выходного сигнала (*V*4) для структуры без разрыва равна 4,8 нс, а с разрывом – 5,2 нс.

Таблица 3.13 – Параметры сигналов в конце активного проводника

Параметр сигнала	Структура без разрыва				Структура с разрывом			
	ХХ-ХХ	КЗ-КЗ	КЗ-ХХ	ХХ-КЗ	ХХ-ХХ	КЗ-КЗ	КЗ-ХХ	ХХ-КЗ
Амплитуда 1, мВ	112	160	138	134	45,5	69	57	57
Амплитуда 2, мВ	133	93	107	120	75,5	79,5	65,5	93,5
Амплитуда 3, мВ	–	–	–	-	75	80	84	75
Амплитуда 4, мВ	–	–	–	-	120	93	101	108

Из полученных результатов видно, что исходный сигнал при распространении в структуре без разрыва раскладывается на два импульса. Данные результаты подтверждают возможность разложения импульсного сигнала в плоских кабелях. При этом для варианта ХХ–ХХ амплитуда второго импульса больше, чем амплитуда первого, в 1,2 раза. При разрыве в пассивном проводнике количество импульсов увеличивается до 4-х, но из-за влияния потерь и дисперсии они сливаются и максимальная амплитуда равна 120 мВ. Эти результаты подтверждают результаты моделирования. Для варианта КЗ-КЗ получено, что, по сравнению со случаем ХХ, для структуры без разрыва амплитуда первого импульса (160 мВ) стала больше второго (93 мВ). Для структуры с разрывом максимальная амплитуда уменьшилась до 93 мВ и наблюдается выравнивание амплитуд импульсов. При варианте КЗ–ХХ, как и в случае ХХ–ХХ, амплитуда первого импульса больше, чем второго, однако значения различны для рассмотренных граничных условий. Фотография для структуры с разрывом не приведена, но снятые с неё результаты измерений, позволяющие сравнение с результатами без разрыва, представлены в таблице 3.13. При варианте ХХ–КЗ видно, что, по сравнению со случаями, рассмотренными выше, происходит выравнивание амплитуд импульсов для структуры без разрыва, но первый импульс остается больше по амплитуде. Для структуры с разрывом происходит изменение амплитуд сигнала. Таким образом, экспериментальные исследования подтвердили возможность реализации модальной фильтрации в плоских кабелях. Изменение граничных условий вдоль

(разрыв провода) и на концах пассивного проводника приводит к изменению количества и амплитуд импульсов в конце активного проводника.



а *б* *в* *г* *д* *е* *ж* *з*

Рисунок 3.48 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры без разрыва: ХХ–ХХ (*а*, *б*), КЗ-КЗ (*в*, *г*), КЗ–ХХ (*д*, *е*), ХХ–КЗ (*ж*, *з*)

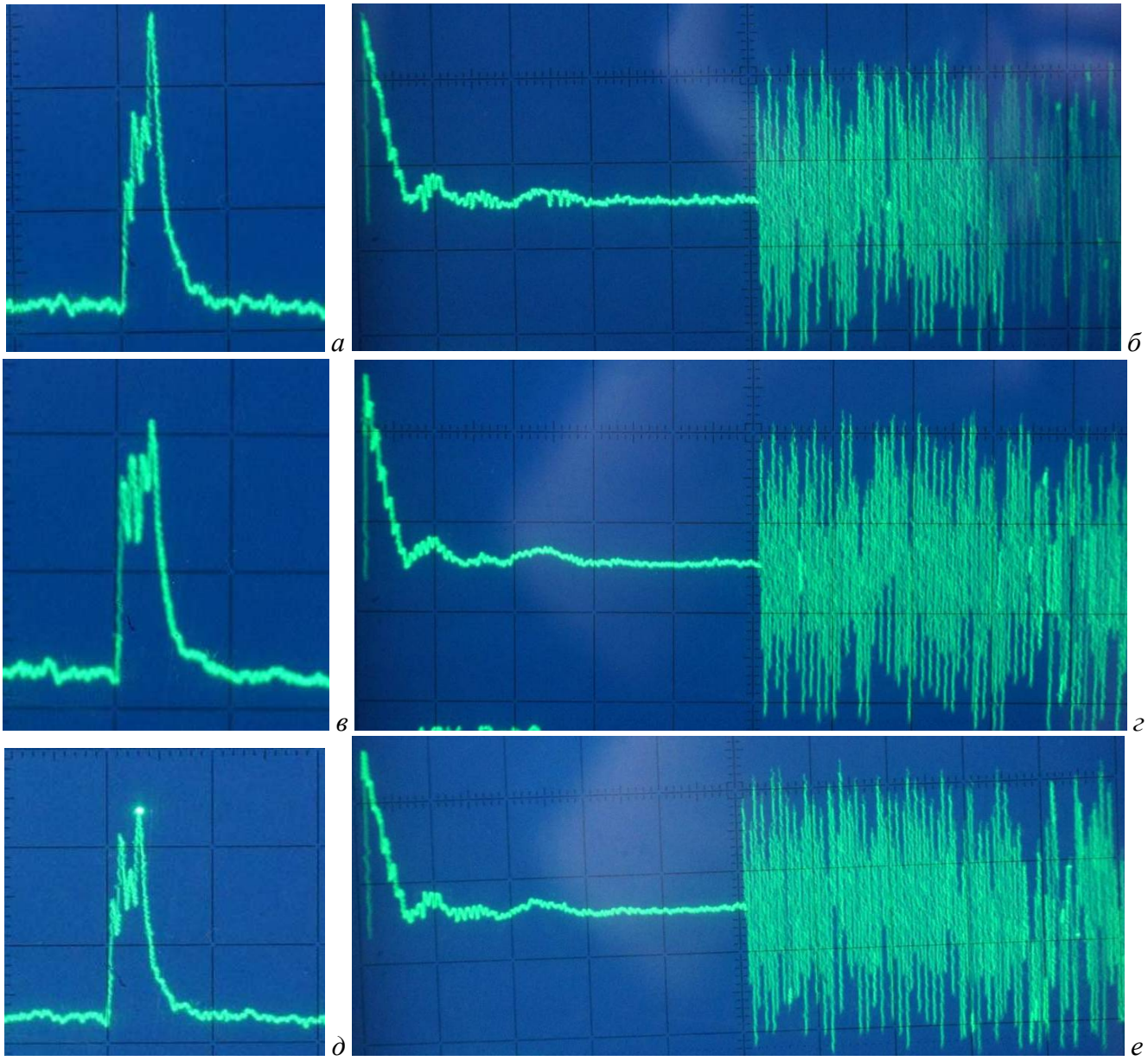


Рисунок 3.49 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры с разрывом: ХХ–ХХ (*а*, *б*), КЗ-КЗ (*в*, *г*), ХХ–КЗ (*д*, *е*)

Далее представлено сравнение результатов моделирования и эксперимента (рисунок 3.44) по распространению импульса в кабелях плоского и круглого сечений. Форма сигнала генератора и схема соединения проводников кабеля представлены на рисунке 3.43. Отметим, что реальная форма воздействующего сигнала была оцифрована и точно задана при моделировании.

Результаты сравнения форм сигнала после его распространения в плоском и круглом кабелях представлены на рисунке 3.50. Видна сопоставимость результатов моделирования и эксперимента: в плоском кабеле исходный импульс делится на 2 импульса меньшей амплитуды, а в круглом не делится; при ХХ на пассивном проводнике амплитуда второго импульса больше амплитуды первого. Различие результатов моделирования и эксперимента обусловлено рядом

факторов. Влияние некоторых из них можно выявить моделированием. Некоторые расхождения результатов эксперимента и моделирования можно объяснить тем, что при моделировании относительная диэлектрическая проницаемость кабелей полагалась равной 2 и не учитывались её дисперсия, а также потери.

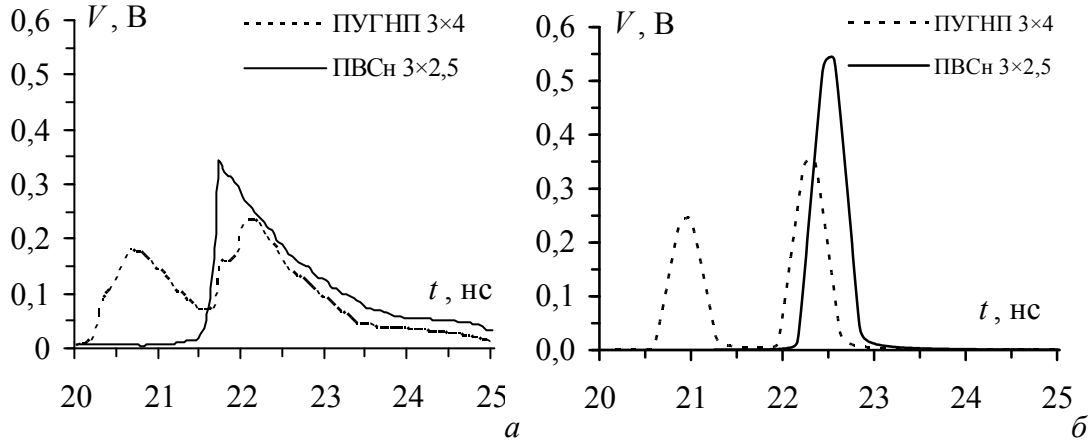


Рисунок 3.50 – Сравнение форм сигнала для плоского (ПУГНП 3×4) и круглого (ПВСн 3×2,5) кабелей: экспериментальных (*а*) и вычисленных в TALGAT (*б*)

Учет потерь (матрицы **R** и **G** и их частотная зависимость) показывает их сильное влияние. Результаты компьютерного моделирования эксперимента с учетом потерь для рисунка 3.44*а*, при распространении Гауссова импульса, приведены на рисунке 3.51.

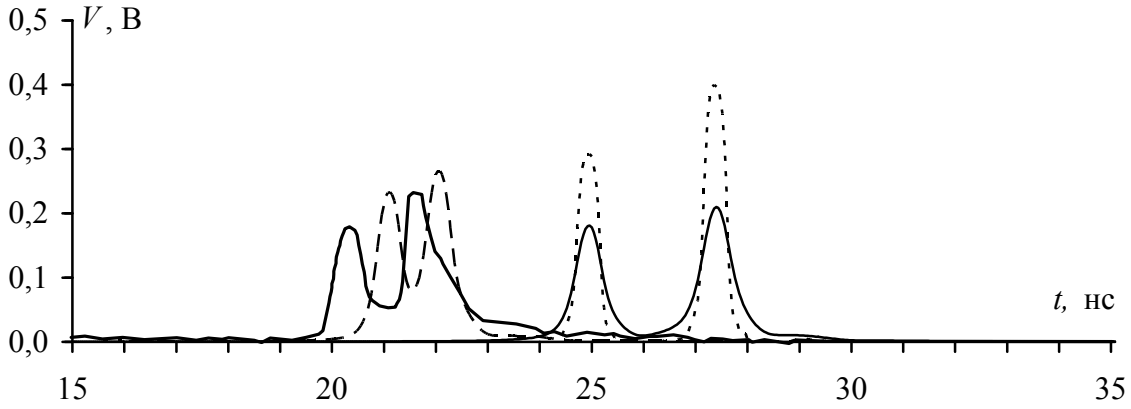


Рисунок 3.51 – Формы сигнала в конце пассивного проводника кабеля ПУГНП 3×4: эксперимент (—); для Гауссова импульса (···) без учета потерь; для Гауссова импульса (–) с учетом потерь; для Гауссова импульса (- -) с учетом потерь при отклонениях от номинальных значений (r_1=1,13$^{+0,2}$ мм, r_2=1,6$^{-0,1}$ мм, ε_r=3,10$^{-0,62}$)

Видно, что амплитуды уменьшаются в 2 раза, фронты и спады становятся более пологими. Сильное влияние показывает анализ чувствительности к отклонению параметров от номинальных: например, крайние значения совокупности некоторых из параметров (--) приводят к уменьшению задержки самой быстрой (четной) моды от 24 до 20 нс. Измеренное время задержки (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5% для осциллографа С9-11)

составляет 19,9±1,5 нс, давая правую границу задержки в 21,4 нс. Таким образом, можно говорить об удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента. В заключение стоит отметить, что при моделировании не учитывались влияния неоднородностей на стыках кабеля и соединителей.

Таким образом, результаты эксперимента и моделирования доказывают возможность разложения СКИ в реальных трехпроводных кабелях. Выбор плоского или круглого кабелей может иметь решающее значение для некоторых практических применений. Неоднородное диэлектрическое заполнение силовых кабелей может привести к необычному распространению СКИ по кабельным трассам.

В результате, широко распространенные плоские силовые кабели, наряду с их основным назначением, можно использовать в качестве защиты от СКИ, за счет их деления на импульсы меньшей амплитуды. Например, отрезок кабеля ПУГНП 3×4 длиной 10 м, благодаря разности погонных задержек мод около 0,5 нс/м позволит поделить пополам импульс длительностью 5 нс и, при необходимости, поделить на большее число импульсов более короткие импульсы. Такое устройство защиты может быть: радиационностойким, т.к. не требует полупроводниковых приборов; дешевым, т.к. кроме кабеля, может содержать только резисторы; легким и надежным, т.к. вместо резисторов может использоваться даже соединение или разрыв жил кабеля.

Практическая реализация МФ на основе плоского кабеля силового питания представляет собой сетевой удлинитель с вилкой и блоком розеток с контактами защитного заземления. К данным контактам подключены концы пассивного проводника МФ. Структурная схема приведена на рисунке 3.52.

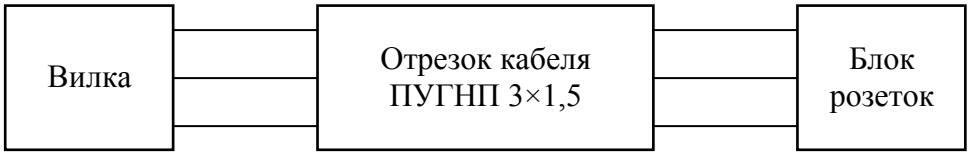


Рисунок 3.52 – Структурная схема МФ на основе плоского кабеля

3.3 Технология модального разложения и восстановления

В данном разделе описан принцип модального воздействия, основанный на явлении модального разложения и восстановления сигнала. На примерах многопроводных микрополосковых линий и плоских кабелей продемонстрирована возможность такого явления в различных структурах линий передачи. Представлено в аналитическом виде условие восстановления сигнала. Показано, что такое явление может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах [271–279].

3.3.1 Теоретические исследования модального разложения и восстановления в микрополосковых линиях

В разводке электрических соединений аппаратуры могут быть структуры из n отрезков N-проводной линии. Рассмотрим структуры из двух отрезков связанных микрополосковых линий из 2-, 3-, 4-х проводников. Поперечное сечение структуры для N=4 показано на рисунке 3.1.

При моделировании отклика (рисунок 3.53, 3.54) параметры двух отрезков выбирались разными, но при условии, что их максимальные разности погонных задержек приблизительно равны: отрезок 1 – без диэлектрического слоя (h_2/w=0), а отрезок 2 – с покрывающим диэлектрическим слоем (толщиной h_2/w=0,65 для N=2,3,4). Проводник 1 отрезка 1 возбуждается генератором импульса э.д.с. в форме трапеции, где $t_r = t_f$ =100 пс, t_d =200 пс. Видно, что исходный импульс может разлагаться на стыке двух отрезков на N импульсов гораздо меньшей амплитуды и восстанавливаться в конце отрезка 2. Кроме того, видно, что различие волновых сопротивлений каждой моды на стыке отрезков приводит к отражениям каждой моды от стыка, которые изменяют амплитуды импульсов на стыке и приходят к началу структуры. Поэтому после стыка импульсы каждой моды идут в линию с измененной амплитудой. Они, в свою очередь, испытывают отражения от нагрузки, что также влияет на амплитуду восстановленного сигнала. Отметим, что для полного разложения импульса необходимо, чтобы его длительность была меньше разности задержек мод первого отрезка, а для наиболее полного восстановления необходим одновременный приход мод к концу второго. (Длины отрезков для результатов из рисунка 3.53 выбирались именно из этих условий).

Частотный отклик на гармоническое воздействие (рисунок 3.54) показывает, что на частоте 1,21 ГГц амплитуда 4,5 В ($V1$) в начале отрезка 1 снижается до 0,012 В ($V3$) на стыке между отрезками 1 и 2 и восстанавливается в конце отрезка 2 опять до 4,5 В ($V5$). Таким образом, при гармоническом воздействии можно достичь ослабления сигнала на стыке в 40 раз.

Если на стыке отрезков включен, между сигнальным и общим проводниками, защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определённого напряжения на нём, то напряжение в начале структуры (почти в 2 раза большее при импульсном воздействии, почти в 40 раз большее при гармоническом воздействии) может оказаться на нагрузке в конце структуры, а защитный прибор не сработает.

Таким образом, есть основание полагать, что указанное явление разложения и восстановления импульса может иметь место в реальных структурах и быть одной из причин отсутствия срабатывания защитных приборов. Кроме того, если злоумышленнику известны параметры отрезка 2 и он контролирует параметры отрезка 1, то он может организовать

кондуктивную преднамеренную электромагнитную помеху (ПЭМП). Поэтому важно сформулировать условия восстановления импульса.

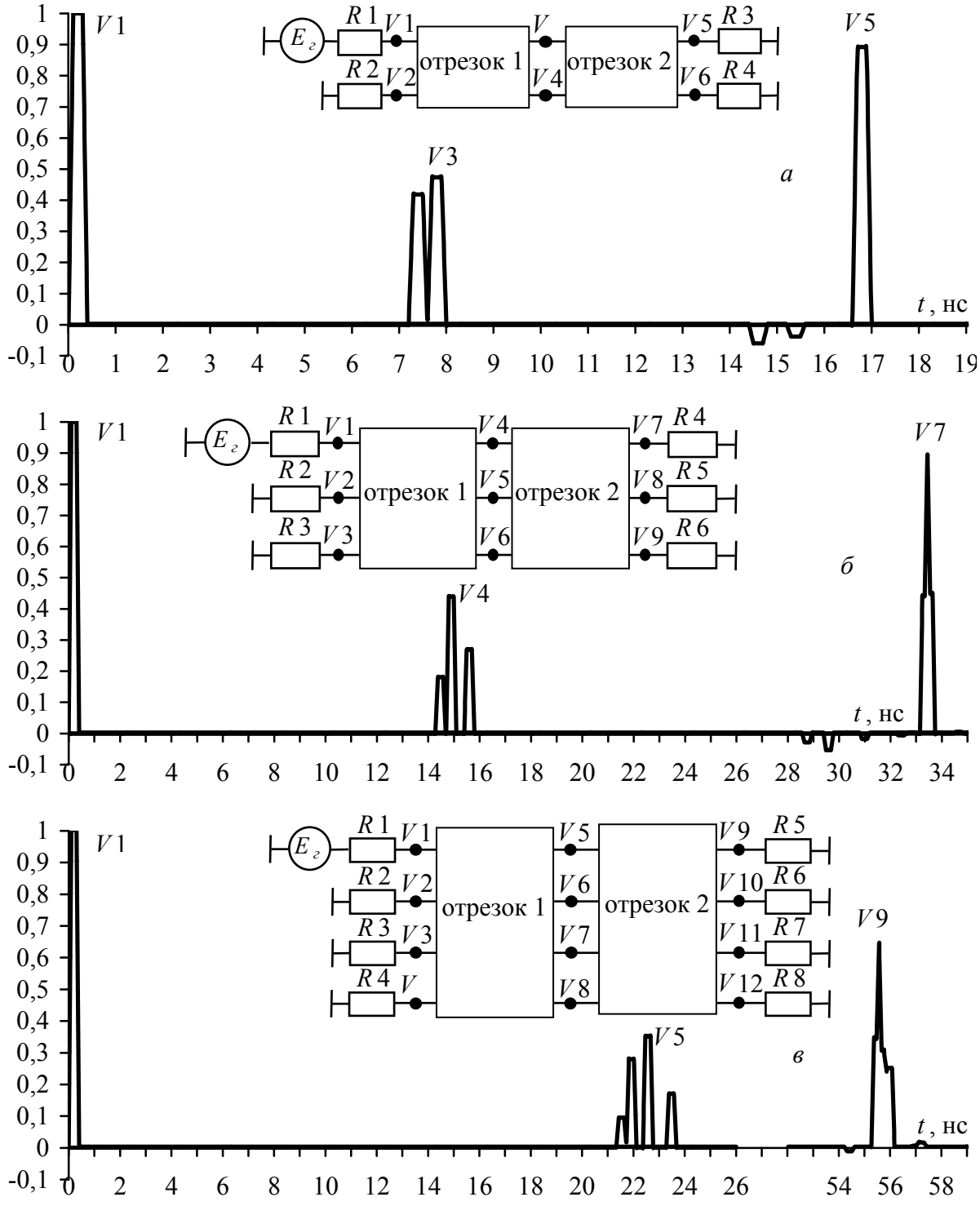


Рисунок 3.53 – Структура и формы напряжения для N=2 (*а*), 3 (*б*), 4 (*в*)

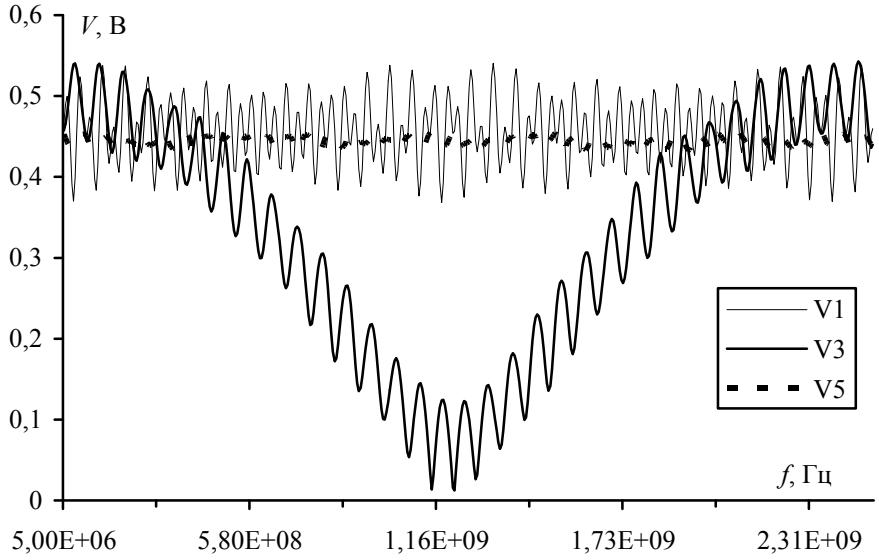


Рисунок 3.54 – Частотный отклик: разложение и восстановление импульса на примере микрополосковой линии для N=2

В общем случае, для n отрезков N-проводных межсоединений длиной l_j восстановление будет наиболее эффективным при одновременном приходе всех мод к концу структуры, т.е. при условии

$$\sum_{j=1}^{n} l_j \cdot \tau_{1j} = \sum_{j=1}^{n} l_j \cdot \tau_{2j} = ... = \sum_{j=1}^{n} l_j \cdot \tau_{Nj}, \tag{3.19}$$

где τ_{ij} – погонная задержка i-й моды j-го отрезка.

Отметим, что при моделировании длина отрезка 1 выбиралась из условия полного разложения импульса, а длина отрезка 2 подбиралась по наиболее полному восстановлению импульса в конце структуры. Подстановка длин и погонных задержек мод отрезков в условие (3.19) (таблица 3.14) и сопоставление её результатов с рисунком 3.53 показывает, что, чем строже выполняется условие (3.19), тем полнее восстанавливается импульс.

Таблица 3.14 – Проверка выполнения условия (3.19)

N=2 (l_1=1,5 м, l_2=1,5 м)		N=3 (l_1=3 м, l_2=3 м)			N=4 (l_1=4,5 м, l_2=5,45 м)			
$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{31} + l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{31} + l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_1 \cdot \tau_{41} + l_2 \cdot \tau_{42}$
16,67 нс	16,67 нс	33,14 нс	32,22 нс	34,45 нс	56,98 нс	54,16 нс	56,87 нс	54,30 нс

3.3.2 Моделирование модального разложения и восстановления в кабелях

Рассмотрена возможность модального разложения и последующего восстановления импульса (РПВИ) на примере плоского кабеля (рисунок 3.36*б*). При этом рассматривались два варианта выбора опорного проводника: проводник 2 и проводник 3. Вычислены погонные задержки мод плоского кабеля с реальными размерами для диапазона значений относительной

диэлектрической проницаемости ε_{r2}=1;1,25; …;10,75 оболочки кабеля при изоляции проводников с ε_{r1}=2. Результаты вычисления показали, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от ε_{r2} меняет знак, проходя через нуль (рисунок 3.55).

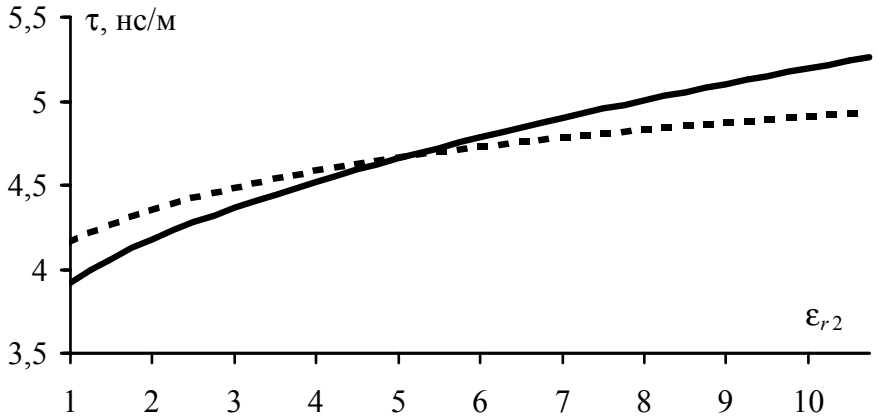


Рисунок 3.55– Зависимости погонных задержек мод от ε_{r2}: τ_1 (—), τ_2 (---)

Рассмотрим такую же, как на рисунке 3.53*а*, структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля из рисунка 3.36*б*. Пусть параметры импульса $t_r = t_f$ = 50 пс, t_d =0 пс. Предположим, что для отрезка 2 ε_{r2}=3 (ПВХ пластикат). Тогда при ε_{r2}=7 для отрезка 1 из условий разложения (3.2) и восстановления (3.19) импульса получим l_1=0,86 м и l_2=0,86 м.

Результаты моделирования отклика для варианта 1 (проводник 2 опорный), когда импульс подается на проводник 1, показаны на рисунке 3.56. Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры – полное восстановление.

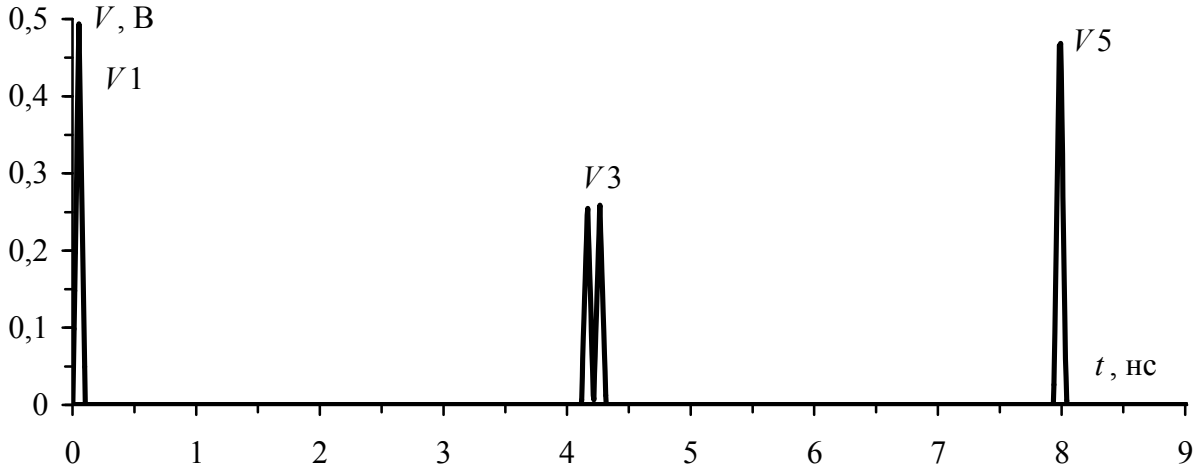


Рисунок 3.56 – Формы напряжений на активном проводнике 1
для варианта 1 (проводник 2 опорный)

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рисунок 3.57); активен проводник 1

(рисунок 3.58). Из рисунка 3.57 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рисунке 3.58 разложения вовсе не происходит. В подобных структурах амплитуды импульсов разложения зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, а также от согласования на концах и стыках структуры и от расположения активного, пассивного и опорного проводников. Таким образом, в плоских кабелях возможно разложение и последующее восстановление импульса.

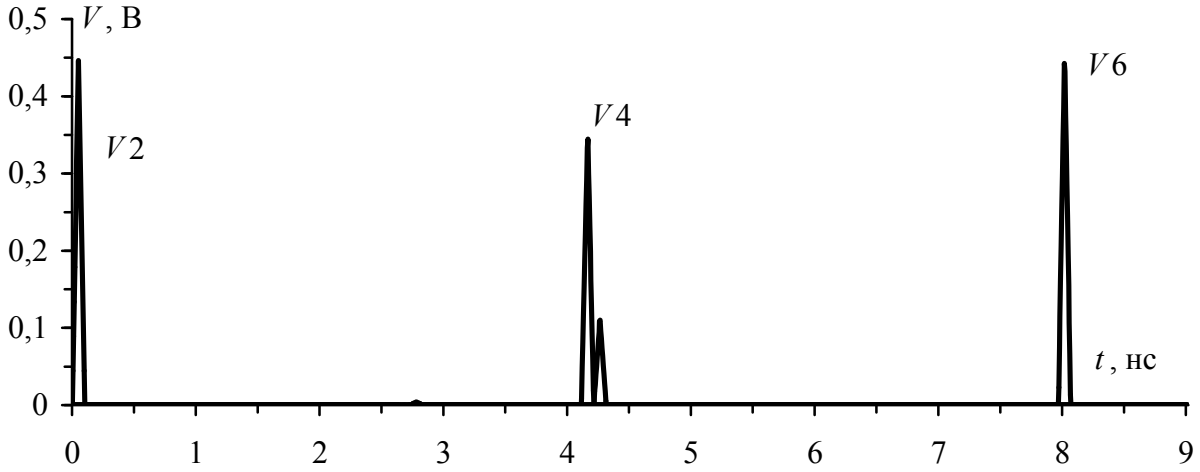


Рисунок 3.57 – Формы напряжения на активном проводнике 2
для варианта 2 (проводник 3 опорный)

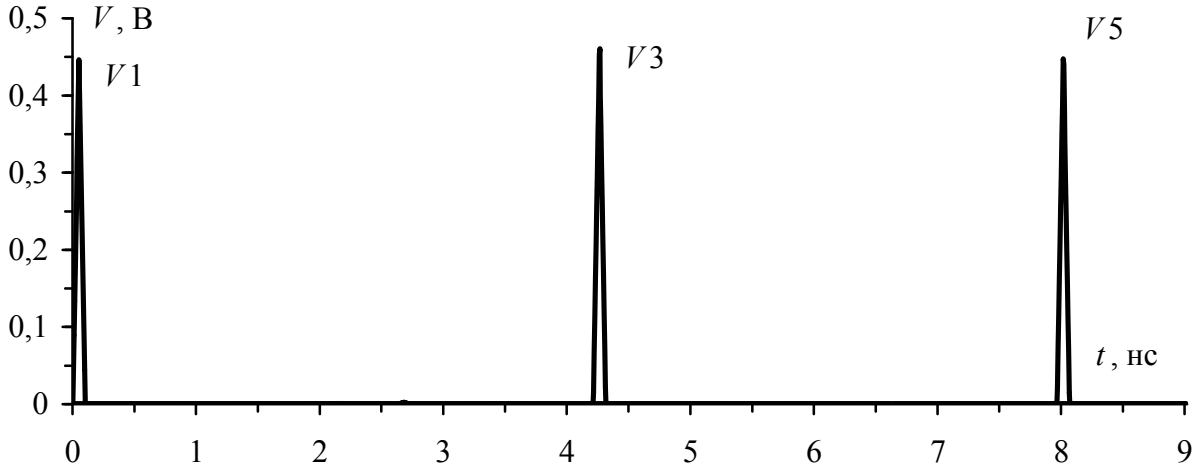


Рисунок 3.58 – Формы напряжения на активном проводнике 1
для варианта 2 (проводник 3 опорный)

3.3.3 Экспериментальные исследования модального разложения и восстановления в кабелях

Для эксперимента использовались осциллограф С9-11, векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01, осциллограф Tektronix 11801B и генератор импульсов AFG 3101.

Ниже представлены результаты эксперимента, полученные при использовании плоского трехпроводного кабеля марки ШВВП 3×0,75 длиной 19,95 м и С9-11. Импульсный сигнал треугольной формы (E_0=690 мВ, t_r =290,5 пс, t_f = 290,5 пс, t_d =0 нс) подавался между крайним и средним проводниками кабеля. Осциллограммы напряжений в начале и конце активного проводника кабеля представлены на рисунке 3.59*а*. Как видно, сигнал в конце активного проводника разложился на два импульса с амплитудами 68 и 89,4 мВ, а разность задержек – 6 нс (рисунок 3.59*б*). Далее, часть кабеля постепенно погружали в воду, наблюдая явление, когда два исходных импульса сближаются и сливаются в один импульс с максимальной амплитудой 131 мВ (рисунок 3.59*в*). В итоге получилась структура из трех отрезков (средний в воде) с длинами (начиная от источника воздействия): l_1=14,24 м, l_2=3,33 м, l_3=2,38 м.

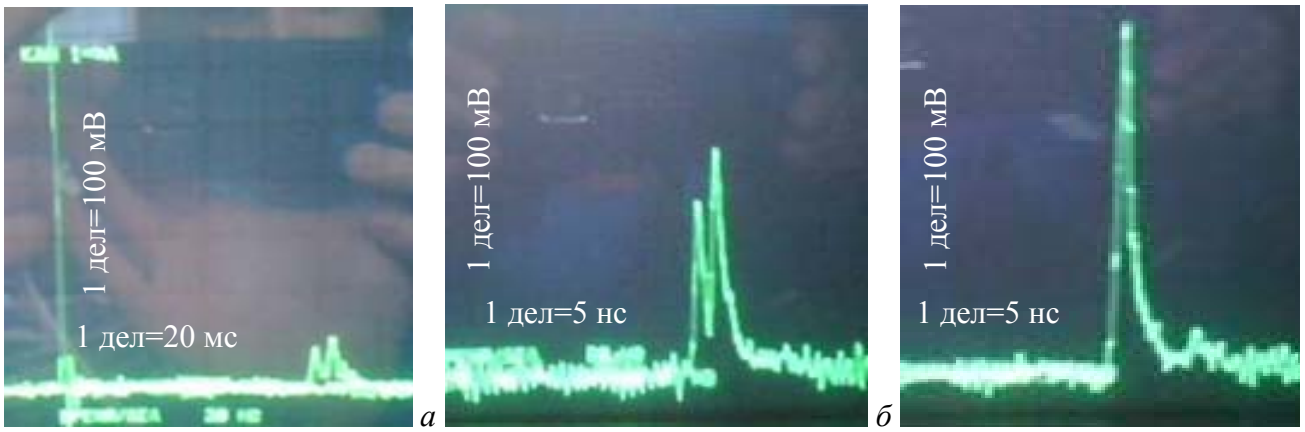


Рисунок 3.59 – Осциллограммы сигналов: в начале (импульс слева) и конце (импульс справа) активного проводника ШВВП 3×0,75 (*а*); импульсы разложения (*а*) и восстановленный (*б*)

Выполнено компьютерное моделирование эксперимента при ε_{r2}=3, r_O=2,5 Ом/м, R_A=5 Ом/м (рисунок 3.60). Сравнение разложенных импульсов (рисунке 3.60*а*) эксперимента с результатами компьютерного моделирования показало, что при моделировании $\Delta\tau$ больше, влияние потерь на уменьшение амплитуды выражено меньше и в эксперименте импульсы имеют гораздо большее время спада. На рисунке 3.60*б* представлено сравнение восстановленного сигнала эксперимента с результатами компьютерного моделирования. При моделировании влияние потерь выражено меньше, импульс имеет большую плоскую вершину и задержку, чем в эксперименте.

Для количественного сравнения результатов моделирования и первого эксперимента составлена сводная таблица 3.15. Максимальное отклонение по амплитудам разложенных импульсов достигает 45%. Причинами могут быть неточное соответствие реальным использованных при моделировании значений r_O, tg∂, ε_r и их частотные зависимости. Тем не менее, можно полагать о согласованности и удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента.

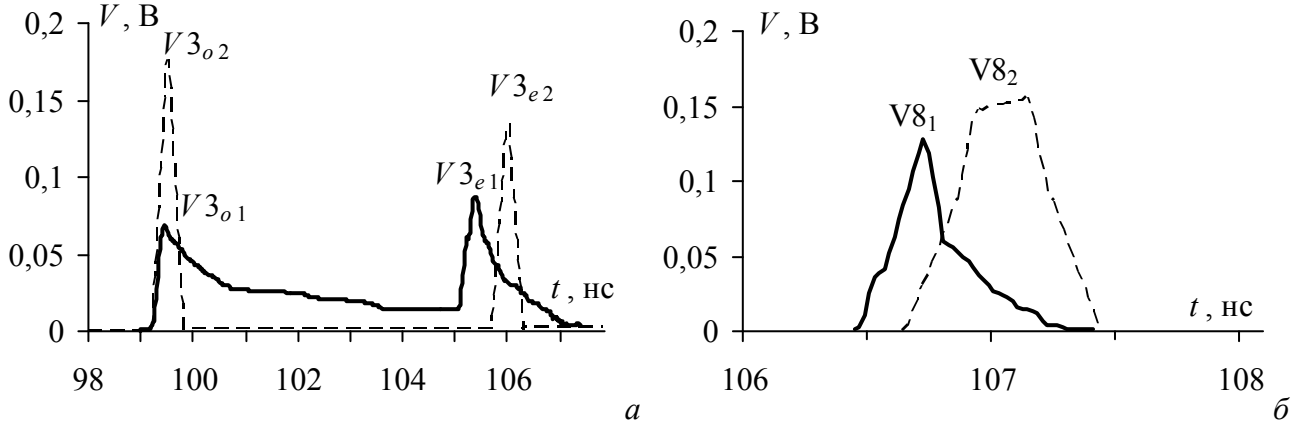


Рисунок 3.60 – Форма разложенного (*а*) и восстановленного (*б*) сигналов:
эксперимент (−) и моделирование (- -)

Таблица 3.15 – Параметры импульсов для первого эксперимента

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	$\frac{Мод - Эксп}{Мод + Эксп}$, %
3.60*а*	Δτ, нс/м	6	6,6	±4,7
	$V3_o$, В	0,068	0,18	±45
	$V3_e$, В	0,0894	0,13	±18,5
3.60*б*	$V8$, В	0,131	0,154	±8
	τ, нс/м	106,47	106,7	±0,1

Далее представлены результаты эксперимента, полученные при использовании плоского трехпроводного кабеля марки ШВВП 3×0,75 длиной 201 м и Р4-И-01. Импульсный сигнал также (E_0=5 В, $t_{0,5}$ =10 нс) подавался между крайним и средним проводниками кабеля. На рисунке 3.61 представлено сравнение сигналов эксперимента и моделирования до и после погружения 30 м и 140 м кабеля в воду. До погружения кабеля в воду к концу активного проводника приходят два импульса, каждый со своей задержкой, соответствующей нечетной и четной модам (причем задержка нечетной моды меньше, чем четной), однако из-за потерь и дисперсии они сливаются так, что в эксперименте едва различимы. При моделировании влияние потерь и дисперсии выражено меньше, поэтому импульсы более выражены и лучше различимы. При погружении кабеля в воду, обе задержки увеличиваются, но задержка четной моды увеличивается меньше, чем нечетной. Когда они сравнялись, импульс восстановился, но из-за сильных потерь в воде его амплитуда в эксперименте лишь чуть превысила прежнюю. При моделировании влияние потерь выражено меньше, поэтому амплитуда гораздо больше. Последующее погружение кабеля в воду привело к тому, что задержка нечетной моды в эксперименте стала больше, чем четной, из-за чего импульс снова разложился.

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента составлена сводная таблица 3.16. Максимальное отклонение по задержкам составляет 18%, а по амплитудам − 39%.

Причинами таких больших значений могут быть те же, что и в предыдущем эксперименте, а также большая длина линии (201 м).

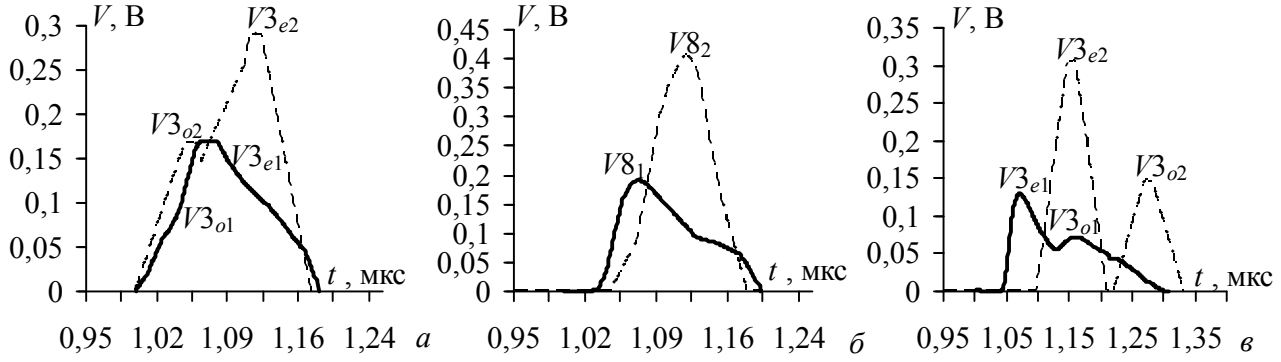


Рисунок 3.61 – Формы сигналов в конце активного проводника кабеля до погружения в воду (*а*), после погружения 30 м кабеля в воду (*б*) и после погружения 140 м кабеля в воду (*в*): эксперимент (−) и моделирование (- -)

Таблица 3.16 – Параметры импульсов для второго эксперимента

Рисунок	Параметры	Эксперимент	Моделирование	$\frac{Мод - Эксп}{Мод + Эксп}$, %
3.61*а*	$V3_o$, В	0,07	0,16	±39
	$V3_e$, В	0,17	0,28	±24
	Δτ, мкс/м	0,07	0,1	±18
3.61*б*	$V8$, В	0,19	0,4	±35
	τ, мкс/м	1,03	1,05	±2
3.61*в*	$V3_e$, В	0,12	0,31	±44
	$V3_o$, В	0,07	0,15	±36
	Δτ, мкс/м	−0,09	−0,12	±14

Таким образом, результаты экспериментов на приборах С9-11 и Р4-И-01 и их моделирования подтверждают возможность РПВИ в плоских трехпроводных структурах при частичном погружении их в воду. При импульсе длительностью порядка 1 нс РПВИ имеет место в структуре длиной около 20 м, а порядка 10 нс – около 200 м. Примечательно значительное влияние потерь и дисперсии на разложение импульса при погружении в воду.

Далее представлены результаты эксперимента, показывающие возможность РПВИ в трехпроводном соединении, только за счет изменения расположения проводников, когда значения диэлектрической проницаемости не изменяется. При эксперименте использованы осциллограф Tektronix 11801B и генератор импульсов AFG 3101. Воздействие подавалось между активным и опорным проводниками на одном конце структуры, а напряжение измерялось на другом между активным и опорным, а также между пассивным и опорным проводниками. Входное воздействие представляло собой короткий импульс: длительность (0,1-0,9) фронта t_r=200 пс, длительность (0,1-0,9) спада t_f=200 пс, длительность (0,5-0,5) импульса

t_Σ=500 пс, амплитуда напряжения на нагрузке V=27 В. Сначала рассматривалась структура из одного отрезка линии передачи длиной l_1=2 м, образованной тремя одножильными проводами марки ПВ 1×0,75 (рисунок 3.62*а*).

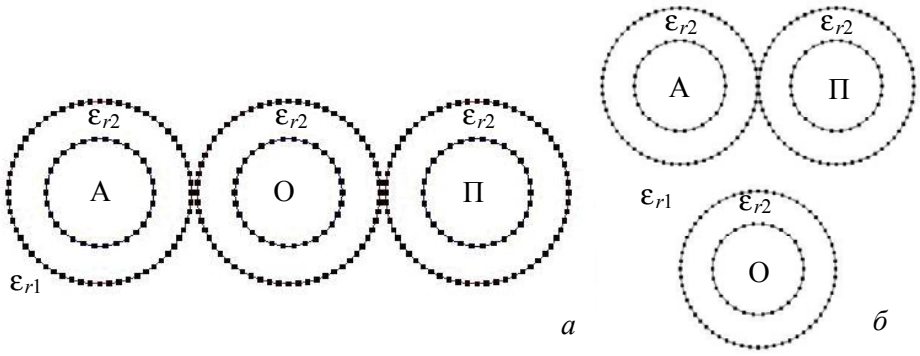


Рисунок 3.62 – Поперечные сечения отрезка из проводников ПВ 1×0,75

Сравнение результатов моделирования и эксперимента приведено на рисунке 3.63, где для эксперимента отчетливо видно частичное модальное разложение импульса в активном проводнике. При моделировании $\Delta\tau$ больше, чем в эксперименте, поэтому разложение полное. Разность задержек четной и нечетной мод имеет положительный знак, поскольку нечетная мода распространяется в линии быстрее четной, что подтверждается результатами на рисунке 3.63*б*.

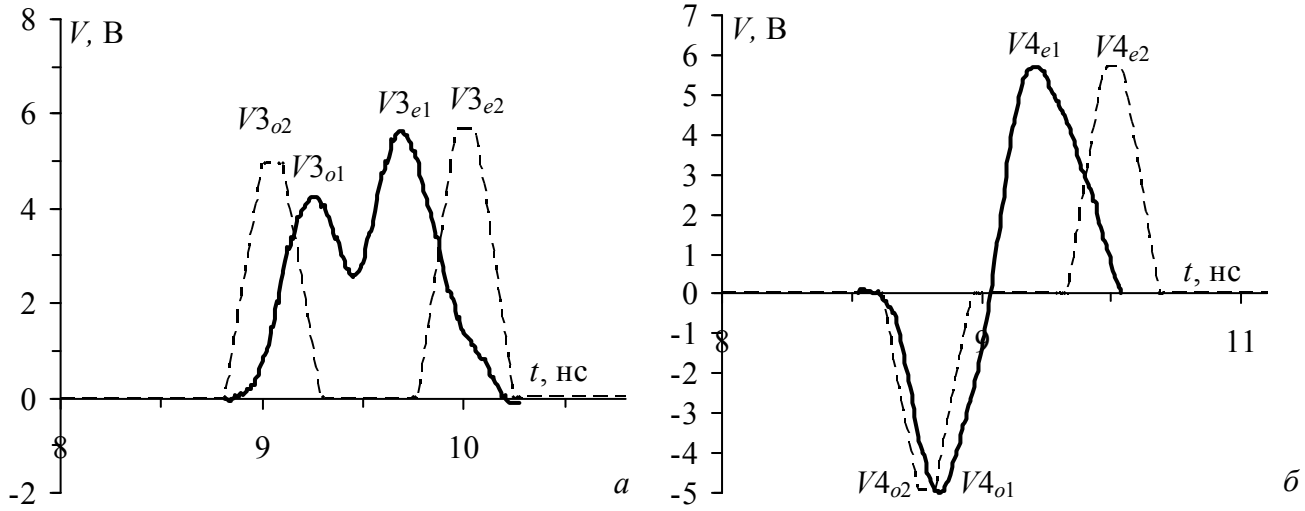


Рисунок 3.63 – Формы сигналов в конце активного (*а*) и пассивного (*б*) проводников для структуры на рисунке 3.62*а*: эксперимент (−) и моделирование (**- -**)

Для РПВИ необходимо, чтобы один отрезок структуры был относительно другого модальным антиподом (значит, имел обратный знак разности задержек мод). Этого можно добиться, изменив расположение проводников исходной структуры. Поперечное сечение структуры из тех же проводников с опорным ниже активного и пассивного представлено на рисунке 3.62*б*. Результаты моделирования и эксперимента для отрезка длиной l_1=1,5 м представлены на рисунке 3.64. Видно, что нечетная мода (имеющая отрицательную полярность в пассивном проводнике) распространяется в линии медленнее четной, поэтому разность

задержек четной и нечетной мод отрицательна. Следовательно, структура на рисунке 3.62*б* является антиподом структуры на рисунке 3.62*а*.

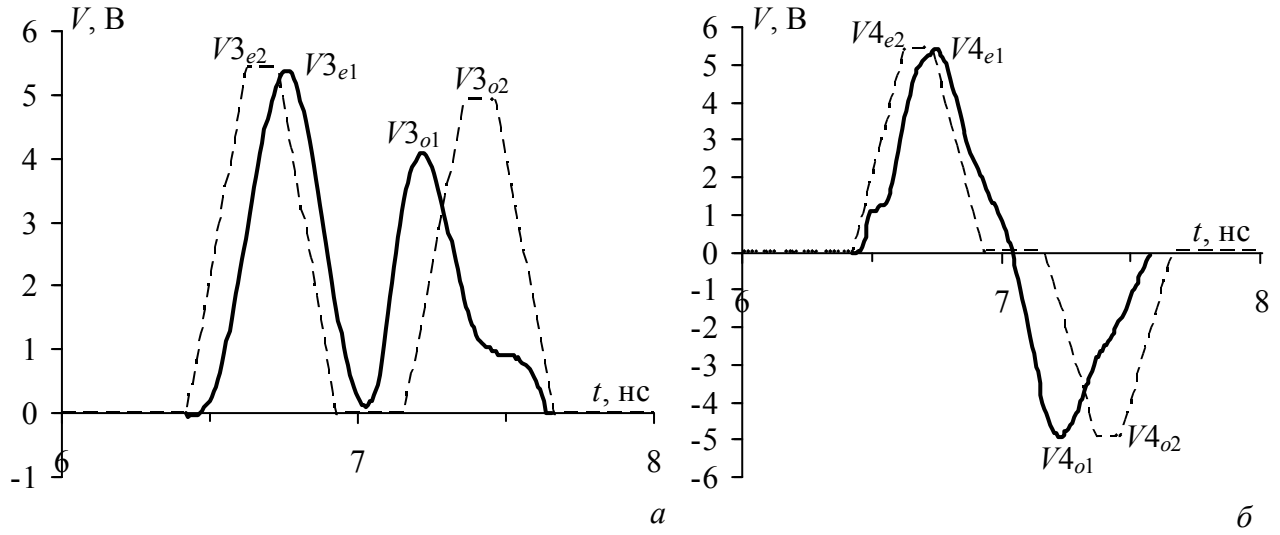


Рисунок 3.64 – Формы сигналов в конце активного (*а*) и пассивного (*б*) проводников для структуры на рисунке 3.62*б*: эксперимент (—) и моделирование (**- -**)

Для реализации РПВИ необходимо соединить отрезки, как показано на рисунке 3.53*а*. Результаты моделирования и эксперимента для структуры из двух отрезков представлены на рисунке 3.65.

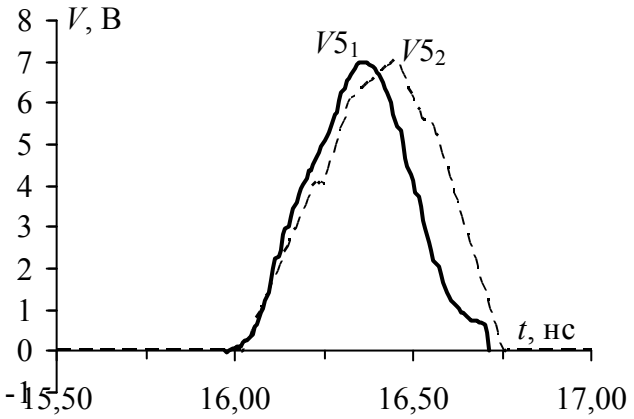


Рисунок 3.65 – Формы сигналов в конце активного проводника структуры из двух отрезков-антиподов: эксперимент (—) и моделирование (– –)

Их сравнение показывает незначительные отклонения по амплитудам импульсов и задержкам сигналов по времени. Для сравнения результатов моделирования и эксперимента составлена сводная таблица 3.17. Максимальное отклонение по задержкам составляет 26%, а по амплитудам − 9%. Возможной причиной отклонений может быть изменение расстояния между активным, пассивным и опорным проводниками вдоль рассматриваемых структур. Кроме того, показано, что изменение расстояния от опорного проводника до активного и пассивного, приводит к значительному изменению задержки сигнала.

Результаты эксперимента подтверждают возможность РПВИ в трехпроводных структурах просто за счёт перемещения проводников. При импульсе длительностью порядка 0,5 нс РПВИ имеет место в кабеле длиной около 3 м. Примечательно, что из-за преобладания воздушного заполнения влияние потерь и дисперсии на разложение импульса незначительно.

Таблица 3.17 – Параметры импульсов для третьего эксперимента

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	$\frac{Мод - Эксп}{Мод + Эксп}$, %
3.63*а*	$V3_o$, В	4,23	4,94	±7,7
	$V3_e$, В	5,57	5,67	±0,9
	Δτ, нс/м	0,75	1,03	±15,7
3.63*б*	$V4_o$, В	−4,99	−4,94	±0,5
	$V4_e$,В	5,67	5,67	±0
	Δτ, нс/м	0,61	1,04	±26
3.64*а*	$V3_e$, В	5,37	5,42	±0,5
	$V3_o$, В	4,1	4,92	±9
	Δτ, нс/м	−0,59	−0,72	±8,5
3.64*б*	$V4_e$, В	5,39	5,43	±0,4
	$V4_o$, В	−4,91	−4,91	±0
	Δτ, нс/м	−0,59	−0,73	±10,6
3.65	$V5$, В	6,99	7,01	±0,2
	τ, нс/м	16	16,03	±0,1

Результаты экспериментальных исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. При импульсах наносекундного и пикосекундного диапазонов явление РПВИ может реально существовать в трёхпроводных структурах длиной в сотни и единицы метров.

2. Погружение части трёхпроводной структуры в среду с высокой диэлектрической проницаемостью может сделать эту часть модальным антиподом оставшейся структуры. Вариант с водой в качестве такой среды (имеющей высокую относительную диэлектрическую проницаемость 80 в жидком состоянии и 4 – в замороженном) может иметь практическое применение.

3. Перемещение проводника в части трёхпроводной структуры может сделать эту часть модальным антиподом оставшейся структуры. Использование такого перемещения может иметь практическое применение.

4. Явление РПВИ может иметь место непреднамеренно (в протяженных структурах из проводов, кабелей, шнуров и жгутов), поэтому в критичной аппаратуре может понадобиться его контроль. Оно может использоваться и преднамеренно: для нарушения работы или испытаний критичной аппаратуры.

5. Результаты экспериментов показали возможность значительного влияния потерь и дисперсии на форму импульсного сигнала. Это требует соответствующего учета частотной зависимости параметров материалов при компьютерном моделировании. Между тем, в

структурах с преобладанием воздушного заполнения, эти влияния могут быть незначительными.

Достоверность результатов подтверждена проведением эксперимента на трёх разных приборах, трёх видах кабеля, двух видах антипода, различной длине отрезков кабелей.

Ниже приведены технические характеристики и погрешности измерений приборов С9-11, Р4-И-01, Tektronix 11801B, используемых в экспериментальных исследованиях. С9-11 предназначен для измерения параметров сигналов, объектов, компонентов и трактов с использованием методов измерений во временной области. В таблице 3.18 приведены значения погрешностей измерения временных интервалов, где $T_к$=10T_x − диапазон временной развертки на экран, T_x=40 нс − измеряемый временной интервал. Пределы допускаемой погрешности измерения временных интервалов составляют не более 7,5%, в эксперименте для кабеля марки ШВВП−3×0,75 длиной 19,95 м погрешности составляют ±(5+($T_к$+320 пс)/T_x)=(5+(400 нс+320 пс)/40 нс)=±15%.

Таблица 3.18 – Пределы допускаемой погрешности измерения временных интервалов

Коэффициент развертки K_p, время/дел	Диапазон измеряемых временных интервалов	Пределы допускаемой погрешности, %	
		без калибровки	с калибровкой
0,1 с−0,1 мс	1 с−200 мс	±0,3 $T_к/T_x$	−
50 мс−100 пс	500 мс−200 пс	±(5+($T_к$+320 пс)/T_x)	±(0,5+0,5$T_к/T_x$+320 пс/T_x)
50 пс−10 пс	500 пс−15 пс	±(5+($T_к$+320 пс)/T_x)	±(0,5+0,5$T_к/T_x$+320 пс/T_x)

Ниже приведены формулы для расчета пределов допускаемой погрешности измерения напряжения (δ_u) без (3.20) и с (3.21) калибровкой канала вертикального отклонения, где U_x мВ − измеряемое напряжение, $U_к$=10·K_0, K_0 мВ/дел − коэффициент отклонения, k − коэффициент, равный 100 мВ для ПС−1, 200 мВ для ПС−18, 300 мВ для ПС−26. Погрешности измерения напряжения без калибровки для максимальной амплитуды 131 мВ составляют ±(3+0,5·3000/131+300/131)=±16,74%.

$$\delta_u=\pm(3+0{,}5U_{\text{k}}/U_x+k/U_x)\%, \quad (3.20)$$

$$\delta_u=\pm(0{,}5+0{,}5U_{\text{k}}/U_x+k/U_x)\%. \quad (3.21)$$

Векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01 предназначен для проведения измерений временных, частотных характеристик устройств, а также характеристик нелинейности преобразования сигнала устройством. В таблице 3.19 приведены технические характеристики прибора Р4-И-01.

Цифровой осциллограф Tektronix 11801B предназначен для проведения измерений временных и частотных характеристик устройств. В таблице 3.20 приведены его технические характеристики.

Таблица 3.19 – Технические характеристики прибора Р4-И-01

Минимальная длительность тестового видеоимпульса по уровню 0,1 его амплитуды, нс, не более	17,3
Встроенная линия задержки, нс	100±2,5
Минимальный интервал дискретизации, нс	4
Отношение амплитуды видеоимпульса к среднеквадратическому значению шума в рефлектограмме при полном отражении сигнала, дБ	45 (без усреднения) 65 (с усреднением по 128 измерениям)

Таблица 3.20 –Технические характеристики прибора Tektronix 11801B

Разрешение по вертикали	8 бит полного экрана (78 мкВ/LSB на 2 мВ/дел коэффициент отклонения)
Точность усиления усилителя	±1% всех параметров
Развертка по горизонтали	от 2 до 255 мВ/дел с шагом 1 мВ/дел
Диапазон смещения	±2 В
Максимальная частота дискретизации	200 кГц/с
Задержка	1,3 пс $+4\cdot10^{-6}$ при типичной позиции, 2 пс $+5\cdot10^{-6}$ при положении максимума
Диапазон уровня запуска	±1,0 В (±10 В триггер с 10X активированным аттенюатором)
Диапазон входных триггеров	±1,5 В
Сопротивление тракта	50±0,5 Ом
Типовые погрешности	(на ±250 мВ амплитуды) 10 нс−20 пс: ±3% или менее, при 300 пс: ±5−10%, или менее; при 300 пс−5 нс: ± 3% или меньше; в другом случае: ± 1% или меньше.

Погрешности измерения осциллографов С9-11, Р4-И-01, Tektronix 11801B по напряжению составляют 3–16,74%, погрешности измерения временных интервалов лежат в пределах от 5–15%. Основная цель проведения экспериментов – подтверждение наличия модального разложения и восстановления импульса в многопроводных структурах, поэтому выполнять более тщательный метрологический анализ полученных экспериментальных результатов нет необходимости.

3.3.4 Методика поиска структур, уязвимых для модального воздействия

1. Выполнить качественный анализ РЭА на наличие структур с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении.

2. Выполнить проверку структур по критерию симметрии проводников и диэлектриков в поперечном сечении (например, для трёхпроводного кабеля: круглый или плоский).

3. Выполнить компьютерное моделирование структур для оценки возможности разложения сигналов в них.

3.1 Построить геометрическую модель поперечного сечения структуры.

3.2 Вычислить погонные задержки мод и их разность.

4. Выполнить компьютерное моделирование антиподов (структур с обратным знаком разности погонных задержек мод) для рассматриваемой структуры, исходя из возможных вариантов их получения.

4.1 Построить геометрическую модель поперечного сечения структуры.

4.2 Вычислить погонные задержки мод и их разность.

5. Выявить структуры в РЭА, имеющие антиподы.

6. Анализ влияния (путем вычисления временного и частотного откликов) выявленных структур, уязвимых для модального воздействия.

7. При наличии нежелательного влияния устранить его.

Суть опасности явления РПВИ заключается в том, что до защитного прибора (ЗП), включенного между сигнальным и общим проводниками, опасный импульс может разложиться в линии передачи на импульсы меньшей амплитуды из-за различия скоростей распространения мод (рисунок 3.66). Тогда напряжение на ЗП будет ниже порога его срабатывания, и он не сработает. В отрезке 2 произойдет восстановление импульсов в исходный из-за одновременного прихода мод к концу отрезка. При опасном гармоническом воздействии сигнал на стыке может снизиться до нуля, а в конце – восстановиться до исходного уровня. Можно выделить 4 варианта реализации модальных антиподов [280]: изменение значения диэлектрической проницаемости окружающей среды; увеличение толщины диэлектрического слоя; заполнение диэлектриком внутренних полостей; изменение расположения проводников.

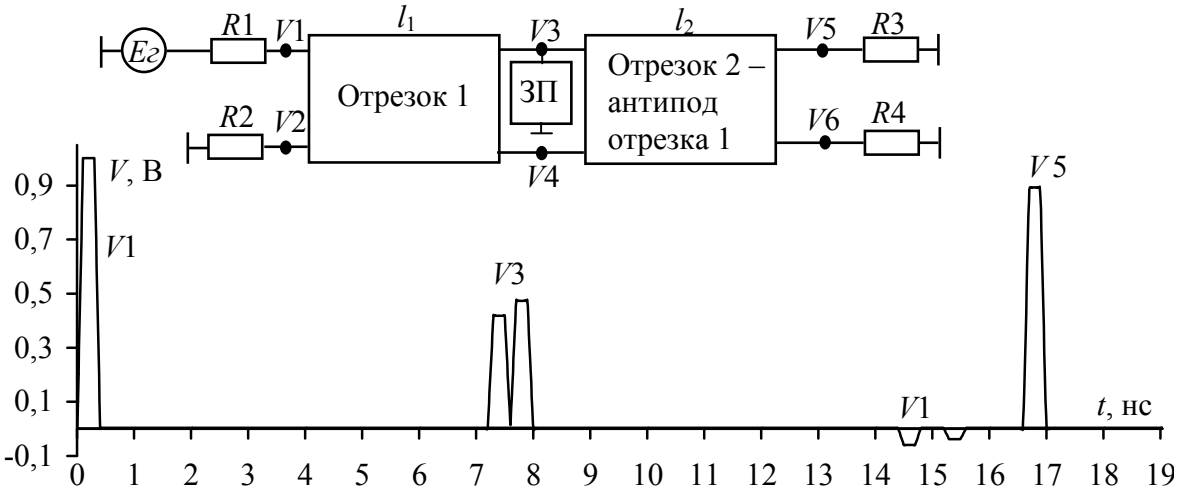


Рисунок 3.66 – Эквивалентная схема и формы напряжений при явлении РПВИ (отрезок 1 и 2 – отрезки двухпроводных линий передачи с длинами l_1, l_2, $V1$–$V6$ – напряжения импульсного сигнала на концах отрезков)

3.4 Основные результаты главы

Показано, что для уменьшения модальных искажений в активном проводнике и дальней перекрестной наводки в структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением в

поперечном сечении можно использовать нанесение на поверхность ПП дополнительного диэлектрического слоя, например, лака. Данное решение обеспечит уменьшение модальных искажений и амплитуду дальней перекрестной наводки, как это показано для многопроводной МПЛ. Выявлено, что для данных структур существует оптимальное значение $h_2/w \approx 0{,}25$, которое уменьшает модальные искажения и дальнюю перекрестную наводку при всех рассмотренных вариантах воздействий в 2–24 раза. Сформулированы условия уменьшения влияния модальных искажений на форму импульса и разложения импульса в многопроводных межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Показано, что для минимизации модальных искажений в отрезке из нескольких линий может быть достаточен анализ только матричных параметров (без отклика) этого отрезка. Результаты моделирования и эксперимента по уменьшению взаимовлияний электрических сигналов в межсоединениях ПТМП показали, что лак уменьшает перекрестную наводку в конце линии. Формы сигнала, полученные моделированием в TALGAT и экспериментально, согласуются. *Указанные результаты дают возможность нетрадиционного использования влагозащитного покрытия для уменьшения взаимовлияний в проектируемой ПП, а также в изготовленном печатном узле, без его повторной компоновки и трассировки, а лишь нанесением покрывающего диэлектрического слоя в необходимых местах. При этом большой объем имитационного моделирования для поиска оптимальных мест и параметров покрытия может быть резко сокращен за счет выявленной специфики характеристик.*

Выполнен анализ влияния структур меандровых линий на форму импульсного сигнала. В результате исследований предложена и запатентована линия задержки, которая обеспечивает прохождение импульсного сигнала без искажений его формы. Для уменьшения влияния потерь на импульсные сигналы в проводниках ПП предложено использовать меандровые линии из одного витка для коррекции формы импульсного сигнала. *Данное решение позволит увеличить пропускную способность линий передачи ПП РЭА за счет совершенствования массово используемых меандровых линий.*

Для повышения устойчивости РЭА к воздействию СКИ предлагается использовать принцип модальной фильтрации, который основан на разложении сигнала. Выполнено теоретическое и экспериментальное исследование модальной фильтрации. В результате экспериментального исследования подтверждена возможность разложения сигналов в структурах ПП и кабелей. Получены формулы: для амплитуд напряжения импульсов разложения в проводниках согласованной многопроводной линии передачи; связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами; для вычисления коэффициента ослабления на каскад МФ. Показано, что МФ обладают повышенной помехоустойчивостью к воздействию единичных импульсов (имеющих широкий спектр частот)

и стойкостью к воздействию радиации (не используются полупроводниковые радиоэлектронные компоненты); многоразовым пользованием и применением дешевого материала, отличаются от аналогов тем, что в них не используются радиоэлектронные компоненты, а применяются особые структуры связанных линий, которые способствуют разложению импульса на импульсы меньшей амплитуды, что позволяет обеспечить защиту РЭА от СКИ. *Таким образом, разработаны теоретические основы новой технологии помехозащиты (названной модальной фильтрацией), на основе которой могут быть созданы новые способы и устройства для помехозащиты различных структурных уровней РЭА.*

Показано, что явление разложения и восстановления импульса может иметь место в реальных структурах РЭА. На примерах многопроводных МПЛ и силовых кабелей продемонстрирована возможность нового явления: модального разложения и восстановления импульса (названного модальным воздействием) в различных структурах линий передачи. Сформулировано условие восстановления импульса в конце структуры из *n* отрезков линий передачи. Показано, что оно может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах. Разработана методика поиска структур, имеющих скрытые модальные воздействия и приводящих к перенапряжению и отсутствию срабатывания защитных компонентов. Рассмотрены четыре варианта модальных антиподов. Показано, что модальные антиподы можно получить просто погружением отрезка в среду с ε_r большей, чем у его изоляции (такой средой, например, может быть вода), а также изменением толщины диэлектрического слоя структуры (например, наматыванием изолирующей ленты на структуру или покрытием МПЛ слоем лака). Скрытый модальный антипод можно получить путем изменения значения ε_r внутренних (скрытых) полостей структуры. Получить модальный антипод за счет изменения расположения проводников можно без изменения ε_r среды вокруг структуры. *Таким образом, выявлен новый путь проникновения нежелательных импульсных и гармонических воздействий в различных видах многопроводных межсоединений кабелей и ПП, минуя защитные приборы, обнаружен широкий круг способствующих этому структур (антиподов) и предложена методика поиска таких структур.*

4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

4.1 Модальная фильтрация в межсоединениях печатных плат

В данном разделе представлен анализ структур ПП в диапазонах различных параметров для оценки возможности реализации модальной фильтрации [281–284].

4.1.1 Помехозащищенная теплопроводная монтажная плата

В данном разделе представлен анализ межсоединений ПТМП (раздел 3.1.2, рисунок 3.6) при изменении количества слоев СТП (4, 6, 8). Эти межсоединения представляют собой обращенные полосковые линии (ОПЛ), подвешенные полосковые линии (ППЛ). В результате получено, что разность погонных задержек мод для разных линий и параметров меняется от 0 до 1,5 нс/м [166] и может привести к модальным явлениям, что позволяет использовать линии передачи ПТМП длиной в десятки сантиметров для модальной фильтрации импульсов длительностью в сотни пикосекунд.

Отметим, что сделанный вывод может оставаться справедливым для межсоединений и других ПП. Так, в многослойной ПП разность погонных задержек мод для внутренних слоёв близка к нулю из-за однородного диэлектрического заполнения полосковых линий. Однако для внешнего слоя, состоящего из микрополосковых линий с покрывающим слоем диэлектрика или без него, эта разность может быть значительной. Например, для обобщенной МПЛ без слоя диэлектрика она может быть около 0,3 нс/м, а со слоем – 0,4 нс/м. Аналогичная оценка для 50-омной МПЛ многослойной ПП с реальными параметрами даёт 0,6 нс/м.

4.1.2 Печатные платы бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата

В данном разделе представлен анализ ПП бортовой РЭА КА [285]. Основные параметры конструкции ПП соответствуют ГОСТ23751-86 [286].

4.1.2.1 Двухслойная печатная плата

Исследуются связанные полосковые линии: ОПЛ, ППЛ, подвешенная и обращенная полосковые линии (ПОПЛ) на ПП без лака и с лаком. Структура поперечного сечения фрагмента платы показана на рисунке 4.1, где t=35 мкм, w – толщина и ширина проводников, d – расстояние от проводника до края структуры. Печатная плата на основе стеклотекстолита толщиной h_2 =(0,25±0,04) мм с ε_{r2}= 5,4 и $\mathrm{tg}\delta_2$=0,025 прессуется к металлической пластине через диэлектрический слой толщиной h_1 =0,248 мм с ε_{r1}=5,4 и $\mathrm{tg}\delta_1$=0,025, сверху покрыта лаком $h_3 \approx 3 \cdot (18–22)$ мкм, ε_{r3}=3,5, $\mathrm{tg}\delta_3$=0,01, расстояние от края структуры d=2w.

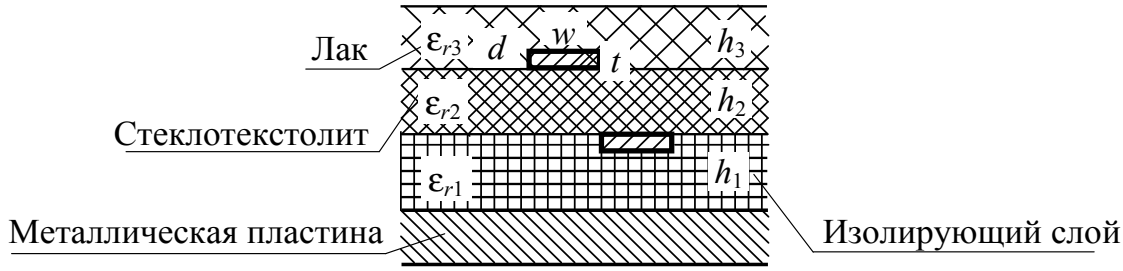


Рисунок 4.1 – Фрагмент поперечного сечения ПП

Поперечные сечения ОПЛ, ППЛ, ПОПЛ без лака представлены на рисунке 4.2. Вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено для значений ширины проводника w=0,5; 1; 2 мм при изменении расстояния между проводниками в диапазоне s=0,5–5 мм.

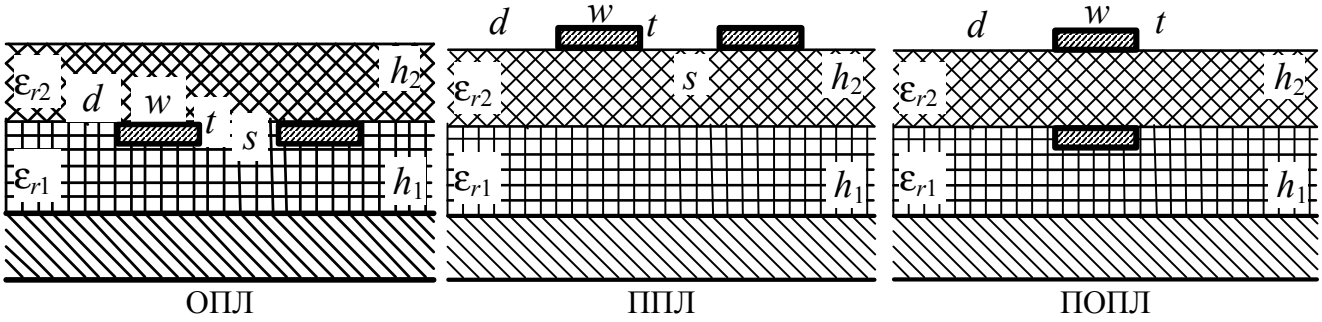


Рисунок 4.2 – Поперечные сечения ОПЛ, ППЛ и ПОПЛ

В результате для ОПЛ получено, что значения погонных задержек мод изменяются слабо с увеличением расстояния между проводниками и ширины проводников и находятся в диапазоне: τ_e =(7,429±0,023) нс/м, τ_o=(7,364±0,021) нс/м, а модуль их разности мал: $|\Delta\tau|$ =(0,0653±0,0453) нс/м.

Для ППЛ полученные зависимости представлены на рисунке 4.3. Видно, что с увеличением расстояния между проводниками для всех трех вариантов графики имеют одинаковый характер и при увеличении ширины проводников значения погонных задержек мод увеличиваются. Разность погонных задержек мод при больших s мала, но с уменьшением расстояния между проводниками значительно увеличивается, а при s=1 мм имеет минимальную чувствительность к изменению ширины проводников.

Для ПОПЛ вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено для w=0,5; 1; 2 мм при изменении расстояния между центрами проводников в диапазоне Δ= 0–4,5 мм (рисунок 4.4). Видно, что для варианта, когда проводники находятся строго друг под другом, разность погонных задержек мод имеет максимальное значение. При этом максимальное значение разности погонных задержек равно 1,4 нс/м при w=0,5 мм.

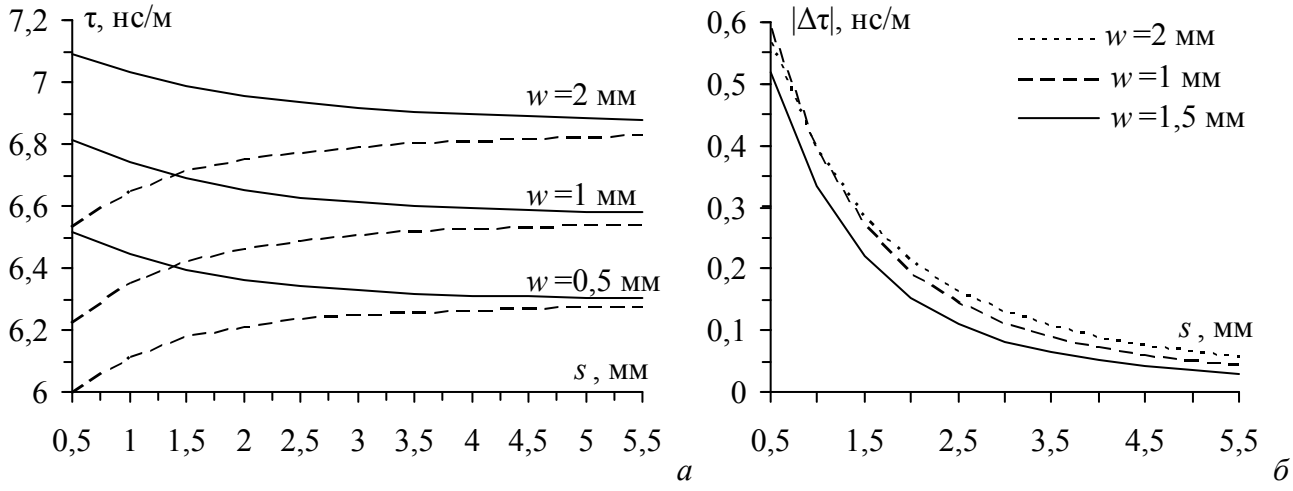


Рисунок 4.3 – Зависимости τ_e (——), τ_o (– – –) (*а*) и $|\Delta\tau|$ (*б*) от расстояния *s* для ППЛ

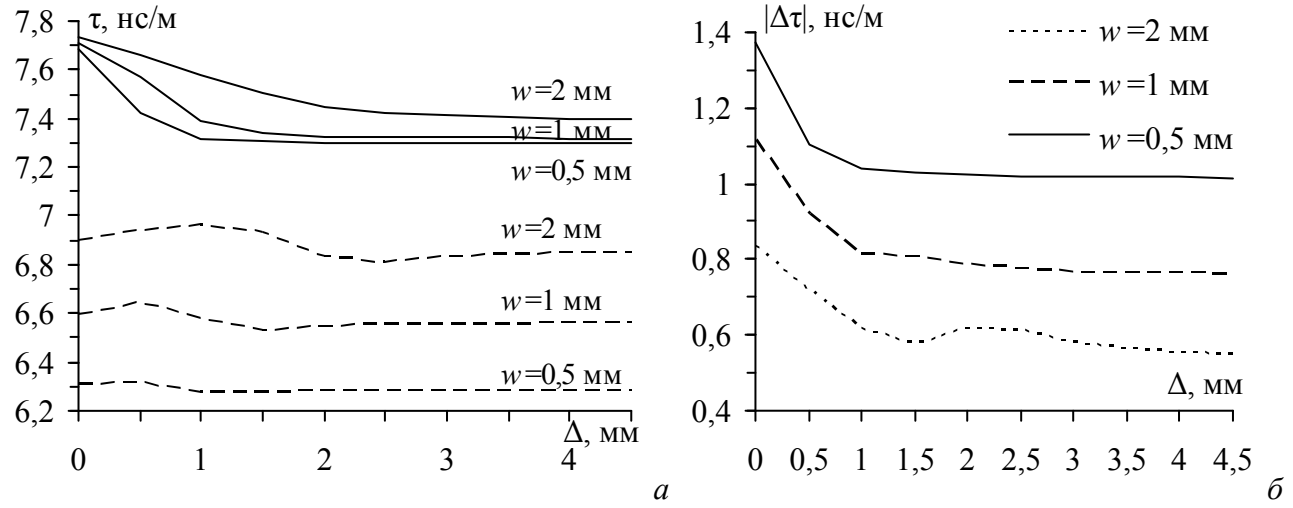


Рисунок 4.4 – Зависимости τ_e (——), τ_o (– – –) и $|\Delta\tau|$ от Δ для ПОПЛ

Поперечные сечения рассматриваемых структур с лаком представлены на рисунке 4.5. При вычислениях толщина слоя лака изменялась в диапазоне h_3=0–0,5 мм при s=0,5 мм, w=2 мм.

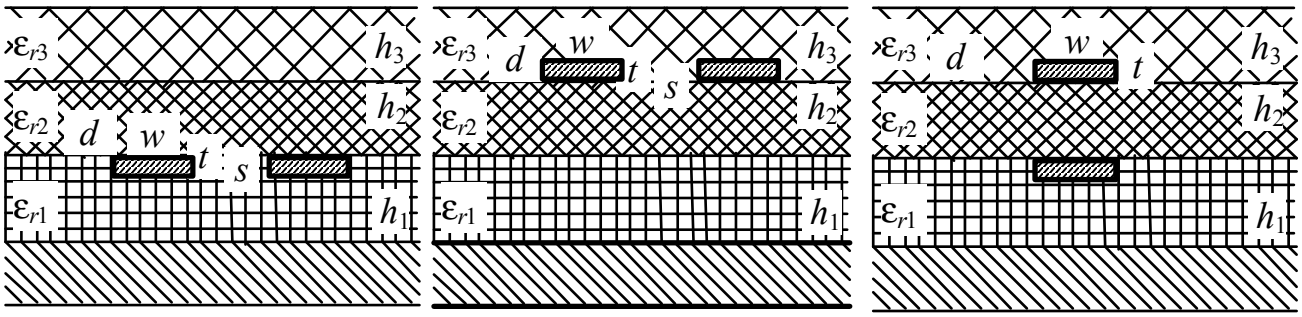


Рисунок 4.5 – Поперечные сечения ОПЛ, ППЛ и ПОПЛ с лаком

Вычисленные разности задержек мод при изменении толщины лака показали, что максимальное значение разности погонных задержек для ОПЛ составляет 0,12 нс/м; ППЛ — 0,58 нс/м; ПОПЛ — 0,83 нс/м. Зависимости имеют почти линейный характер, и при увеличении

толщины слоя лака до h_3=0,5 мм значения разности погонных задержек уменьшаются: в 5 раз для ОПЛ; в 2,25 раза для ППЛ; в 1,4 раза для ПОПЛ.

Таким образом, наиболее перспективной из исследуемых пар связанных линий может быть ПОПЛ, так как она имеет максимальное значение модуля погонной разности задержек мод (1,4 нс/м при w=0,5 мм), которое в меньшей степени подвержено влиянию лака. Однако асимметрия полосок по отношению к опорному проводнику требует вычисления отклика для исследования модального разложения.

4.1.2.2 Многослойная печатная плата

Фрагмент поперечного сечения МПП бортовой РЭА КА показан на рисунке 4.6.

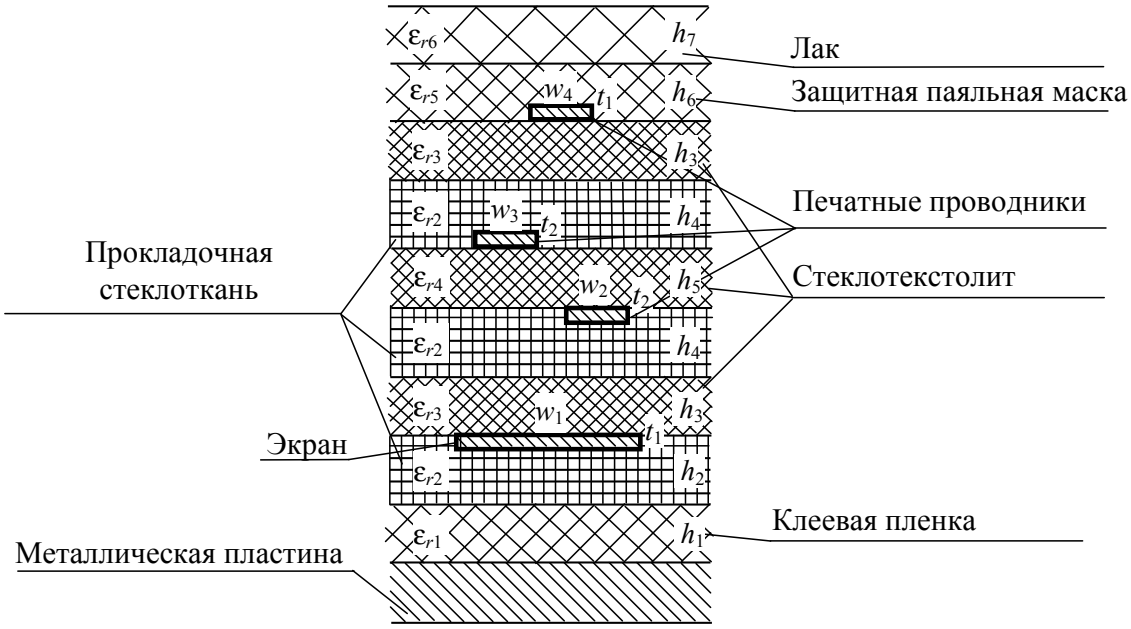


Рисунок 4.6 – Фрагмент поперечного сечения МПП

Параметры МПП представлены ниже.

1. Стеклотекстолит марки СТФ 2-35-0,25 мм (ТУ 2296-003-11430290-02): h_5= (0,18±0,04) мм (I класс); t_2= 35 мкм; tgδ$_4$= 0,025 на частоте 10^6 Гц; ε_{r4}= 5,4 на частоте 10^6 Гц.

2. Стеклотекстолит марки СТФ 1-18-0,15 мм (ТУ 2296-003-11430290-02): h_3= (0,132±0,04) мм (I класс); t_1= 18 мкм; tgδ$_3$=0,025 на частоте 10^6 Гц; ε_{r3}= 5,4 на частоте 10^6 Гц.

3. Изолирующий слой h_2 представляет собой 4 слоя прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290): h_2=4 · 0,062= 0,248 мм; tgδ$_2$= 0,025 на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81); ε_{r2}= 5,4 на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81).

4. Изолирующий слой h_4 представляет собой 2 слоя прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290): h_4 = 2 · 0,062 = 0,124 мм; tgδ$_2$=0,025 на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81); ε_{r2}= 5,4 на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81).

5. Защитная паяльная маска CERAPACE EMP110: h_6 = 30 мкм; tgδ$_5$= 0,03 на частоте 10^6 Гц; ε_{r5}= 4 на частоте 10^6 Гц.

6. Лак ЭП-730 (ГОСТ 20824-81) наносится на плату в 3 слоя и представляет раствор эпоксидной смолы в смеси органических растворителей с добавлением отвердителя. В соответствии с ГОСТ 20824-81 толщина высушенной однослойной пленки должна быть 18–22 мкм. Параметры: $h_7 \approx 3 \cdot 20$ мкм; $\mathrm{tg}\delta_6 = 0{,}01–0{,}03$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r6} = 3{,}5–5$ на частоте 10^6 Гц.

7. Для сцепления изолирующего слоя с металлической пластиной используется клеевая пленка марки ПКС-171 (ТУ-06-20-88) с параметрами: $h_1 = 80$ мкм; $\mathrm{tg}\delta_1 = 0{,}046$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r1} = 5$ на частоте 10^6 Гц.

Выполнена оценка оптимального размера сегментации границ при моделировании. Для этого получены зависимости задержек мод τ_e и τ_o от параметра s с шагом 0,1 мм при w=0,5 мм и разной автосегментации (длина сегмента): $1{,}1 \cdot 10^{-4}$; $0{,}1 \cdot 10^{-4}$; $0{,}05 \cdot 10^{-4}$; $0{,}025 \cdot 10^{-4}$ м (для структуры, где проводники располагались на среднем слое). Из полученных результатов выявлены грубость первого значения, приемлемость второго и избыточность остальных, поскольку они почти не дают отличия. Поэтому для последующих вычислений выбрана автосегментация $0{,}1 \cdot 10^{-4}$ м.

Выполнено исследование трех структур МПП (рисунок 4.6) при различном расположении сигнальных проводников. Поперечные сечения исследуемых структур представлены на рисунке 4.7, w – ширина проводников, s – расстояние между ними, d=2w – расстояние от края структуры до проводника. Для каждой структуры вычислены зависимости τ_e, τ_o и $\Delta\tau = \tau_e - \tau_o$ от s с шагом 0,1 мм при w=0,5–2 мм.

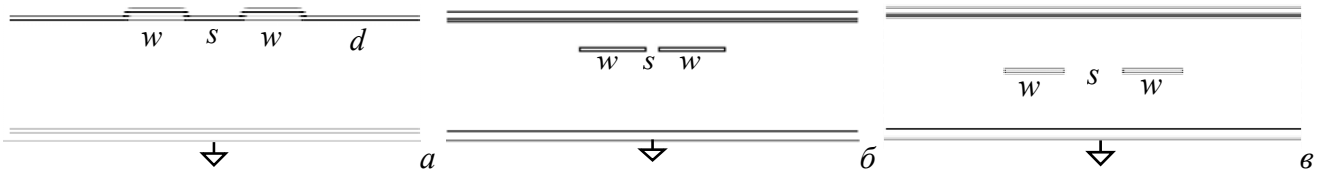


Рисунок 4.7 – Поперечные сечения исследуемых структур
на верхнем (*а*), среднем (*б*) и нижнем (*в*) слоях МПП

Для структуры, представленной на рисунке 4.7*а*, получено, что с увеличением параметра s уменьшается задержка τ_e, а τ_o увеличивается (кроме малых s) и $\Delta\tau$ (рисунок 4.8*а*) сначала увеличивается, потом уменьшается, т.е. существует максимум. С увеличением w увеличиваются τ_e, τ_o и $\Delta\tau$. В результате минимальное значение $\Delta\tau_{min} = 0{,}062$ нс/м наблюдается в структуре при w=0,5 мм и s=5 мм, а максимальное $\Delta\tau_{max} = 0{,}56$ нс/м при w=2 мм и s=0,3 мм.

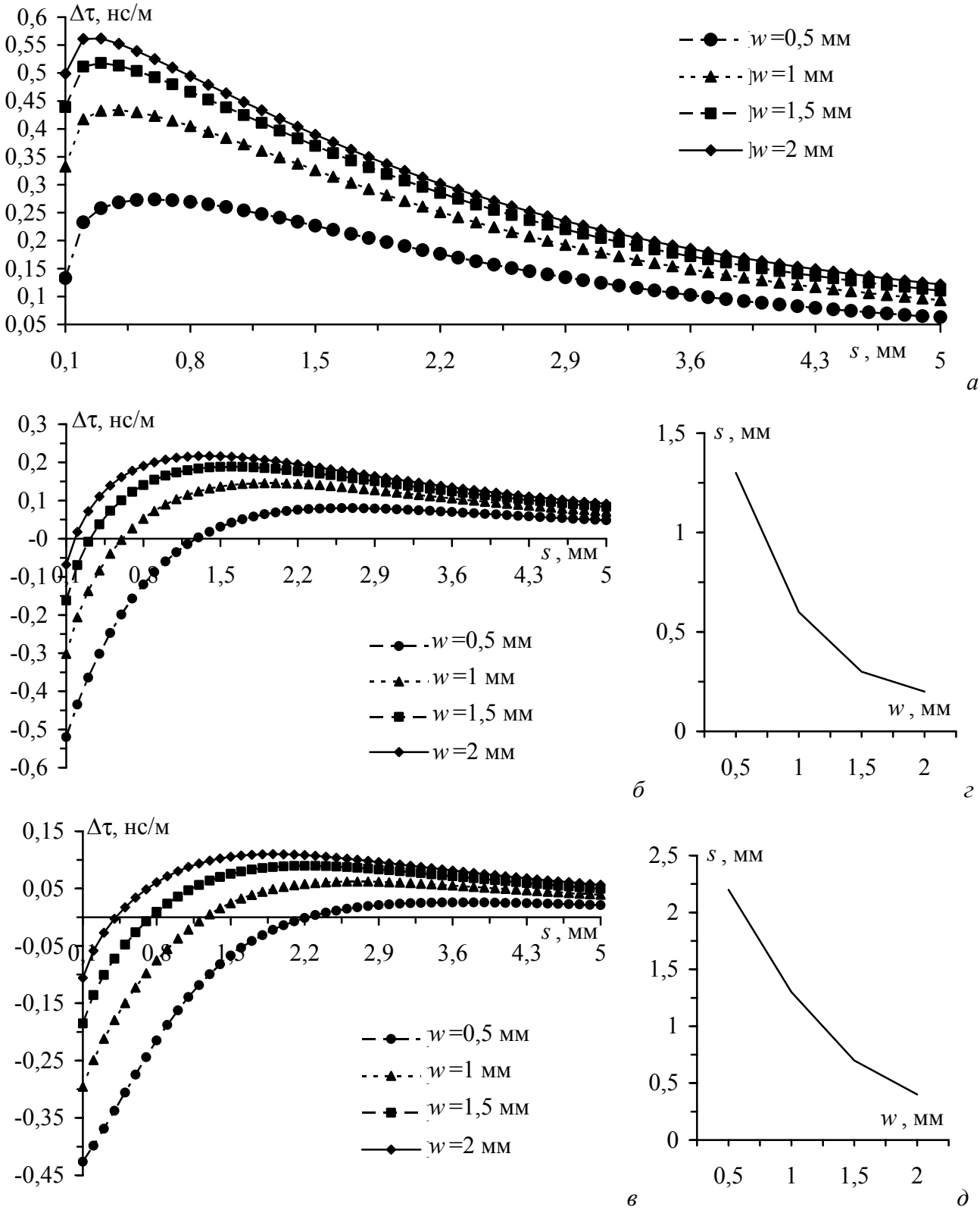


Рисунок 4.8 – Зависимости Δτ от *s* для верхнего (*а*), среднего (*б*) и нижнего (*в*) слоев МПП и зависимости *s*, при котором Δτ=0, от *w* для среднего (*г*) и нижнего (*д*) слоев

Для структур, представленных на рисунках 4.7*б*, *в* получено, что при изменении параметра *s* на графиках τ_e, τ_o появляются максимумы и минимумы и есть значение *s*, при котором Δτ=0 (рисунки 4.8*б*, *в*). В результате минимальные значения для структур на рисунках 4.8*б* и 4.8*в*

равны $\Delta\tau_{min}$=−0,52 нс/м и −0,43 нс/м при w=0,5 мм и s=0,1 мм, а максимальные $\Delta\tau_{max}$=0,22 нс/м – при w=2 мм и s=1,4 мм и $\Delta\tau_{max}$= 0,11 нс/м – при w_1=w_2=2 мм и s=1,9 мм. Кроме того, есть области, где $\Delta\tau$ имеет разные знаки, и чем больше значение w, тем меньше значение s, при котором $\Delta\tau$=0. На рисунке 4.8*г*, *д* показана зависимость параметра s, при котором $\Delta\tau$=0, от значения w. Видно, что, чем меньше w, тем больше s.

Ниже представлены результаты исследования зависимости τ_e и τ_o, а также $\Delta\tau$, от расположения двух проводников в одном диэлектрике над идеально проводящей плоскостью, в частности, при сильной связи. Получены зависимости от s при разных расстояниях от проводников до плоскости земли h.

Поперечное сечение ПП с плоскостью земли и двумя проводниками (1 и 2), расположенными планарно в одном слое диэлектрика (h=1 мм, ε_r=5,4) над идеально проводящей плоскостью, с воздухом над этим слоем, представлено на рисунке 4.9, где w=0,5 мм, t=35 мкм. Частные случаи расположения проводников под и над границей диэлектрика с воздухом потребовали моделирования отдельных структур (рисунок 4.9*б* для h=0,965 мм и рисунок 4.9*в* для h=1 мм). Параметры моделирования: учитываемое расстояние от проводника до края структуры d=4w, длина сегмента 5 мкм. Вычисленные для h=0,2; 0,6; 0,9; 0,965; 1 мм зависимости τ_e, τ_o и $\Delta\tau$=τ_e−τ_o в диапазоне s=0,1–5 мм (вплоть до слабой связи) представлены на рисунке 4.10, а в диапазоне s=0,01–0,1 мм (при сильной связи) – на рисунке 4.11.

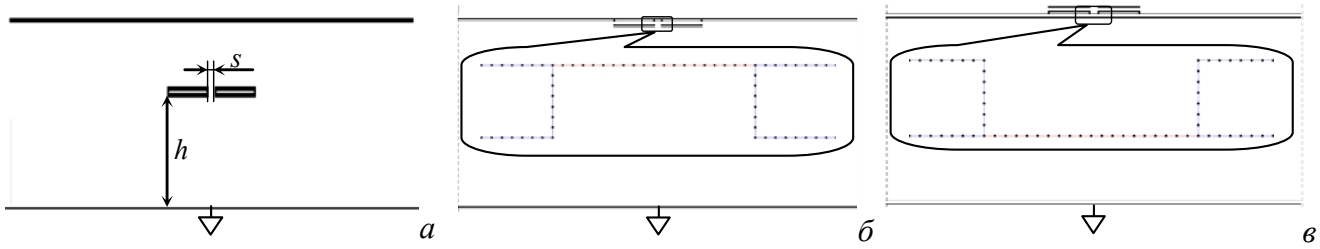


Рисунок 4.9 – Поперечные сечения исследуемых структур: проводники в слое диэлектрика (*а*), проводники под (*б*) и над (*в*) границей диэлектрика с воздухом (на увеличенных фрагментах показаны сегментированные границы зазора)

Перед детальным анализом зависимостей отметим, что их характер, в общем случае, зависит от распределения электрического поля четной и нечетной мод в поперечном сечении линии. Действительно, при четной моде на оба проводника рассматриваемых структур подается одинаковое напряжение относительно опорного проводника, а при нечетной – на один из проводников подается напряжение противоположной полярности. Электрическое поле сосредоточено между проводниками структуры, но концентрация его силовых линий в областях между двумя сигнальными проводниками, а также между ними и опорным проводником сильно различается в зависимости от моды и соотношения параметров линии, в т.ч. от расположения границ раздела диэлектриков. Это приводит к тому, что поле той или иной моды сосредоточено

больше в диэлектрике, чем в воздухе, а значит, погонная задержка этой моды больше. В частности, при уменьшении зазора между сигнальными проводниками рассматриваемых структур поле четной моды всё более вытесняется из зазора, а нечетной – всё более сосредоточено в зазоре. При этом, близость к зазору границы диэлектрика с воздухом влияет на уменьшение погонной задержки. Отметим, что для использования модальных явлений на практике особенно важны знак, нулевое и максимальные абсолютные значения разности погонных задержек с соответствующими областями параметров линии.

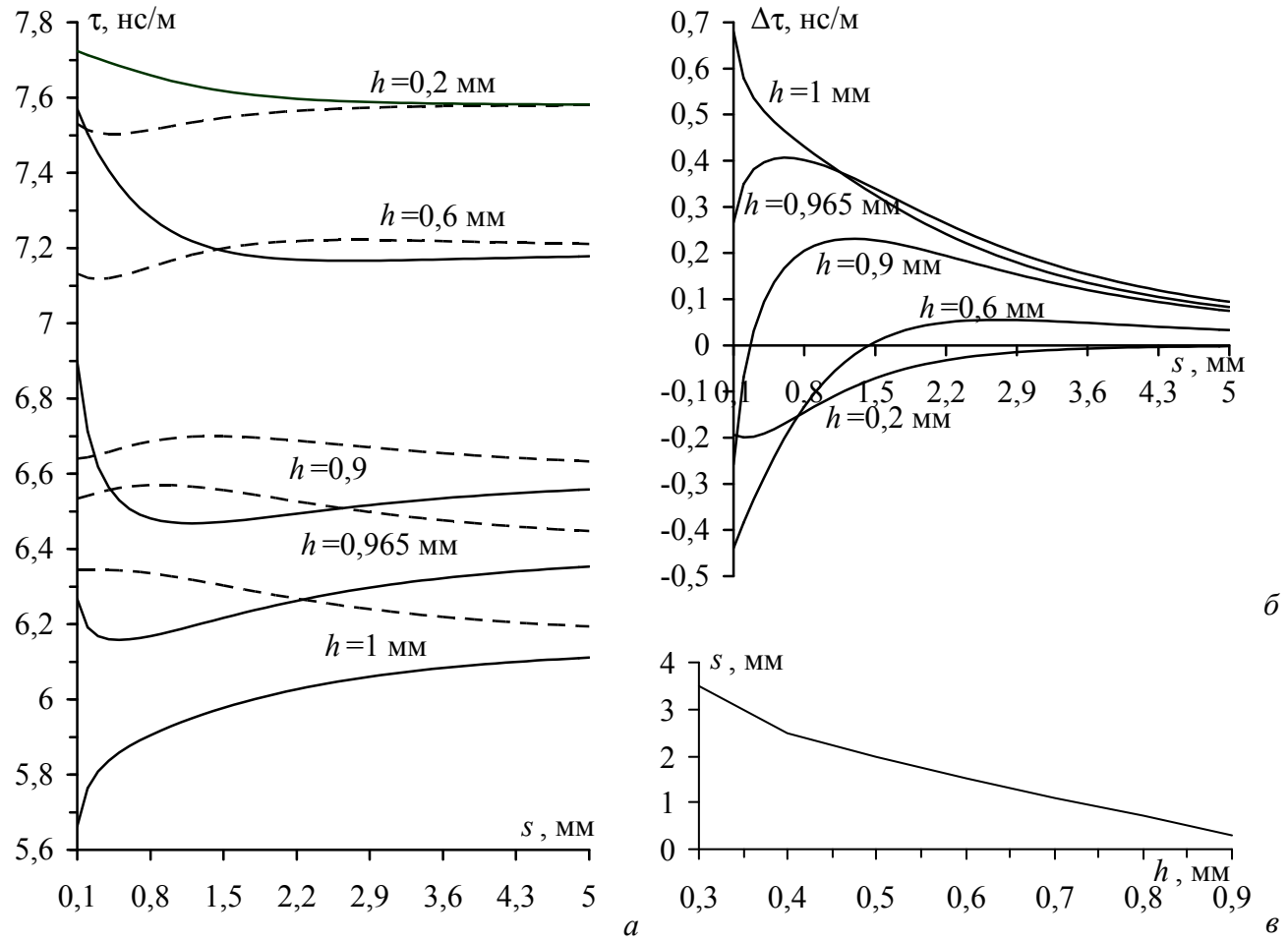


Рисунок 4.10 – Зависимости от s (в диапазоне 0,1–5 мм): для τ_e(– –) и τ_o(—) (*а*); для $\Delta\tau$ (*б*). Зависимость s, при котором $\Delta\tau$=0, от h (*в*)

Теперь рассмотрим вычисленные зависимости детально. Для ясности начнем с самого известного случая для h=1 мм (МПЛ). Из рисунка 4.10*а* видно, что погонная задержка четной моды (τ_e) всегда больше чем нечетной (τ_o). Это вызвано тем, что четная мода распространяется больше в диэлектрике (между сигнальными и опорным проводниками), чем нечетная (между сигнальными проводниками). Уменьшение s приводит к слабому увеличению τ_e, тогда как τ_o уменьшается, причем, чем меньше s, тем сильнее (рисунок 4.11*а*), что вызвано все большей концентрацией электрического поля нечетной моды в воздушном зазоре между торцами сигнальных проводников. Отметим, что именно это уменьшение τ_o, вызванное воздухом в

зазоре, ведет к резкому росту τ_e–τ_o при малых s: вплоть до 0,7 нс/м на рисунке 4.10*б*, и даже до 1,5 нс/м на рисунке 4.11*б*. Весьма показателен переход от h=1 мм (рисунок 4.9*в*) к h=0,965 мм (рисунок 4.9*б*), когда сигнальные проводники утоплены в диэлектрик на их толщину 35 мкм. Из рисунка 4.10*а* видно, что τ_e и τ_o увеличиваются, что естественно, поскольку обе моды больше распространяются в диэлектрике. Однако примечательно, что в зависимости τ_o появился участок возрастания с уменьшением s. Можно предположить, что он вызван заполнением зазора диэлектриком. Теперь в зависимостях появились точки экстремума: слабо выраженный максимум τ_e; более сильно выраженный минимум τ_o; ярко выраженный максимум $\Delta\tau$. В результате, с уменьшением s появляется точка пересечения зависимостей τ_e, τ_o (рисунок 4.11*а*), значение $\Delta\tau$ уменьшается (рисунок 4.10*б*), принимая нулевое и даже отрицательные значения (рисунок 4.11*б*). Примечательно также пересечение зависимостей для h=1 мм и h=0,965 мм на рисунке 4.10*б*, имеющее свои следствия. Дальнейшее углубление сигнальных проводников в диэлектрик (рисунок 4.9*а*) сдвигает точку пересечения зависимостей τ_e, τ_o в сторону больших s. Это приводит к довольно большим (до –0,8 нс/м) отрицательным значениям $\Delta\tau$. На рисунке 4.10*в* показана зависимость расстояния s от высоты h, при котором $\Delta\tau$=0. Видно, что, чем больше параметр s, тем меньше высота h.

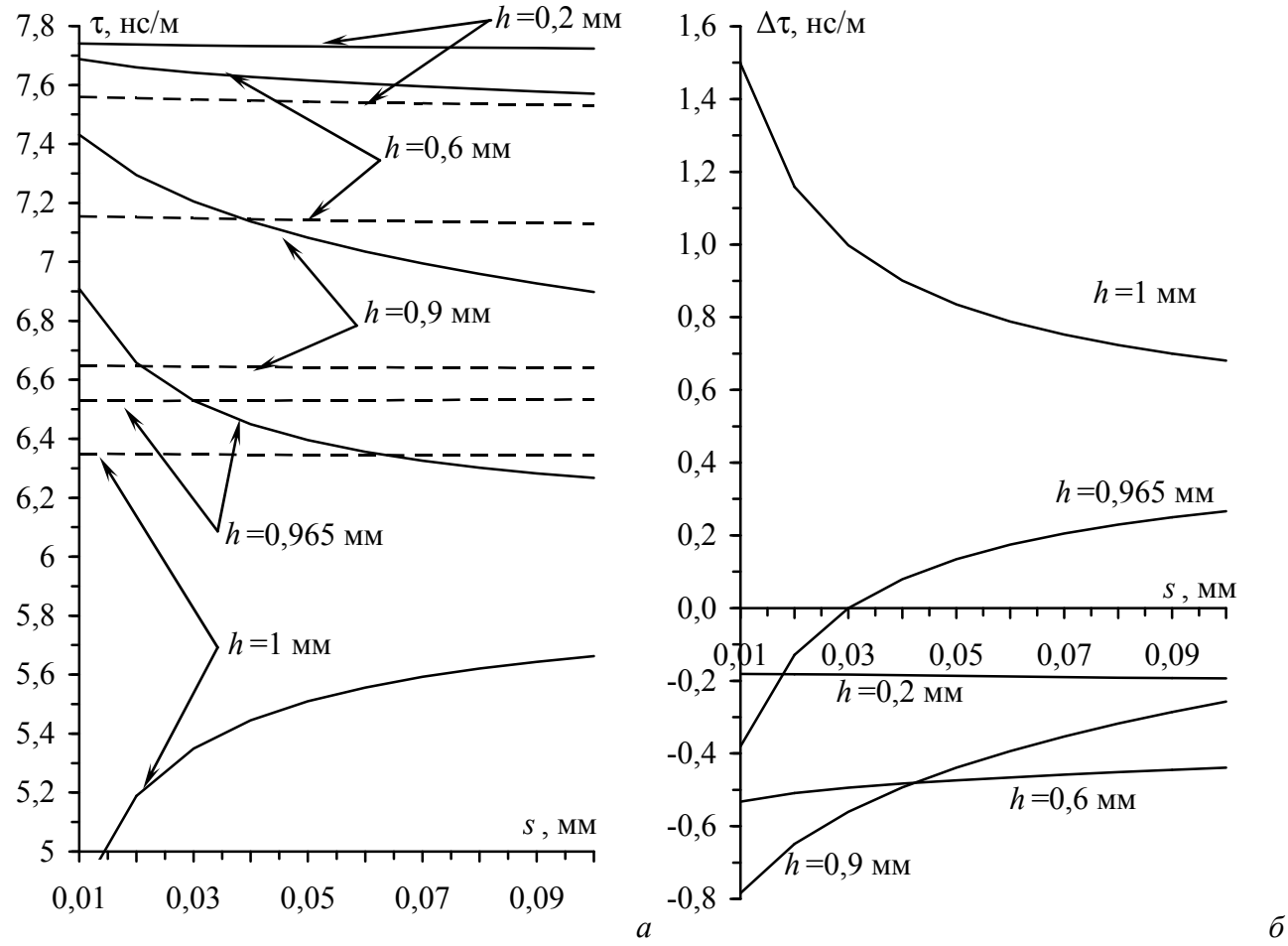


Рисунок 4.11 – Зависимости от s (в диапазоне 0,01–0,1 мм): *а* – для τ_e(– –) и τ_o(—); *б* – для $\Delta\tau$

Таким образом, известные факты положительного значения $\Delta\tau$ связанных микрополосковых линий, его обнуления сплошным заполнением из такого же диэлектрика и отрицательного значения за счет покрытия диэлектриком с более высоким значением ε_r несколько затеняют возможность получения нулевого и отрицательных значений τ_e–τ_o погружением проводников линии в тот же диэлектрик при уменьшении *s*. Физически это объяснимо всё более выраженными, но противоположными явлениями: вытеснением поля четной моды из зазора к границе с воздухом и сосредоточением поля нечетной моды в зазоре. Именно из-за этого в области малых *s* четная мода всегда медленнее нечетной даже при самом глубоком погружении, когда всё больше замедляются обе моды.

Далее представлены результаты исследования зависимости τ_e, τ_o и $\Delta\tau$, от изменения высоты опорного проводника. Поперечное сечение ПП с тремя проводниками, погруженными в слой диэлектрика (ε_{r2}=5,4), и воздушным заполнением (ε_{r1}= 1) представлено на рисунке 4.12*а*, где О – опорный проводник, А и П – активный и пассивный проводники. Высота опорного проводника *h* изменялась от 0,3 до 1,1 мм. Расстояние *s* между активным и пассивным проводниками увеличивалось от 0,1 до 5 мм с шагом 0,1 мм. Ширина проводников *w* принята равной 0,5 мм, а толщина *t* – 35 мкм. Расстояние активного и пассивного проводников до нижней границы диэлектрика принято равным 300 мкм, а толщина слоя диэлектрика – 1100 мкм.

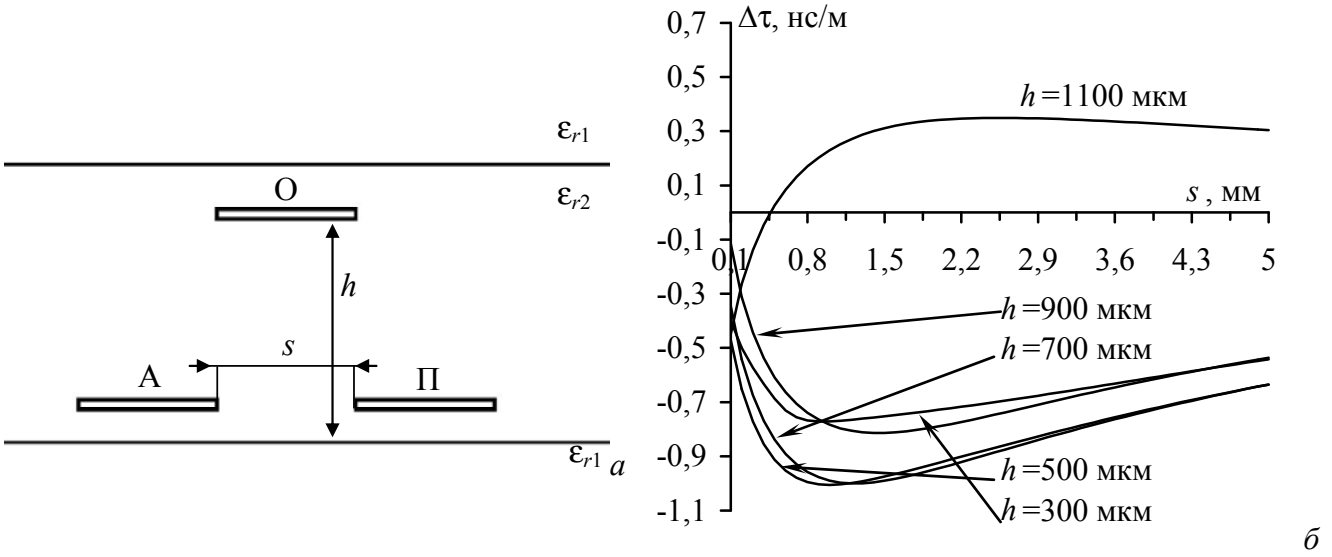


Рисунок 4.12 – Поперечное сечение ПП (*а*) и зависимости $\Delta\tau$ от *s* при изменении *h* (*б*)

Получено, что, чем больше *h*, тем меньше τ_o и τ_e. Увеличение *h* ведет к тому, что τ_o становится меньше τ_e. На рисунке 4.12*б* видно, что есть области, где $\Delta\tau$ имеет положительные и отрицательные значения, при увеличении *h* появляется такое значение *s*, при котором $\Delta\tau$=0.

В результате получено, что в исследуемой структуре, изменяя ее параметры, можно получить изменение знака $\Delta\tau$. Так, при одном наборе параметров получится структура с

положительной разностью Δτ, а при другом — с отрицательной. Такая ситуация возможна, если опорный проводник будет расположен на максимальной высоте, как можно ближе к границе с воздухом или на границе между воздухом и диэлектриком. Примечательно, что при этом структура становится близкой к структуре с расположением опорного проводника на одной границе подложки, а сигнального и пассивного — на другой. Только здесь они углублены, и при малых значениях расстояния между проводниками *s* это приводит к уменьшению значения и даже смене знака Δτ.

Таким образом показано, что в структурах связанных линий ПП бортовой РЭА КА, в зависимости от расстояния между сигнальными проводниками и близости их к опорному, может меняться знак разности задержек четной и нечетной мод, а значит, модальное воздействие (при импульсном и гармоническом сигналах) может иметь место в ПП (даже без учета распространения сигнала в подключаемых кабелях). Поскольку параметры моделирования взяты близкими к реальным платам, рассмотренные явления могут иметь место в реальности, а различие знаков разности погонных задержек в ПП и кабеле подтверждает возможность модального воздействия в структурах типа «плата–кабель».

4.2 Модальный фильтр с боковой связью

4.2.1 Общие подходы к проектированию

Рассмотрим общие подходы к проектированию печатного МФ для защиты сетевого порта 100 Мбит/с [287–291]. Упрощенная (для случая отрезка без потерь и дисперсии) оценка разности задержек мод МФ сводится к следующему. Амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохода по фильтру не должна быть ниже заданного уровня, например 0,707 (ниже на 3 дБ) относительно уровня на входе фильтра. Поскольку сигнал в МФ разлагается на 2 сигнала (четной и нечетной мод) за счет их сдвига во времени, то сумма двух, сдвинутых на половину периода, приведет к полному исчезновению сигнала, а на четверть – к уменьшению до уровня 0,707. Таким образом, для МФ с заданной верхней частотой полезного сигнала критичны длительности половины и четверти периода.

Оценка максимальной разности задержек мод в линии МФ без учета потерь и дисперсии для 100 Мбит/с составляет 2,5 нс. При этом амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохождения по МФ будет меньше на 3 дБ относительно уровня на входе МФ.

Последующее проектирование основано на использовании рассмотренных аналитических выражений и квазистатического анализа численными методами.

Для этого в TALGAT разработаны программы сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах. Они позволяют:

– задавать произвольные параметры поперечных сечений для 4-х различных полосковых структур (с расположением одинаковых проводников с одной и с двух сторон диэлектрической подложки; с сильной связью; связанных микрополосковых линий);

– вычислять матрицы **L**, **C**, **R**, **G** погонных параметров и задержки мод связанных линий;

– производить параметрическую оптимизацию поперечного сечения линии генетическими алгоритмами;

– вычислять временной отклик многокаскадных фильтров на периодические воздействия различной формы (импульс в форме трапеции, гауссов импульс, затухающая синусоида, воздействие произвольной формы) с учетом потерь и без;

– вычислять частотный отклик многокаскадных фильтров с учетом потерь и без;

– анализировать рассеивание мощности входного воздействия на резисторах пассивного проводника и в нагрузке фильтра с учетом потерь и без;

– моделировать эксперимент.

4.2.2 Выбор структуры поперечного сечения модального фильтра

Для разработки МФ необходимо выбрать структуры поперечных сечений связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением, обладающие эффектом модального разложения из-за различия погонных задержек мод.

В качестве связанных линий выбраны: микрополосковая структура (рисунок 4.13*а*), структуры с расположением печатных проводников на двух сторонах (рисунок 4.13*б*) и на одной стороне (рисунок 4.13*в*) диэлектрической подложки, а также структура с лицевой связью (рисунок 4.13*г*). Диэлектрическим материалом выбран стеклотекстолит ($\varepsilon_r = 5$) из таких критериев, как широкое применение (фольгированный стеклотекстолит для изготовления ПП) и дешевизна. Выбор диэлектрика с более высоким значением ε_r позволяет получить более высокую разность задержек мод в линии, что позволит сократить длину МФ. Однако такие диэлектрики довольно дороги, и процесс изготовления МФ на них технологически сложнее и дороже.

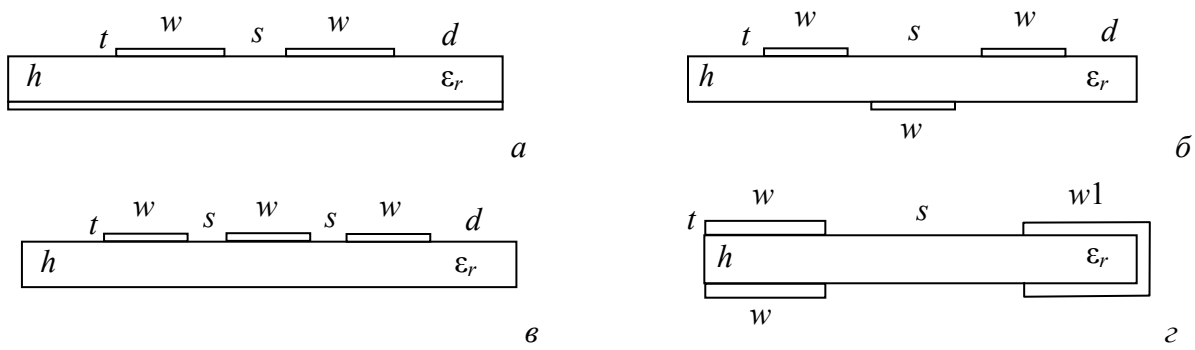


Рисунок 4.13 – Поперечные сечения структур исследуемых связанных линий

Выбор стеклотекстолита в качестве диэлектрического материала задает номинальные толщины поперечного сечения структур (определяемые как сумма толщины подложки и двух толщин фольги) $H = 0{,}25$; 0,5; 1; 1,5; 2 мм. При этом за основные толщины фольги взяты широко распространенные значения $t = 35$, 50, 70 и 105 мкм. Остальные параметры выбраны, исходя из результатов оптимизации поперечного сечения исследуемых структур.

Для модального разложения важно максимизировать разность погонных задержек мод в линиях. С помощью оптимизации генетическими алгоритмами в TALGAT получена структура из рисунка 4.13*б* с оптимальными параметрами: $s = 0{,}4$ мм, $w = w1 = d = 0{,}3$ мм (параметры s и w подбирались в процессе оптимизации из заданных диапазонов значений), $h = 0{,}29$ мм, $t = 105$ мкм (параметры h и t имели значения реальных толщин для фольгированного стеклотекстолита и задавались вручную в качестве постоянных параметров). Эта структура обладает волновым сопротивлением близким к 100 Ом (это условие задавалось при оптимизации) и максимальным значением разности погонных задержек мод (разность задержек мод при $d \to 0$ несколько больше, но с практической точки зрения МФ с таким поперечным сечением труднореализуем). Структуры на рисунке 4.13*а* и рисунке 4.13*в* дают меньшую (приблизительно в 2,5–3 раза) разность задержек, что требует увеличения (в 2,5–3 раза) длины связанных линий, а значит, и габаритов МФ. Структура на рисунке 4.13*г* может обладать разностью погонных задержек в 3 раза большей, чем на рисунке 4.13*б*, но МФ (именно с такими параметрами поперечного сечения и длины линии) на ее основе обладает частотной характеристикой, которая делает ее неприменимой для этих целей. Также при выборе параметров оптимальной структуры учтены технические ограничения (сила тока, пробивное напряжение, технологические размеры при изготовлении и т.д.).

Таким образом, выбрана структура поперечного сечения связанной линии МФ с оптимальными параметрами (посредством параметрической оптимизации в TALGAT).

4.2.3 Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения

В качестве основного компонента МФ выбрана структура из печатных проводников, расположенных с двух сторон подложки из широко применяемого стеклотекстолита (рисунок 4.13*б*). Данная структура исследована для стандартных толщин материала марки СТФ H=0,25; 0,5; 1; 1,5; 2 мм (где $H=h+2t$) и его фольги t=35; 50; 70; 105 мкм при расстоянии между верхними проводниками s=0,2; 0,3; 0,4; 0,5 мм. Ширина проводников w менялась в диапазоне от 0,2 до 2,5 мм. В TALGAT построено поперечное сечение структуры, получены ее матрицы **L**, **C**, **Z**, а из них – зависимости волнового сопротивления $Z=(Z_eZ_o)^{1/2}$ и амплитуд импульсов разложения, а также абсолютной и относительной разностей погонных задержек мод от ширины проводников w. Построено 64 графика (по 16 для каждой характеристики), каждый из которых

содержит 5 кривых. В качестве примера на рисунке 4.14 приведены графики зависимостей для значений s=0,4 мм, t=105 мкм, обеспечивающих наилучшие параметры. Анализ всех графиков позволил сделать выводы, приведенные ниже.

С увеличением ширины проводников структуры уменьшается ее волновое сопротивление. Наиболее резкий спад наблюдается при ширине проводников от 0,2 до 1,2 мм (рисунок 4.14*а*). При этом с увеличением толщины диэлектрической подложки, как и расстояния между верхними проводниками, наблюдается возрастание волнового сопротивления. Уменьшение толщины проводников ведет к снижению волнового сопротивления структуры. Волновое сопротивление имеет довольно широкий диапазон значений, что делает данную структуру применимой для защиты многих видов РЭА.

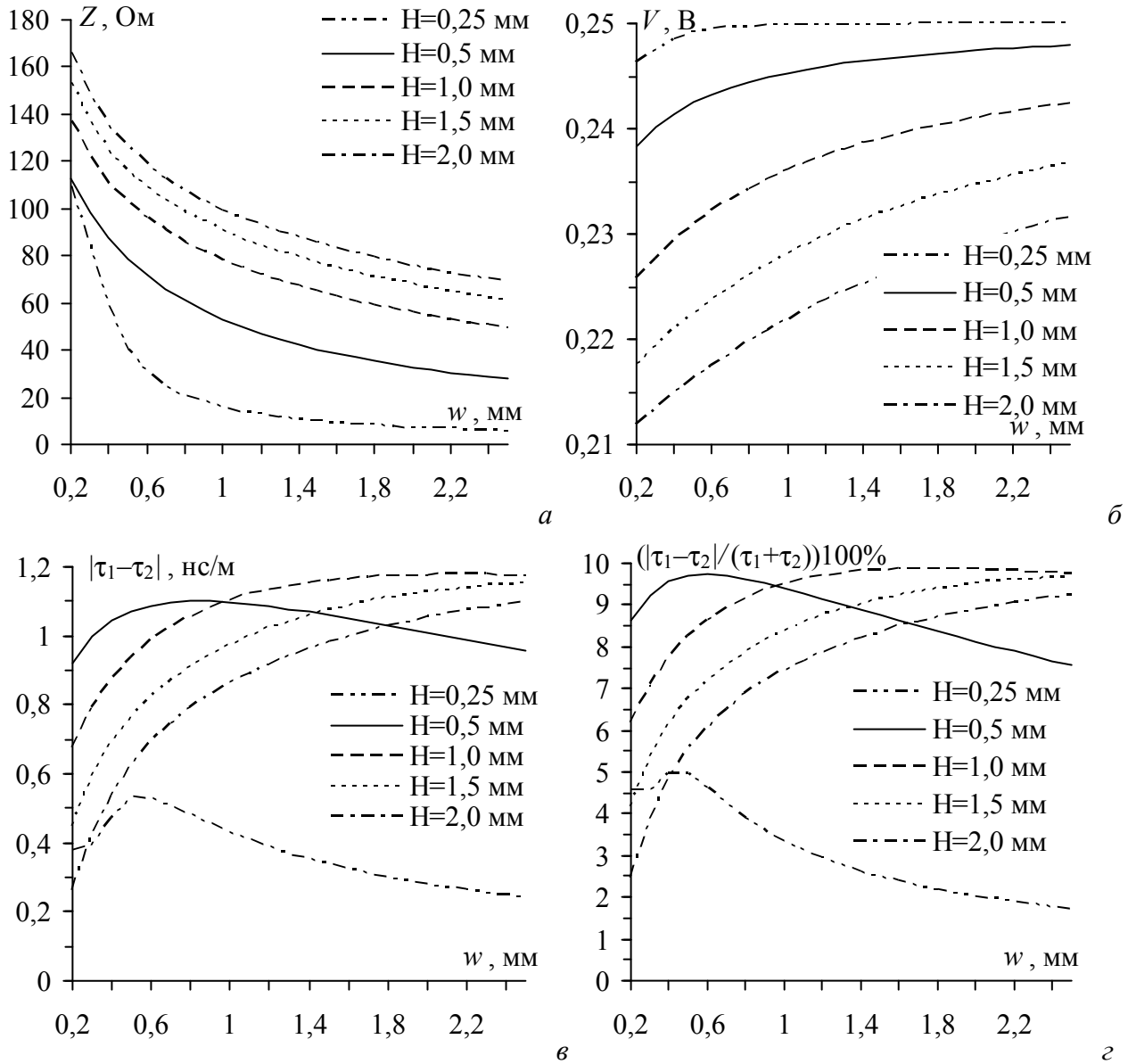


Рисунок 4.14 – Зависимости от w для s=0,4 мм, t =105 мкм:

а – волнового сопротивления структуры; *б* – амплитуд импульсов разложения; *в* – модуля разности погонных задержек мод; *г* – относительной разности погонных задержек мод

Полученные значения амплитуд импульсов разложения при э.д.с. исходного импульса 1 В для всех исследуемых структур близки и составляют примерно 0,21–0,25 В (рисунок 4.14*б*). С увеличением ширины проводников наблюдается незначительный рост амплитуды импульсов, т.е. амплитуда импульсов разложения слабо зависит от параметров структуры, что положительно сказывается при подборе волнового сопротивления МФ. Значение модуля разности погонных задержек мод структуры слабо зависит от расстояния между проводниками. С увеличением толщины подложки кривая становится более пологой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает максимума в области большой ширины проводников (w=2,0–2,4 мм). При минимальной толщине подложки кривая имеет максимум в области 0,4–0,8 мм в зависимости от толщины проводников (рисунок 4.14*г*). Этот максимум, а также резкое изменение поведения характеристики при уменьшении толщины диэлектрика (от 1 до 0,5 и 0,25 мм) весьма интересны для более детального исследования. Поэтому проведено исследование параметров печатного МФ в диапазоне толщин диэлектрического слоя от 0,25 до 1 мм. В качестве примера на рисунке 4.15*а* приведен график зависимости модуля разности погонных задержек мод структуры от толщины диэлектрического слоя для значений s=0,4 мм, t=105 мкм, обеспечивающих наилучшие параметры. На основе графических данных можно сделать выводы, приведенные ниже.

При увеличении толщины подложки кривая модуля разности погонных задержек мод структуры становится более пологой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает своего максимума в области больших значений ширины проводников (w=2,0–2,4 мм). При уменьшении толщины подложки кривая имеет все более ярко выраженный максимум, но его значение снижается в 2 раза. С увеличением ширины проводников максимальное значение модуля разности погонных задержек мод увеличивается, кривая не изменяет свой характер, а максимум приходится на область h=0,55–0,60 мм (рисунок 4.15*б*). При увеличении расстояния между верхними проводниками кривая становится более пологой, а максимум сдвигается в сторону больших значений толщины подложки и его значение уменьшается (рисунок 4.15*в*).

Характер поведения относительного модуля разности задержек мод схож с поведением модуля разности задержек мод (рисунок 4.14*г*). Увеличение именно относительного, а не только абсолютного значения может быть важным для контроля задержки, вносимой МФ.

Графические данные, полученные в ходе описанного выше исследования, являются основой для разработки методики расчета МФ на стеклотекстолите. Например, из рисунка 4.14*в* следует, что на стеклотекстолите с H=0,5 мм волновое сопротивление 100 Ом будет обеспечено шириной проводника w=0,3 мм. Тогда из рисунка 4.14*г* следует, что для этих параметров амплитуды импульсов разложения будут равны 0,24 В (при амплитуде импульса на входе 0,5 В).

Из рисунка 4.14*в* следует, что для этих параметров разность погонных задержек равна 1 нс/м. Это значит, что, например, на длине линии 1 м будет разлагаться импульс короче 1 нс (рисунок 4.14*г* полезен, если важно минимизировать вносимую задержку). Использование этой методики позволяет разработчику без собственных вычислений выполнить оценку параметров МФ при заданных ограничениях. Это значительно упростит процесс расчета и сократит затраты времени на проектирование.

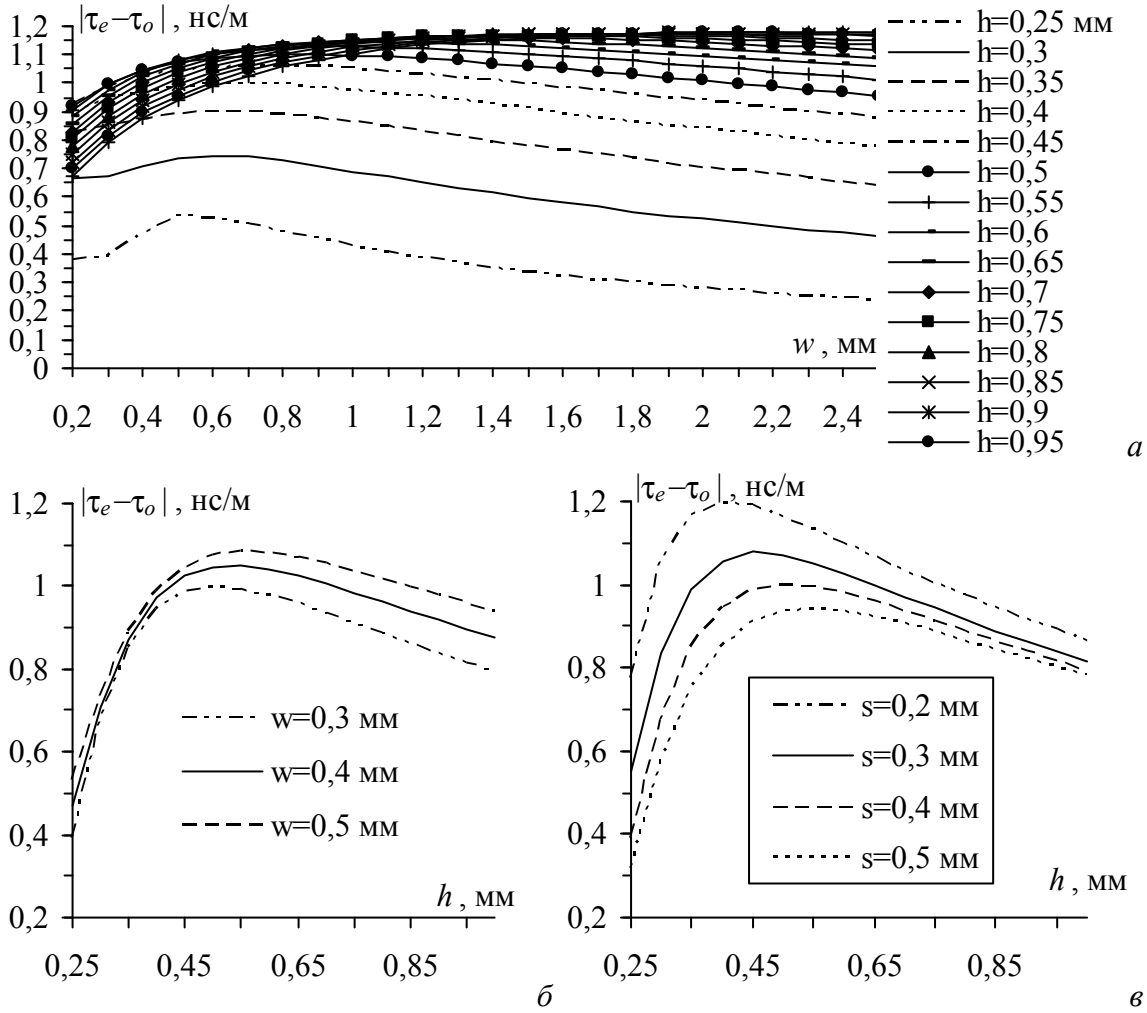


Рисунок 4.15 – Зависимости модуля разности задержек мод структуры (при t=105 мкм): *а* – от ширины проводников при h=0,25–1 мм; *б* – от толщины диэлектрического слоя для трех значений ширины проводников при s=0,4 мм; *в* – от толщины диэлектрического слоя для четырех значений расстояния между проводниками при w=0,3 мм

4.2.4 Исследование временных и частотных откликов модального фильтра

4.2.4.1 Временные отклики четырехкаскадного модального фильтра на различные входные воздействия

В данном разделе представлены результаты разложения в четырехкаскадном псевдосогласованном МФ (рисунок 4.16) импульсов трех видов (трапеция, гауссов импульс и

затухающая синусоида) с длительностями ($t_{имп}$) 30, 150 и 350 пс (по уровню 0,5 от амплитуды напряжения 500 В в начале линии). В ходе исследования вычислены сигналы в конце активного проводника ($V13$) с учётом и без учёта потерь, длина которого увеличивается покаскадно в 2 раза. Структура поперечного сечения линии описана выше (рисунок 4.13*б*). Параметры структуры: w=$w1$=d=0,4 мм, s=0,4 мм, h=0,29 мм, t=105 мкм, общая длина линии МФ 2,47 м. Вычисленные параметры (матрицы **L**, **C**, **Z**, погонные задержки мод и их разность) для данной структуры в TALGAT приведены в таблицу 4.1.

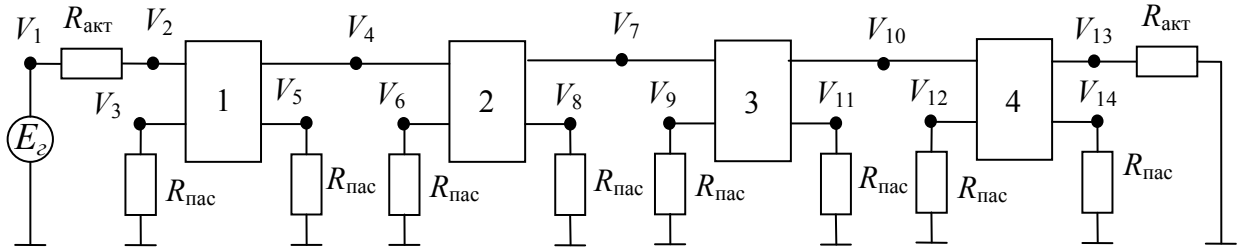


Рисунок 4.16 – Схема четырехкаскадного МФ

Таблица 4.1 – Параметры исследуемой структуры

Матрицы			Задержки и их разность		
L, нГн/м	**C**, пФ/м	**Z**, Ом	τ_o, нс/м	τ_e, нс/м	$\Delta\tau$, нс/м
586 252 252 586	57,0 –15,2 –15,2 57,0	104,76 36,81 36,81 104,76	5,92	4,91	1,01

По данным таблицы 4.1 вычислены значения волновых сопротивлений мод и определены значения сопротивлений R=$R_{акт}$=$R_{пас}$=98 Ом. Потери в линии учитывались в матрицах **R**, **G**. При этом не учитывалась частотная зависимость диэлектрической проницаемости подложки. Матрица **G** вычислялась в процессе моделирования, элементы матрицы **R**: R_{11}=R_{22}=0,53210 Ом/м, R_{12}=R_{21}=0,08035 Ом/м, тангенс угла диэлектрических потерь tgδ=0,025.

Максимальные значения амплитуд импульсов разложения U_2 для различных воздействий, а также коэффициент ослабления U_1/U_2 (амплитуда напряжения в начале активной линии U_1=500 В), с учётом и без учета потерь в линии, сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Максимальные амплитуды импульсов разложения и соответствующие им коэффициенты ослабления с учетом и без учета потерь

$t_{имп}$, пс	Импульс в виде трапеции				Гауссов импульс				Затухающая синусоида			
	без потерь		с потерями		без потерь		с потерями		без потерь		с потерями	
	U_2, В	U_1/U_2	U_2, В	U_1/U_2	U_2, В	U_1/U_2	U_2, В	U_1/U_2	U_2, В	U_1/U_2	U_2, В	U_1/U_2
30	28,00	17,86	4,55	109,89	28,00	17,86	4,6	108,69	28,00	17,86	3,05	163,93
150	28,00	17,86	22,00	22,72	29,00	17,24	23,00	21,74	28,00	17,86	16,00	31,25
350	59,50	8,40	52,00	9,61	63,00	7,94	55,00	9,09	56,00	8,93	39,00	12,82

Из результатов анализа сделаны следующие выводы. При делении затухающей синусоиды с длительностью положительного полупериода по уровню 0,5 от амплитуды 30 пс, обладающей отрицательными значениями амплитуд полупериодов, получаются импульсы с длительностями равными периоду синусоиды. С увеличением длительности до 150 и 350 пс отрицательные полупериоды компенсируются положительными полупериодами. Наблюдается отрицательное значение только у последнего импульса, где компенсации нет.

Когда происходит переход от длительности воздействий со 150 до 350 пс, наблюдается резкое увеличение амплитуд импульсов разложения. Это происходит вследствие того, что деление импульса в первом (самом коротком) отрезке с такой длительностью не происходит, импульс проходит практически без изменения амплитуды во второй отрезок, где его амплитуда уменьшается вдвое, т.е. фильтр становится уже не четырех- , а трехкаскадным. При малых длительностях импульсов учет потерь приводит к значительному росту коэффициента ослабления сигнала на выходе фильтра, при более длительных импульсах влияние потерь сказывается значительно меньше. Также стоит отметить, что потери не только положительно влияют на затухание помехи, но и негативно сказываются на делении импульса за счет его размывания по времени. Таким образом, исследован временной отклик четырехкаскадного модального фильтра на различные воздействия и проведено соответствующее сравнение максимального значения амплитуд импульсов разложения и коэффициента ослабления фильтра с учетом влияния потерь в линии и без него.

4.2.4.2 Временные и частотные отклики семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника

В данном разделе представлены результаты исследования влияния рассогласования отрезков семикаскадного МФ на временной ($V22$ – напряжение на выходе МФ) и частотный (модуль напряжения на входе $|V2|$ и выходе $|V22|$ фильтра при гармоническом воздействии с э.д.с. амплитудой 1 В) отклики. Произведен подбор длин отрезков МФ, которые дают приемлемую неравномерность (не более 3 дБ) частотного отклика структуры в диапазоне 0–100 МГц. Входное воздействие представляет собой Гауссов импульс с длительностью ($t_{имп}$) 30, 150 и 350 пс по уровню 0,5 от амплитуды напряжения на входе МФ. Рассматривались варианты МФ (рисунок 4.17): ПС–ПС (псевдосогласованный вариант); ХХ–ХХ (вариант с резисторами на концах отрезков пассивной линии $R_{пас}$=1 МОм), при этом длина первого каскада составляет 0,7 длины первого каскада при псевдосогласовании; ХХ–КЗ (на ближнем конце каждого отрезка пассивной линии ХХ, а на дальнем $R_{пас}$ = 0,01 Ом – короткое замыкание), причем длина первого отрезка 31,1 см, а второго – 44,5 см.

Лучшие характеристики позволяет получить МФ с резистивными нагрузками в пассивном проводнике (рисунок 4.17*а*). Однако, безрезистивные варианты снижает стоимость МФ, не только за счет отсутствия компонентов в конструкции, но и за счет меньших затрат на изготовление (отсутствие контактных площадок под резисторы, отсутствие сквозных металлизированных отверстий в варианте ХХ–ХХ (рисунок 4.17*б*), чем и обусловлен выбор исследования данного варианта). Отсутствие резисторов также положительно скажется на надежности МФ и позволит избежать трудоемкого анализа для расчета мощностей резисторов. Выбор вариантов МФ ХХ–КЗ и ХХ–ХХ сделан, исходя из анализа амплитуд импульсов разложения на выходе МФ на основе плоских. При таких вариантах включения отрезков амплитуды импульсов равны между собой и имеют минимальные значения.

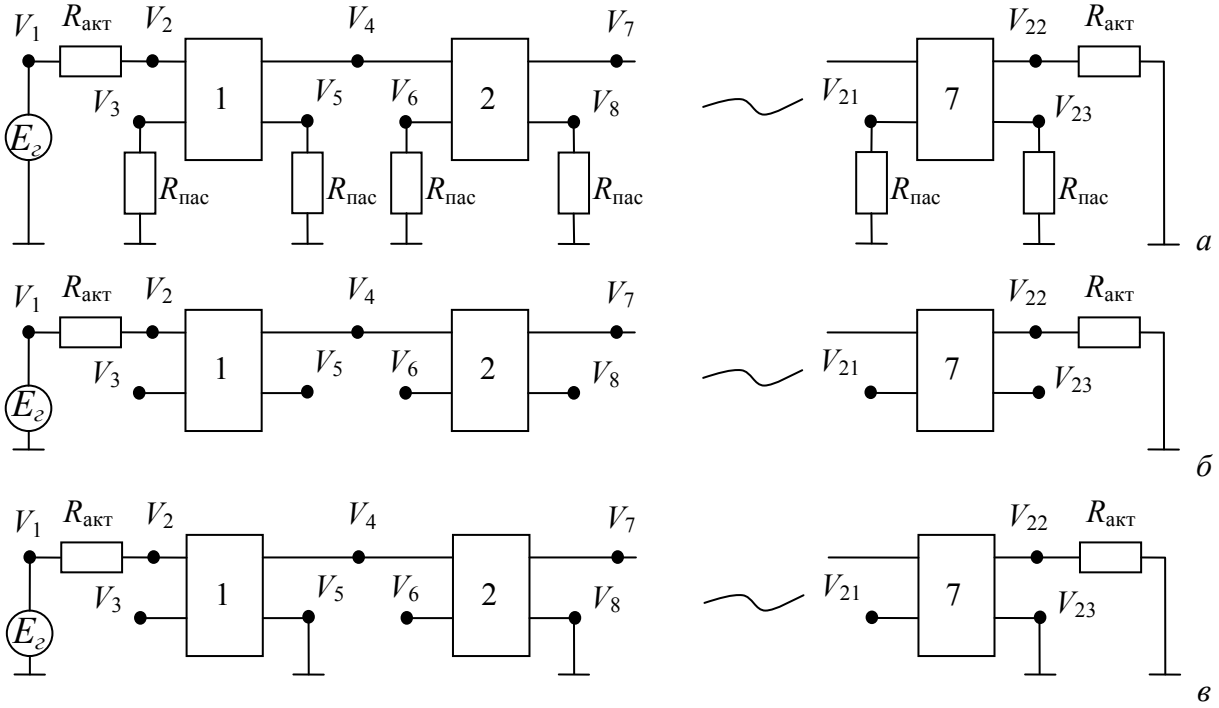


Рисунок 4.17 – Эквивалентные схемы включения отрезков МФ:

а) ПС, *б*) ХХ–ХХ, *в*) ХХ–КЗ

Максимальные значения напряжений (U_2) на выходе МФ при различных граничных условиях на концах пассивного проводника сведены в таблицу 4.3. Из таблицы 4.3, можно сделать следующие выводы. Наиболее сильному ослаблению подвергнут самый короткий импульс (30 пс). Увеличение длительности входного воздействия приводит к тому, что импульс не может эффективно делиться (на 2 импульса) в коротких каскадах фильтра и происходит наложение амплитуд импульсов в конце активного проводника. Не принимая во внимание потери в линии, можно сказать, что лучшим вариантом (из рассмотренных случаев рассогласования) является случай, когда в начале пассивных проводников – ХХ, а в конце – КЗ. Учет потерь делает более приемлемым вариант с ХХ в начале и конце пассивных проводников.

Для этого варианта общая длина линии больше, следовательно и потери сильнее. Оба варианта просты и дешевы в практической реализации, однако резистивный вариант обладает лучшими характеристиками. Таким образом, получены характеристики резистивного и безрезистивных МФ для случая с учетом и без учета влияния потерь, произведен подбор длин каскадов фильтра для получения приемлемых частотных характеристик и проведено сравнение максимальных амплитуд импульсов разложения данных фильтров.

Таблица 4.3 – Максимальные значения амплитуд импульсов разложения

Учет Потерь	U_2, В псевдосогласование	U_2, В начало – ХХ, конец – ХХ	U_2, В начало – ХХ, конец – КЗ
$t_{имп}$ = 30 пс			
Нет	5,8	34	15
Есть	4,8	9,1	10,1
$t_{имп}$ = 150 пс			
Нет	28	87	67
Есть	24,1	46,5	52
$t_{имп}$ = 350 пс			
Нет	67	150	145
Есть	58	105	117

4.2.4.3 Зависимость частотных откликов модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника от количества и расположения каскадов

В данном разделе представлены результаты исследования влияния количества и расположения каскадов на частотный отклик МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4, 7 для псевдосогласованного случая и при $R_{пас}$ =1 кОм и $R_{пас}$ =1 МОм. При этом длины каскадов изменяются от входа МФ к выходу: каждый последующий каскад либо удлиняется по отношению к предыдущему, либо укорачивается, общая длина исследуемых МФ одинакова и составляет 2,47 м. $|V2|$ – напряжение на входе, $|V4|$, $|V7|$, $|V10|$, $|V13|$ и $|V22|$ – напряжения на выходе МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4 и 7 соответственно.

На основе полученных результатов сделаны следующие выводы. Увеличение числа каскадов псевдосогласованного МФ приводит к сдвигу (увеличению частоты) первого резонанса передаточной характеристики (от 200 МГц – однокаскадного фильтра до 396,875 МГц – семикаскадного), причем независимо от расположения каскадов по длинам. Таким образом, необходимая полоса пропускания фильтра может быть выбрана исходя из числа каскадов. Расположение каскадов по длинам больше сказывается на входной характеристике. Например, для полосы 100 МГц, в случае, когда длины каскадов уменьшаются от входа к выходу фильтра, входная характеристика будет более приемлема, чем при увеличении длин каскадов. При рассогласовании фильтра происходит ухудшение его частотного отклика. Более

сильно проявляются дополнительные резонансы в полосе до основного резонанса, которые были слабо выражены при псевдосогласовании. Особенно сильно это выражено для случая $R_{пас}$= 1 МОм. Таким образом, исследованы частотные характеристики резистивных и безрезистивных МФ с числом каскадов 1–4 и 7 при различном включении фильтров относительно входа и выхода. Выявлено, что увеличение числа каскадов в резистивных фильтрах (независимо от их включения) приводит к увеличению частоты первого резонанса проходящей волны. При этом включение фильтра относительно входа-выхода в большей степени сказывается на отраженной волне. Безрезистивные фильтры обладают худшими частотными характеристиками, чем резистивные.

4.2.5 Исследование рассеяния мощности в модальном фильтре

В данном разделе выполнен теоретический анализ рассеяния мощности помехового воздействия в активной и пассивной линиях МФ [292].

При проектировании МФ для защиты от СКИ важно знать энергию, которую фильтр способен поглотить. Если энергия импульсов в диапазоне помеховых воздействий будет превышать определённый порог, то может произойти перегрев рассеивающих элементов фильтра и, как следствие, его выход из строя. Для оценки количества энергии, выделяемой на рассеивающих элементах МФ, необходимо осуществить моделирование воздействия импульсов, находящихся в диапазонах предполагаемых помех (таблица 4.4).

Таблица 4.4 – Диапазоны параметров тестовых (помеховых) импульсов

Диапазон	Длительность (по уровню 0,5), нс	Частота следования, МГц	Период (1/частота)	Скважность (период/длительность)	Фронт и спад, нс
1	0,02 ÷ 0,1	100	10 нс	1000 ÷ 100	0,01
2	0,1 ÷ 1	100	10 нс	100 ÷ 10	0,025
3	1 ÷ 10	1 ÷ 10	1 ÷ 0,1 мкс	1000–100 ÷ 100–10	0,25
4	10 ÷ 50	1 ÷ 10	1 ÷ 0,1 мкс	100–20 ÷ 100–2	0,5

Моделирование распределения мощностей на резисторах МФ выполнялось в TALGAT посредством вычисления среднего и пикового значений мощности. При моделировании задавалась амплитуда напряжения импульса в начале МФ 500 В во всех диапазонах. В качестве входных данных для вычисления мощности использовались значения напряжений, которые являются выходными данными моделирования временного отклика. По сопротивлению и мгновенному напряжению в каждый момент времени вычислялась мгновенная мощность, а по ней – средняя мощность. В результате получено распределение входной мощности в линиях МФ и оценены мощности, рассеиваемые на нагрузках пассивной линии МФ.

Исследование зависимости рассеяния мощности производится на резисторах однокаскадного МФ (рисунок 4.18*а*) от длительности входного импульса tin=t_d+0,5t_r+0,5t_f (по

уровню 0,5 от амплитуды) выполнено в диапазонах согласно таблицы 4.4. Выбраны параметры МФ из раздела 4.2.3.

Вычисленные зависимости средних мощностей ($P_{ср1}$, $P_{ср2}$, $P_{ср3}$, $P_{ср4}$ – средние мощности в соответствующих узлах МФ), с учетом потерь в МФ, приведены на рисунке 4.19.

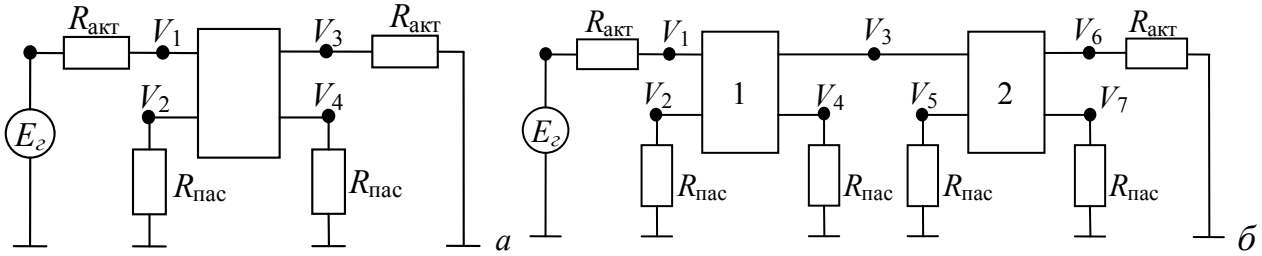


Рисунок 4.18 – Схема однокаскадного (*а*) и двухкаскадного (*б*) МФ

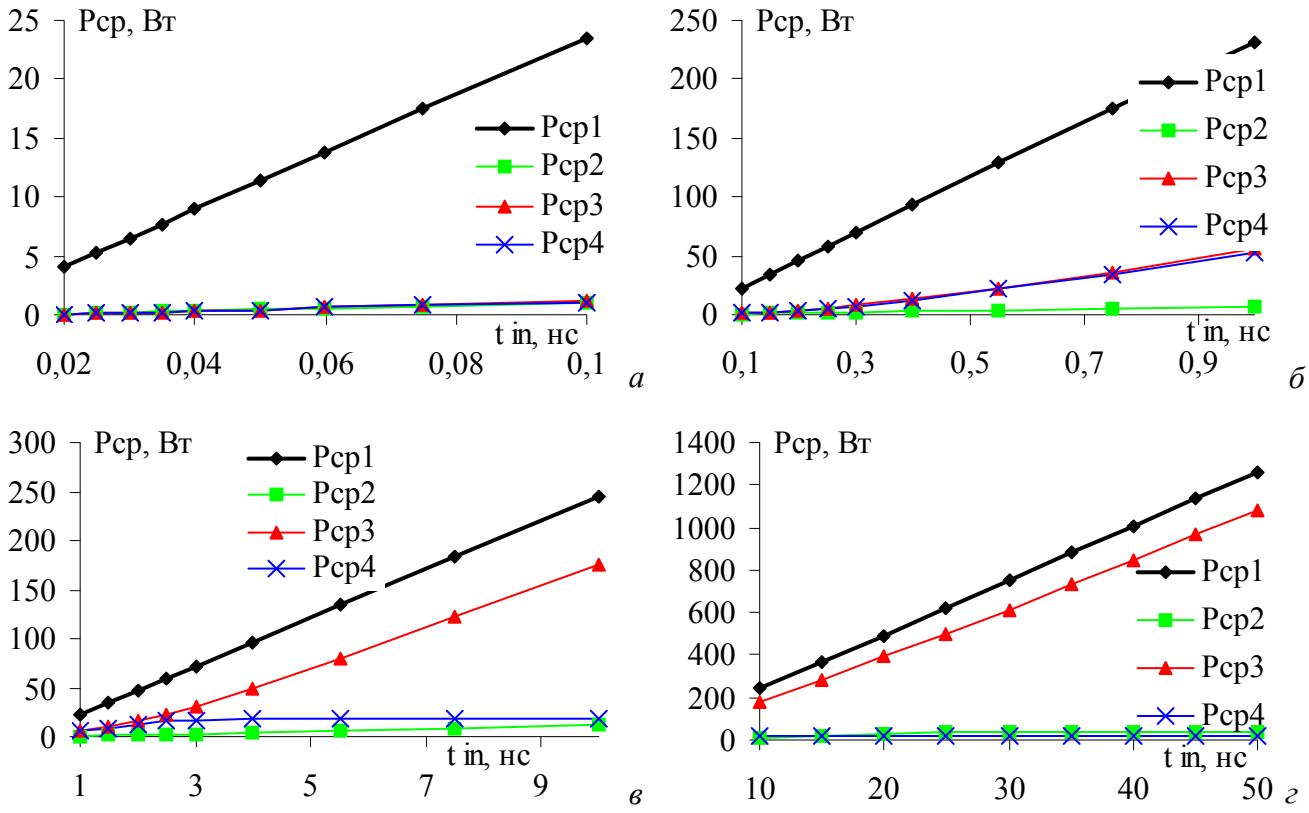


Рисунок 4.19 – Зависимости средних мощностей в узлах МФ от tin с учетом влияния потерь: (*а*) диапазон 1, 100 МГц; (*б*) диапазон 2, 100 МГц; (*в*) диапазон 3, 10 МГц; (*г*) диапазон 4, 10 МГц

Из полученных результатов сделаны следующие выводы.

1. Мощности, рассеиваемые на резисторах в конце активной и пассивной линий, равны только для входного импульса общей длительностью не более разности задержек мод (в данном случае 2,5 нс).

2. При длительности импульса более 2,5 нс мощность, рассеиваемая в конце пассивной линии, достигает определённого пикового значения и не меняется при дальнейшем увеличении длительности импульса. Таким образом, если мощность входного воздействия увеличивается

пропорционально длительности импульса, то мощность в конце пассивной линии увеличивается только до определённого предела, после достижения которого становится постоянной.

3. Наводка на ближнем конце пассивной линии также имеет свой предел. Предельное значение мощности, рассеиваемой на нагрузке в начале пассивной линии, определяется длиной линии. В данном случае предельное значение мощности в начале пассивной линии практически достигается при длительности входного импульса 30 нс и равно 44,6 Вт на частоте 10 МГц.

4. Предельные значения, как в начале, так и в конце пассивной линии, являются предельными для конкретной частоты. В случае изменения частоты следования импульсов эти значения будут изменяться пропорционально: например, при уменьшении частоты с 10 МГц до 1 МГц предельные значения тоже уменьшатся в 10 раз.

Проведено исследовано рассеяние мощности в двух-, трёх- и четырёх- каскадных МФ. Во всех вариантах реализации суммарная разность задержек мод равна 2,5 нс. Каждый следующий каскад в 2 раза длиннее предыдущего. Схема двухкаскадного МФ представлена на рисунке 4.18*б*, где геометрические и физические параметры отрезков 1 и 2 одинаковы.

Результаты вычисления средней мощности для двухкаскадного МФ представлены на рисунке 4.20. Из рисунка 4.20*а* видно, что добавление второго каскада для диапазона 1 уменьшает мощность в активном проводнике в 2 раза. Увеличение длительности импульса, также как и для однокаскадного МФ, приводит к сближению значений мощностей в начале и конце пассивного проводника.

Также выполнено вычисление средней мощности для трех- и четырех- каскадных МФ. Эти результаты не приводятся, т.к. влияние каскадного соединения на среднюю мощность хорошо видно на примере двухкаскадного МФ. Но численные и графические данные всех вариантов обобщены и проанализированы. В результате получены следующие результаты:

1. Мощность в начале пассивной линии распределяется по каскадам пропорционально их длине.

2. Сумма средних мощностей в начале пассивной линии всех каскадов, остаётся практически неизменной для реализации МФ с любым количеством каскадов, при условии, что во всех вариантах реализации МФ одинакова суммарная разность задержек мод. Для однокаскадного МФ это значение равно $P_{ср2}$ =44,6 Вт; для двухкаскадного $P_{ср2}+P_{ср5}$=14,9+28,6=43,5 Вт; для трёхкаскадного $P_{ср2}+P_{ср5}+P_{ср8}$=6,3+12,3+24,2=42,8 Вт; а для четырёхкаскадного $P_{ср2}+P_{ср5}+P_{ср8}+P_{ср11}$=2,8+5,7+11,3+22,5=42,3 Вт; имеющуюся разницу (в пределах 5,2% от максимального значения) можно объяснить погрешностью моделирования.

3. Суммарная мощность, рассеиваемая на нагрузках в конце пассивной линии всех каскадов, тем больше, чем больше каскадов реализовано в МФ. Данная тенденция

прослеживается во всех исследуемых диапазонах, как в диапазоне эффективной фильтрации МФ, так и при выходе из него. Например, в диапазоне 1, при длительности входного импульса t_{in}=0,1 нс, в разных реализациях МФ распределение мощности происходит так: для однокаскадного $P_{ср4}$=11 Вт; для двухкаскадного $P_{ср4}+P_{ср7}$=11+5,1=16,1 Вт; для трёхкаскадного $P_{ср4}+P_{ср7}+P_{ср10}$=11,1+5+2,4=18,5 Вт; для четырёхкаскадного $P_{ср4}+P_{ср7}+P_{ср10}+P_{ср13}$=11+5,3+2,5+1,2=20 Вт.

4. Увеличение количества каскадов МФ ведёт к уменьшению его диапазона эффективной фильтрации, когда энергия входного импульса распределяется между активной и пассивной линиями поровну. В полученных данных чётко отслеживается уменьшение диапазона эффективной фильтрации – достаточно фиксировать длительность импульса, при которой мощность в конце активной и пассивной линий становится неравной. Пороговое значение длительности входного импульса $t_{пор}$ – это значение длительности импульса, при превышении которого начинает наблюдаться неравномерность распределения энергии в линиях МФ. В данном исследовании $t_{пор}$ определяется предельным значением длительности входного импульса, при котором распределение энергии ещё можно считать равномерным. Из полученных данных следует: для однокаскадного МФ пороговое значение длительности входного импульса равно 2,5 нс; для двухкаскадного – 0,75 нс; для трёхкаскадного – 0,3 нс; для четырёхкаскадного – 0,15 нс.

5. При увеличении длин каскадов от начала к концу фильтра: мощность, рассеиваемая на резисторах в начале каскадов, возрастает в 2 раза от каскада к каскаду; мощность, рассеиваемая на резисторах в конце каскадов, уменьшается в 2 раза от каскада к каскаду.

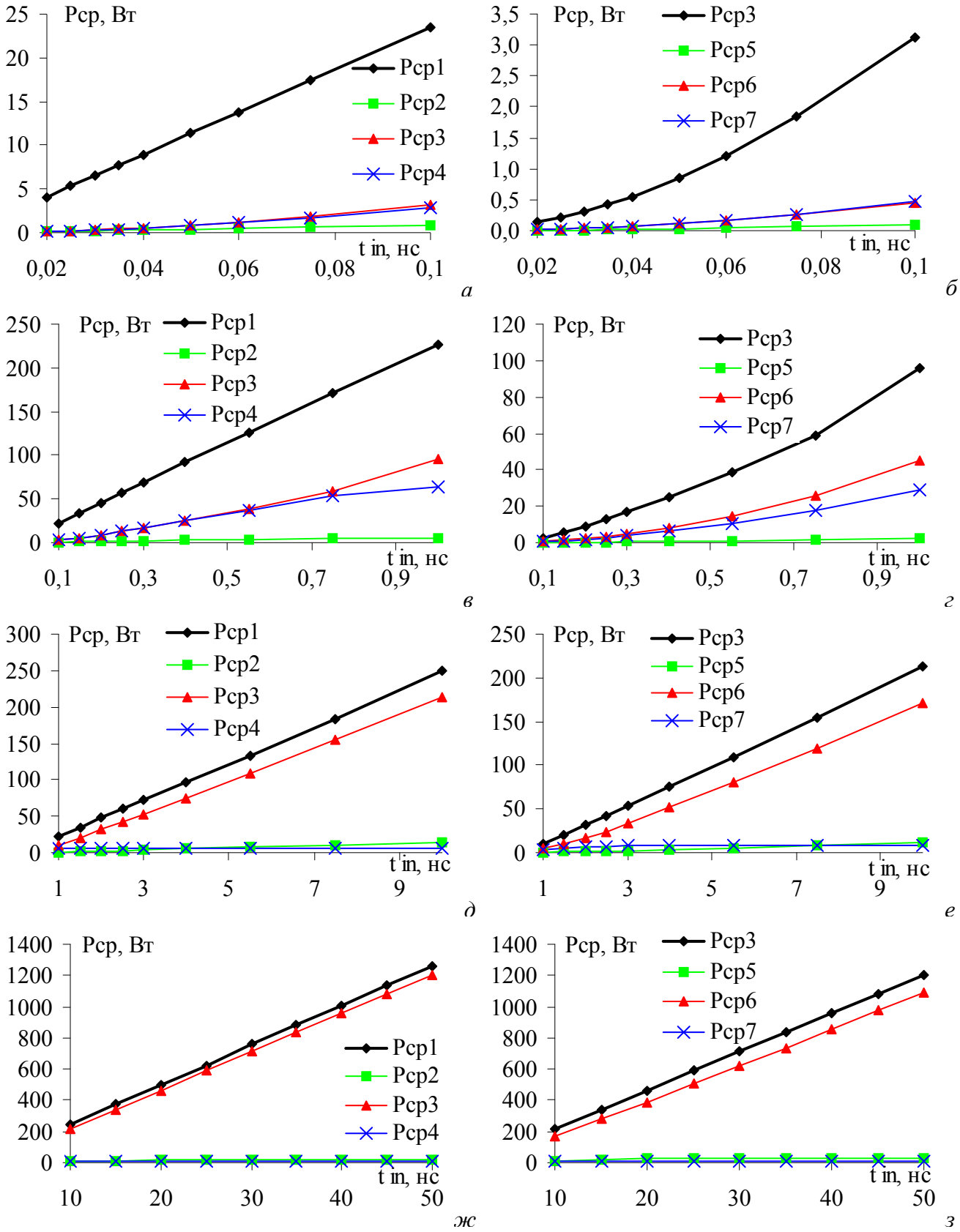


Рисунок 4.20 – Зависимости средних мощностей в узлах МФ от tin: (*а*) каскад 1, диапазон 1, 100 МГц; (*б*) каскад 2, диапазон 1, 100 МГц; (*в*) каскад 1, диапазон 2, 100 МГц; (*г*) каскад 2, диапазон 2, 100 МГц; (*д*) каскад 1, диапазон 3, 10 МГц; (*е*) каскад 2, диапазон 3, 10 МГц; (*ж*) каскад 1, диапазон 4, 10 МГц; (*з*) каскад 2, диапазон 4, 10 МГц

4.2.6 Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой

В данном разделе выполнено моделирование схемы состоящей из МФ и TVS-сборки LC03-3.3 [293] (TVS – transient voltage supressor диоды называют в отечественной литературе также «супрессорами» или «полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН)») [294, 295].

Spice-анализ схем с МФ выполнен в системе компьютерного моделирования DesignLab, которая позволяет приближенно (без точного учета потерь и дисперсии) моделировать непосредственно МФ и довольно точно (если есть точные Spice-модели) моделировать схемы с полупроводниковыми приборами защиты, а также выполнять их совместное моделирование. Рассматриваемые схемы, созданные в DesignLab, представлены на рисунках 4.21–4.23. В качестве источника воздействия использовался генератор импульса в форме трапеции (с равными временами фронта, плоской вершины и спада) с амплитудой э.д.с. 1000 В. Длительность импульса по уровню 0,5 изменялась и составляла 30, 150, 350 пс. Сопротивления резисторов на схеме равны 100 Ом. Паразитная индуктивность выводов TVS сборки LC03-3.3–0,35 нГн. Результаты моделирования для узла, обозначенного маркером, представлены на рисунках 4.24–4.25.

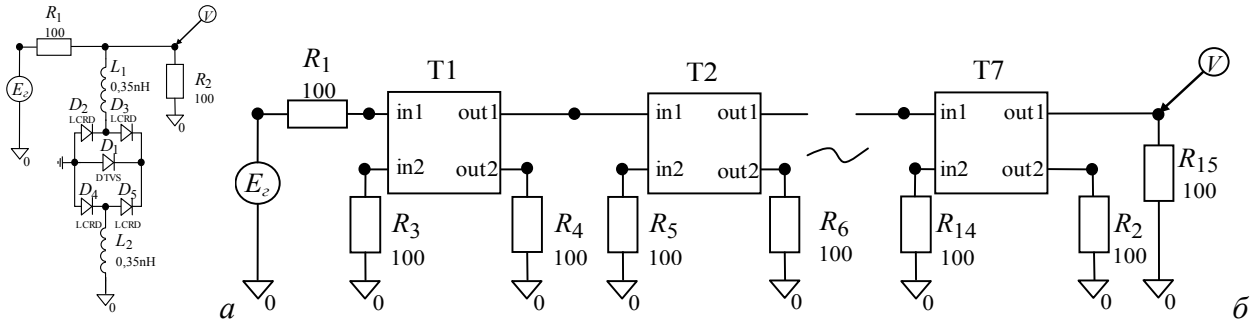


Рисунок 4.21 – Схемы TVS-сборки LC03-3.3 (*а*) и МФ (*б*)

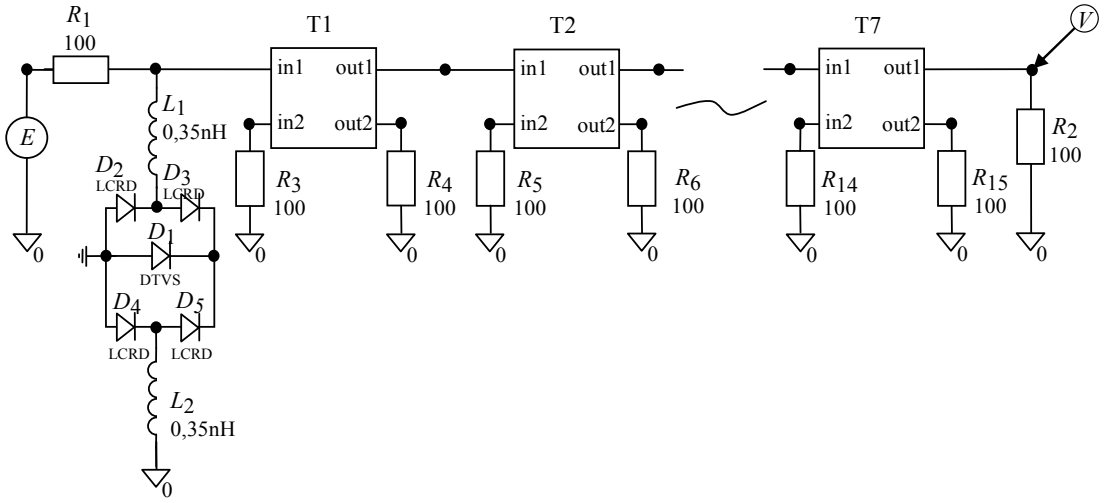


Рисунок 4.22 – Схема с TVS-сборкой и МФ

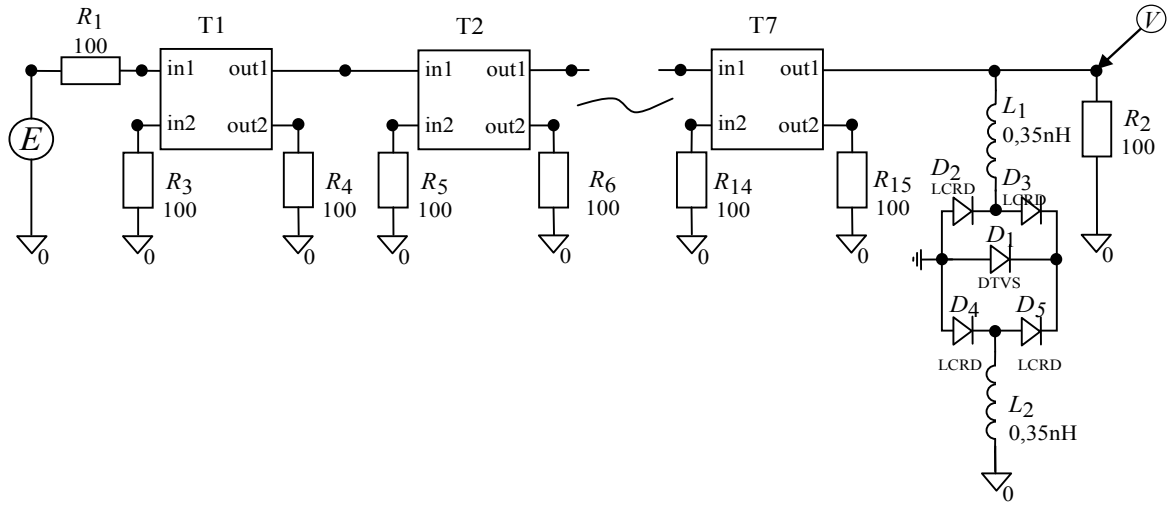


Рисунок 4.23 – Схема с МФ и TVS-сборкой

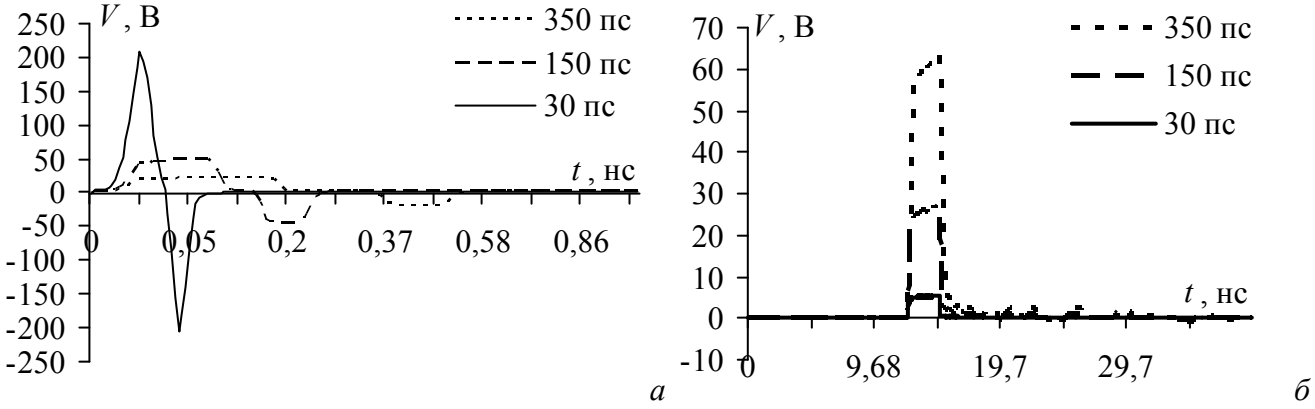


Рисунок 4.24 – Формы напряжения для схем на рисунке 4.21 (*а*) и (*б*)

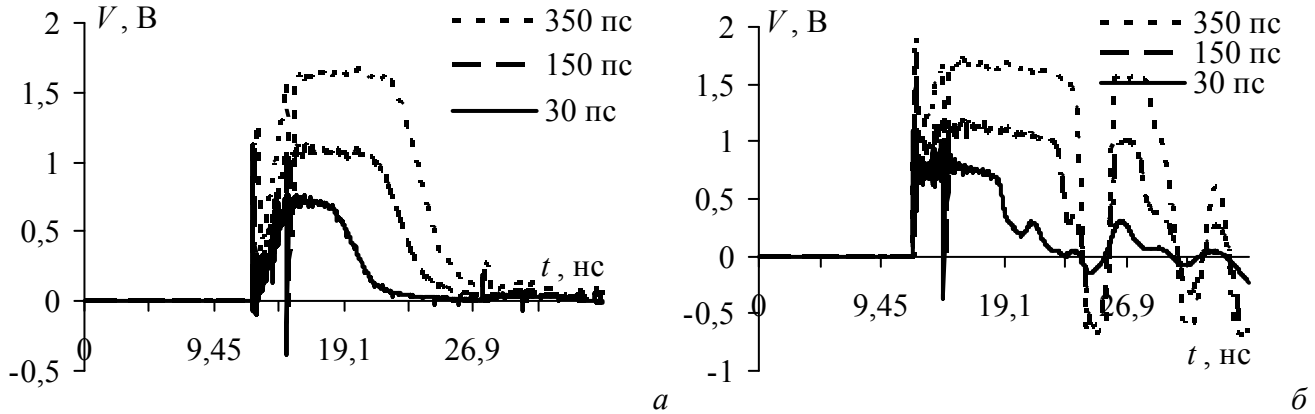


Рисунок 4.25 – Формы напряжения для схем на рисунках 4.22 (*а*) и 4.23 (*б*)

Паспортное значение напряжения ограничения TVS-сборки равно 3,3 В. Из рисунка 4.24*а* видно, что после TVS-сборки при длительности импульса 30 пс появляется вторичная двухполярная помеха, из-за падения напряжения на паразитной индуктивности TVS-сборки, амплитудой 210 В, а при 350 пс — 21 В. Для ее уменьшения необходимо уменьшать эту индуктивность, что сделать не всегда возможно. Использование только МФ для подавления

импульса длительностью 30 пс приводит к уменьшению амплитуды импульса в 100 раз, но при увеличении длительности импульса амплитуда увеличивается (рисунок 4.24*б*). Совместное использование TVS-сборки и МФ (рисунок 4.25) приводит к амплитуде импульса 1–2 В. Для рисунка 4.25*а*, чем короче импульс, тем больше амплитуда вторичной помехи после TVS-сборки, но тем сильнее МФ подавляет ее. Для рисунка 4.25*б*, чем короче импульс, тем меньше его амплитуда после МФ, что благоприятно влияет на амплитуду помехи из-за паразитной индуктивности после TVS-сборки. Все данные сведены в таблицу 4.5.

Таблица 4.5 – Значения напряжения в конце активного проводника и коэффициента ослабления при изменении длительности импульса с э.д.с. 1000 В

Тип схемы	$t_{0,5}$, пс	$V_{вых}$, В	$V_{вых}/V_{вх}$
Рисунок 4.21*а* (TVS-сборка)	30	210	0,42
	150	30	0,06
	350	21	0,042
Рисунок 4.21*б* (МФ)	30	5	0,01
	150	27	0,054
	350	63	0,126
Рисунок 4.22 (TVS-сборка+МФ)	30	1,1	0,0022
	150	1,2	0,0024
	350	1,7	0,0034
Рисунок 4.23 (МФ+TVS-сборка)	30	1,09	0,0021
	150	1,76	0,0035
	350	1,9	0,0038

4.2.7 Создание макетов модальных фильтров

Рассмотренные ПП МФ изготовлены комбинированным позитивным методом, основанным на использовании субтрактивного метода с дополнительной химико-гальванической металлизацией переходных отверстий [296]. Основным преимуществом комбинированного метода является формирование проводящего рисунка и металлизации отверстий в едином технологическом процессе.

На основе файла ПП, подготовленного в системе PCAD, изготовлен фотошаблон на фототехнической пленке Agfa Vivaldi VR 7-2. Это панхроматическая высококонтрастная пленка на толстой полиэтилентерефталатной основе 175 мкм для изготовления прозрачных фотошаблонов с использованием гелий-неонового лазерного (633 нм) или красного лазерного диода (650–670 нм). Пленка разработана на основе галоидов серебра. Она имеет защитный слой, предохраняющий от повреждения поверхности фотошаблона, что позволяет многократно использовать его при копировании. Следующим шагом в процессе изготовления ПП является нарезка заготовок из двустороннего фольгированного стеклотекстолита марки СТФ-2-105-0,5. Технологический процесс травления и осветления ПП происходит на линии щелочного травления «WAT 610AECCB» (рисунок 4.26).

Модуль загрузки	Основной травильный модуль	Модуль аммиачной промывки	Модуль промывки	Промежуточный модуль	Модуль осветления	Модуль промывки	Модуль сушки	Модуль выгрузки

Рисунок 4.26 – Структурная схема линии щелочного травления «WAT 610AECCB»

В модуль загрузки на конвейер помещаются заготовки ПП. В соответствующих модулях они травятся, промываются и осветляются. Режимы травления и осветления подбираются технологом при пуске пробной заготовки путем измерения бокового подтравливания печатного элемента. Подтравливание должно быть не более 0,05 мм на каждую сторону проводника. Если подтравливание меди более 0,05 мм, необходимо уменьшить время травления. Чтобы стравить медную фольгу толщиной 105 мкм требуется гораздо больше времени, чем для фольги 35 мкм. Поэтому и подтравы больше, и должны быть не более 0,15 мм на каждую сторону проводника. В связи с этим существует необходимость учета подтравов проводников при проектировании ПП. Если на готовой плате необходимо получить проводники шириной 0,3 мм, то на фотошаблоне эти проводники должны иметь ширину не менее 0,5 мм. После травления и промывки платы осветляются при температуре 40–50°С и сушатся при температуре 45–50°С, затем платы поступают в модуль выгрузки. Далее с плат снимают ретушь бязевым тампоном, смоченным в растворителе и помещают в термошкаф (80–90°С) на 50–60 мин. После этого контролируется внешним осмотром качество травления и осветления. Поверхность проводящего рисунка должна быть равномерной, светло-серой, матовой. Готовые ПП поступают на монтажный участок для установки компонентов. В отверстия на входе и выходе МФ устанавливаются с зазором 1,5±0,5 мм от поверхности платы экранированные соединители типа 8Р8С, корпусные пластмассовые штыри терморазвальцовываются. Около входного соединителя планарно устанавливаются две TVS-сборки типа LC03-3.3. На контактные площадки платы резистивным слоем вверх паяются резисторы типа Р1-12. Все радиоэлементы паяются припоем ПОС61 ГОСТ 21931-76. После пайки платы промываются спиртобензиновой смесью.

4.2.7.1 Модальные фильтры с числом каскадов 1–4

Фотографии макетов резистивных МФ с числом каскадов 1–4 (фильтры 1–4) представлены на рисунке 4.27. Проводники МФ (с равными длинами около 2,5 м) для уменьшения длины платы свернуты в меандр. Сделано это для более удобного расположения резисторов (на контактных площадках у торцов витков) и экономии места на ПП, т.к. место со стороны соединителей RJ-45 остается свободным. Расстояние между витками (линиями передачи) в меандре, для ослабления их взаимного влияния, выбрано больше ширины проводников в 5 раз (1,5 мм).



Рисунок 4.27 – Фотографии макетов МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4

4.2.7.2 Семикаскадные модальные фильтры

Фотография, с макетами семикаскадных модальных фильтров МФ 1–МФ 4 и тестовых схем ТС 1, ТС 2, представлена на рисунке 4.28. В МФ 1, МФ 2 с резисторами на концах пассивного проводника длины полувитков определены длиной самого короткого каскада, длины полувитков в начале фильтра определены рациональной компоновкой. Соответствующие каскады МФ 1 и МФ 2 имеют одинаковые длины, но отличаются расположением витков – расстояние между полувитками выбрано для сравнения характеристик фильтров равным 1,5 мм и 0,4 мм.

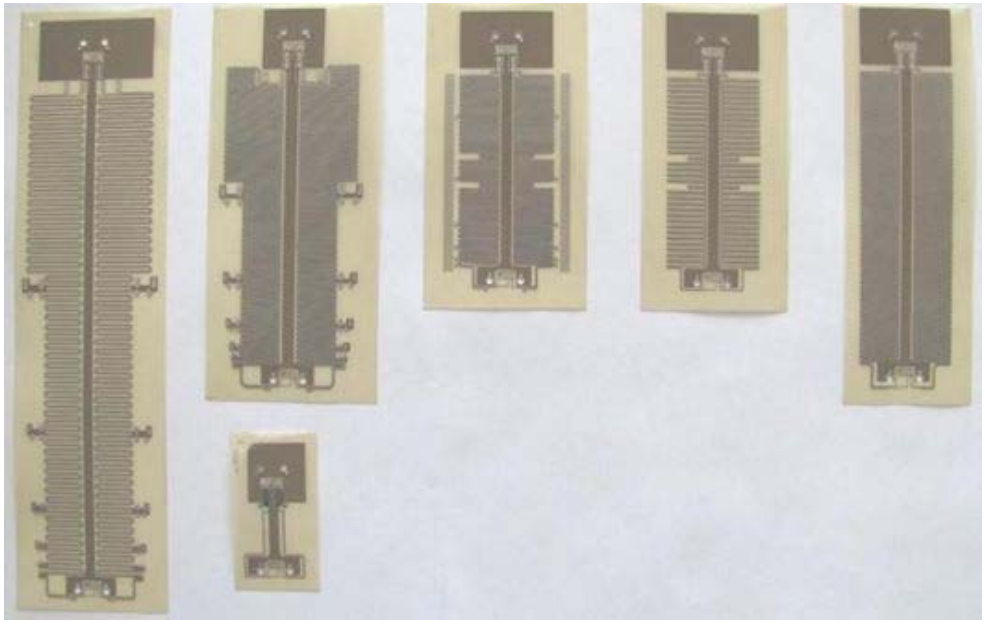


Рисунок 4.28 – Фотография с макетами МФ и ТС

Резисторы расположены на контактных площадках у торцов витков. МФ 3, МФ 4, в отличие от МФ 1 и МФ 2, безрезистивные. Но при такой же длине они имели бы меньшую полосу пропускания полезного сигнала. Поэтому для сохранения полосы пропускания

полезного сигнала 100 МГц их каскады укорочены. Безрезистивный МФ 3 (холостой ход в началах и концах пассивных проводников) отличается от МФ 2 укороченной длиной первого каскада, она составляет 0,35 от длины первого каскада МФ 2. В безрезистивном МФ 4 (холостой ход в началах и короткое замыкание с опорным проводником в концах пассивных проводников) длина первого каскада составляет 0,7, а второго – 0,35 от длин соответствующих каскадов резистивных фильтров. Плотности витков МФ 2–МФ 4 одинаковы. Длины некоторых полувитков МФ 2–МФ 4 изменены для получения необходимой длины определенных каскадов.

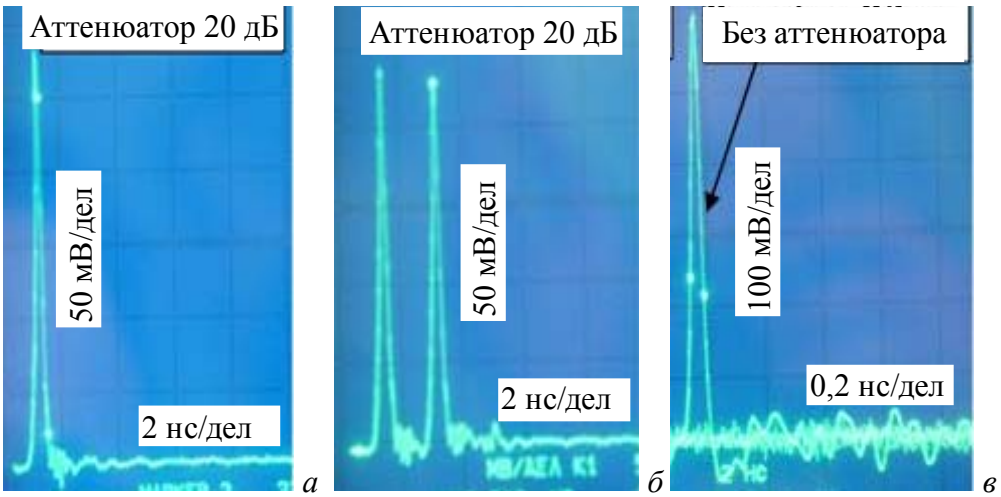
ТС 1 и ТС 2 не являются МФ и спроектированы для сравнения прошедшего по ним сигнала с выходными сигналами фильтров. Схема ТС 1 является такой же, что и МФ 4, но без пассивного проводника, для учета затухания сигнала. Схема ТС 2 спроектирована с минимальной длиной, без каскадов МФ, для учета влияния соединителей RJ-45 и TVS-сборки.

4.2.8 Экспериментальные исследования

В данном разделе представлены результаты натурного эксперимента для изготовленных многокаскадных МФ с боковой связью (связь между активным и пассивным проводниками преимущественно боковая, поскольку они расположены на одной, а опорный на другой стороне подложки из стеклотекстолита).

4.2.8.1 Модальные фильтры с числом каскадов 1–4

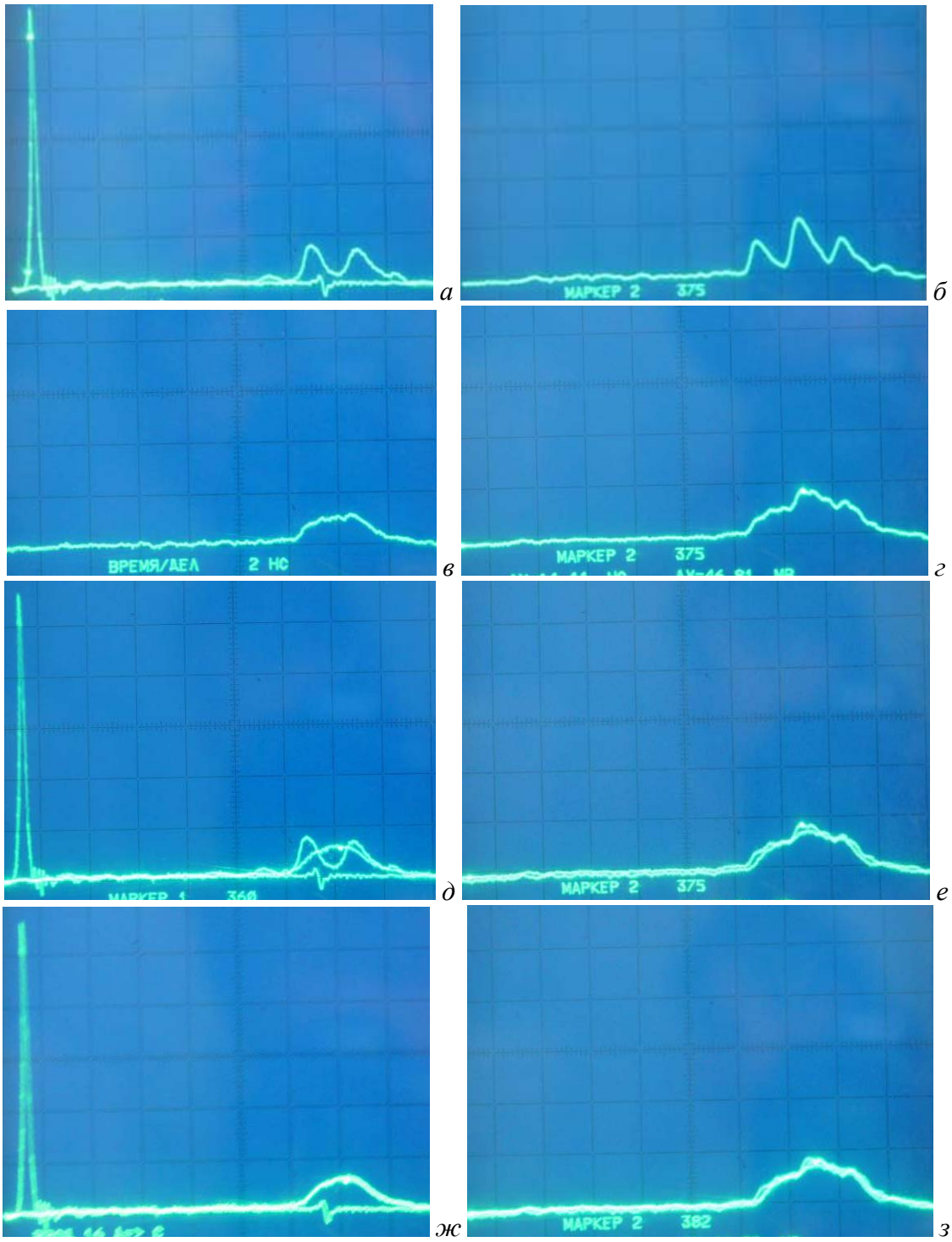
Эксперимент выполнялся с помощью осциллографа вычислительного комбинированного С9-11. При измерениях, для ослабления сигнала на выходе МФ, используется аттенюатор 20 дБ. На испытуемое изделие подавались 3 разных воздействующих сигнала. Воздействие 1 (рисунок 4.29*а*): амплитуда – 292,5 мВ, фронт (0,1-0,9) – 320 пс, спад (0,1-0,9) – 200 пс, длительность (0,5) – 280 пс. Воздействие 2 (рисунок 4.29*б*): амплитуды – 252,5 и 247 мВ, время между вершинами импульсов – 1,8 нс, длительность (0,5) – 280 пс. Воздействие 3 (рисунок 4.29*в*): амплитуда – 634 мВ, длительность (0,5) – 48 пс.



а *б* *в*

Рисунок 4.29 – Формы воздействий: 1(*а*); 2 (*б*); 3 (*в*)

Фотографии форм сигнала в конце активного проводника МФ представлены на рисунке 4.30, а измеренные параметры сигнала сведены в таблицу 4.6. При измерениях горизонтальная развертка 2 нс/дел., а вертикальная – 50 мВ/дел.



а *б* *в* *г* *д* *е* *ж* *з*

Рисунок 4.30 – Формы сигналов на выходе МФ при воздействиях 1 (левый столбец) и 2 (правый столбец): однокаскадного (*а*, *б*); двухкаскадного (*в*, *г*); однокаскадного и трёхкаскадного (*д*); двухкаскадного и трёхкаскадного (*е*); четырехкаскадного (*ж*) с числом каскадов 2, 3 и 4 (*з*)

Основные выводы по результатам натурного эксперимента для МФ с числом каскадов 1–4:

1. Амплитуда воздействия 1 на выходе однокаскадного МФ уменьшилась в 8,6 раза, а для МФ с числом каскадов 2, 3, 4 – в 10,4 раза.

2. Амплитуда воздействия 2 на выходе однокаскадного МФ в среднем уменьшилась в 6 раз. (При воздействии двух импульсов амплитуда среднего импульса выходного сигнала больше, т.к. произошло сложение двух разложенных импульсов от каждого входного импульса.) Для МФ с числом каскадов 2, 3, 4 амплитуда уменьшилась в 5 раз.

3. При воздействии 3 на выходе МФ сигналов не наблюдалось.

Таблица 4.6 – Параметры сигналов на выходе МФ с числом каскадов 1–4

Параметр	Воздействие 1				Воздействие 2			
	Количество каскадов в МФ				Количество каскадов в МФ			
	1	2	3	4	1	2	3	4
Амплитуда 1, мВ	37,5	28	28	28	36,85	46,81	44,32	45,32
Амплитуда 2, мВ	34				60,76			
Амплитуда 3, мВ					38,85			
Задержка 1, нс	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72
Задержка 2, нс	13,72				13,76			
Задержка 3, нс					15,72			

Далее приведены результаты моделирования эксперимента в TALGAT для однокаскадного МФ. Для более корректного моделирования, с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analitical (инструментальная погрешность 1 %) измерены реальные значения диэлектрической проницаемости (ε_r=4,05) и тангенса угла диэлектрических потерь (tgδ=0,025) стеклотекстолита (использованного при изготовлении макета фильтра) на частоте 1 МГц, а также его толщины (h=260 мкм). В работе [297] приведены зависимости ε_r и tgδ от частоты для зарубежного аналога (FR-4) отечественного стеклотекстолита. Из графика зависимости ε_r видно, что на частоте 1 МГц значение диэлектрической проницаемости равно ε_r=5. С увеличением частоты оно уменьшается до значения ε_r=4,4 на 10 ГГц. То есть, значение ε_r уменьшается с ростом частоты на 0,15 на декаду. Полагая характер зависимости ε_r для отечественного стеклотекстолита близким зарубежному, получим, что для частоты 50 ГГц (максимальная частота спектра нашего воздействия) значение диэлектрической проницаемости будет равно ε_r=4,05–(4,5×0,15)=4,05–0,675=3,375. При этом значение tgδ практически неизменно на высоких частотах и равно tgδ=0,025 [297]. Значения матрицы **R** равны $R_{11}=R_{22}$=1,0522 Ом/м, $R_{12}=R_{21}$=0,6203 Ом/м на частоте f=1 МГц, полученных с помощью LinPar.

На рисунке 4.31*а* приведены результаты эксперимента и компьютерного моделирования с полученными значениями параметров.

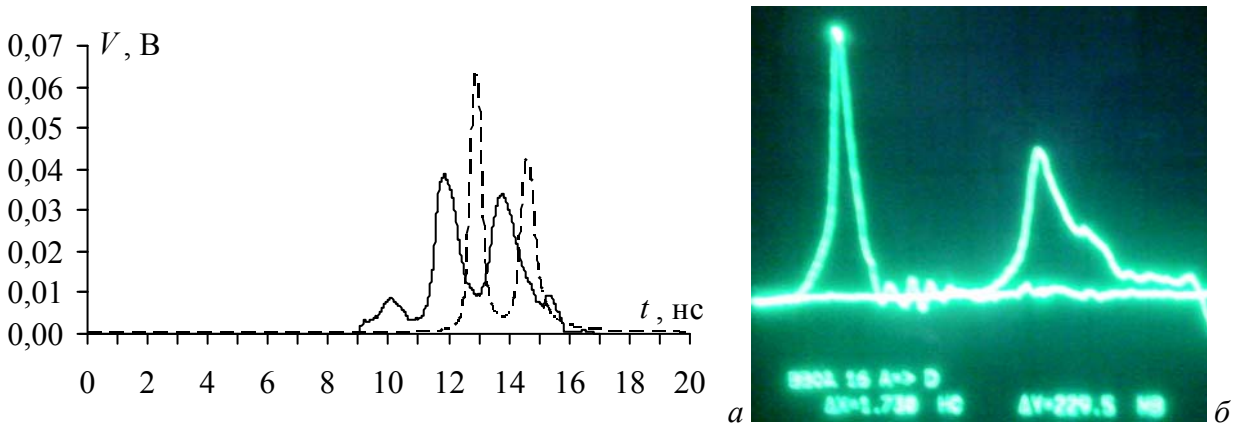


Рисунок 4.31 – Формы сигнала для однокаскадного МФ (*а*): эксперимент (–) и моделирование (– –); осциллограмма, отражающая влияние отрезков витых пар и соединителей на задержку и амплитуду импульса (*б*)

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента параметры импульсов сведены в таблицу 4.7 (τ_1 – задержка импульса 1, τ_2 – задержка импульса 2, V_1 – амплитуда импульса 1, V_2 – амплитуда импульса 2).

Таблица 4.7 – Параметры импульсов для эксперимента и моделирования

Параметры импульсов	τ_1, нс	τ_2, нс	V_1, мВ	V_2, мВ
Эксперимент	11,72	13,72	37,5	34
Моделирование	12,89	14,62	63	42
Несоответствие, %	4,75	3,18	25,37	10,53

Предел допускаемой погрешности измерений по времени для осциллографа С9-11 составляет 7,5%. С учетом данной погрешности измеренное время задержки первого импульса составляет 11,72±0,88 нс, второго – 13,72±1,03 нс. Соответственно получим правые границы для первого импульса τ_1=12,6 нс и второго τ_2=14,75 нс. Таким образом, с учетом измерительной погрешности осциллографа, измеренное значение задержки первого импульса близко к значению задержки, полученному при моделировании. Измеренное значение задержки второго импульса, с учетом погрешности осциллографа, перекрывает значение задержки, полученное при моделировании.

Несоответствие амплитуд импульсов, полученных в процессе эксперимента и моделирования, можно объяснить тем, что при моделировании не учтено влияние четырех соединителей (СРГ–8Р8С–8Р8С–СРГ), а также двух отрезков витых пар (по 19 см каждый), соединяющих МФ с осциллографом. На рисунке 4.31*б* представлена осциллограмма, отражающая их влияние на задержку и амплитуду импульса. Измеренное ослабление импульса составляет 1,8 раза. Если учесть данное влияние при моделировании, получим амплитуду первого импульса 35 мВ, второго – 24 мВ, что значительно ближе к измеренным амплитудам.

Также и тот факт, что реальные значения матрицы **R** неизвестны и взяты приближенными, может привести к различию амплитуд импульсов разложения.

Принимая во внимание вышеописанные факторы, влияющие на сопоставимость результатов, а также разброс значений реальных параметров структуры поперечного сечения линии МФ, можно считать совпадение результатов моделирования и эксперимента удовлетворительным.

4.2.8.2 Семикаскадные модальные фильтры

Входное воздействие представляет собой импульс треугольной формы: амплитуда на нагрузке 50 Ом равна 222 мВ, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) – 360 и 280 пс, длительность (по уровню 0,5) – 240 пс. Измерения этих параметров выполнялись с аттенюатором 20 дБ по осциллограмме с горизонтальной разверткой – 2 нс/дел, а вертикальной – 50 мВ/дел.

Для последующего учета влияния соединителей RJ-45, TVS-сборок и резисторов (для резистивных МФ) перечисленные элементы в изготовленные макеты не устанавливались, т.е. натурный эксперимент выполнялся на ПП фильтров без компонентов. Воздействие подавалось поочередно как на входы, так и на выходы изготовленных МФ (для подтверждения взаимности МФ, несмотря на его асимметрию относительно входа/выхода). Полученные в ходе эксперимента сигналы представлены на рисунках 4.32, 4.33, а их параметры сведены в таблицу 4.8.

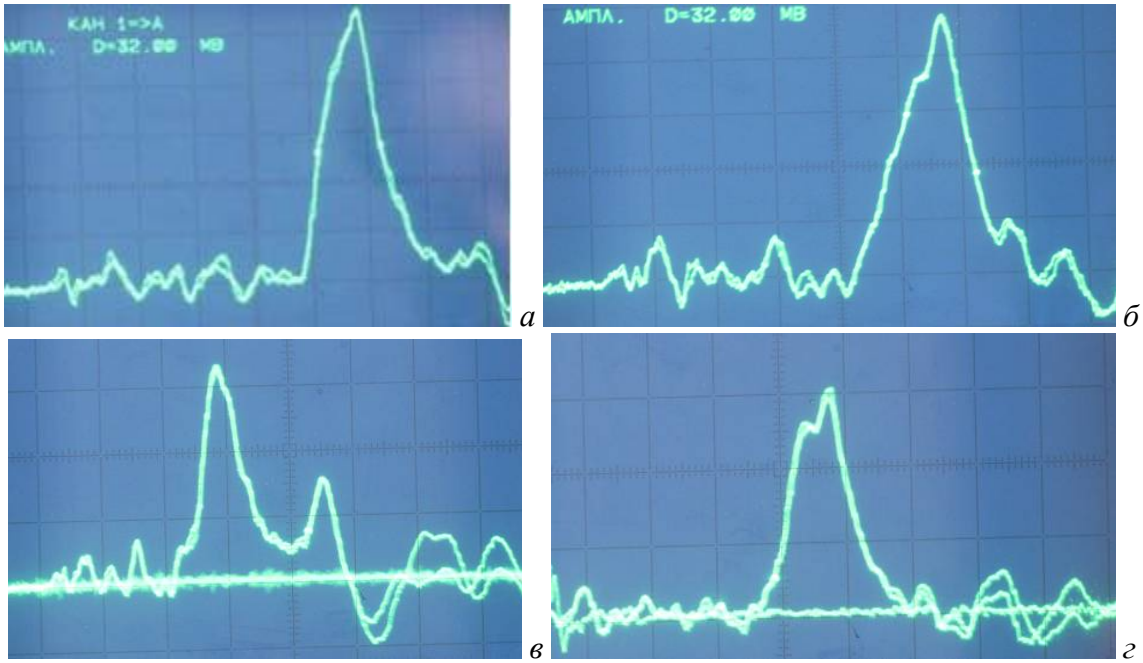
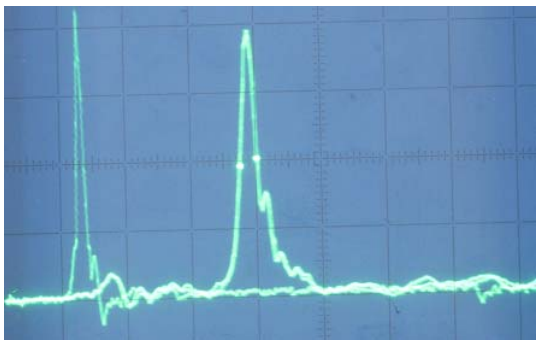


Рисунок 4.32 – Формы сигналов на выходе МФ при включении в прямом и обратном направлениях без аттенюатора: МФ 1 (*а*), МФ 2 (*б*), МФ 3 (*в*), МФ 4 (*г*)


а

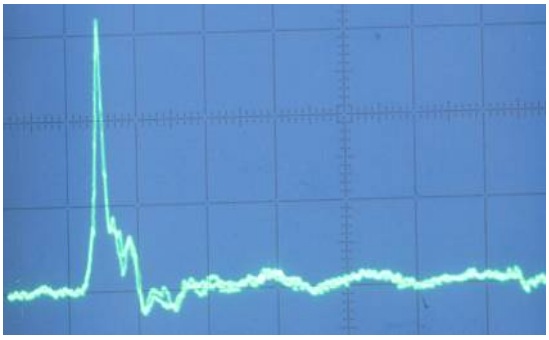

б

Рисунок 4.33 – Формы входного и выходного сигнала без аттенюатора для ТС 1 (*а*) и выходного сигнала с аттенюатором для ТС 2 (*б*)

Таблица 4.8 – Параметры сигнала на выходе МФ и ТС

Параметр сигнала	Без аттенюатора					С аттенюатором 20 дБ
	МФ 1	МФ 2	МФ 3	МФ 4	ТС 1	ТС 2
Амплитуда, мВ	288	245	332	317	816	220
Фронт (0,1–0,9), нс	2,2	3	1,16	2	0,52	0,36
Спад (0,1–0,9), нс	2	1,7	1,72	1,5	0,80	0,28
Длительность (0,5), нс	2,24	2,5	1,5	2	0,52	0,24
Задержка, нс	10	11,16	5,2	7,8	5,4	0
Развертка гориз., нс/дел.	2	2	2	2	2	2
Развертка верт., мВ/дел.	50	50	100	100	200	50

Ниже представлены выводы по результатам эксперимента.

1. Изготовленные МФ могут работать при отсутствии компонентов (TVS-диодов и даже резисторов), что подтверждает возможность создания бескомпонентных МФ. Уменьшение амплитуды входного сигнала на выходе МФ (таблица 4.8) составило: в 7,7 раза — МФ 1; 9 раз — МФ 2; 6,7 раза — МФ 3; 7 раз — МФ 4.

2. Сравнение результатов для МФ 1 и МФ 2 подтверждает предположение, что увеличение плотности витков позволяет не только уменьшить общую площадь МФ, но и увеличить ослабление.

3. Сравнение результатов для МФ 4 и ТС 1 (точно такая же структура, только без пассивного проводника) доказывает, что ослабление происходит как за счет потерь в проводниках и диэлектриках ТС 1 (в 2,7 раза, таблица 4.8), так и за счет эффекта модальной фильтрации (в 7 раз, таблица 4.8).

4. Результаты для МФ 3 (холостой ход в началах и концах пассивных проводников отрезков) подтверждают возможность создания МФ без сквозных металлизированных отверстий. Это позволяет повысить надежность и одновременно снизить стоимость МФ за счет исключения технологических процессов сверления и металлизации из цикла производства печатной платы МФ.

5. Практически все МФ очень близки к взаимным устройствам, так как различие сигналов при прохождении в противоположных направлениях незначительно. Это позволяет использовать их в двунаправленных устройствах, в том числе для ослабления помех в обоих направлениях.

6. Использовавшийся в эксперименте импульс не полностью разлагался в отрезках МФ. Поэтому актуально исследование распространения более коротких импульсов.

Выполнены измерения излучений трехкаскадного МФ (рисунок 4.27) и семикаскадных МФ1, МФ4 (рисунок 4.28). Для этого использовался анализатор спектра RSA6100B Tektronix, измерительный приемник электромагнитных помех R&S ESR и датчик напряженности магнитного поля (Beehive electronics 100 C). МФ подключались к сети Ethernet, а датчик поля располагался над поверхностью МФ на расстоянии 0,5 см и перемещался вдоль длины МФ. Результаты измерения, выполненные на RSA6100B Tektronix и R&S ESR, представлены на рисунках 4.34, 4.36 соответственно.

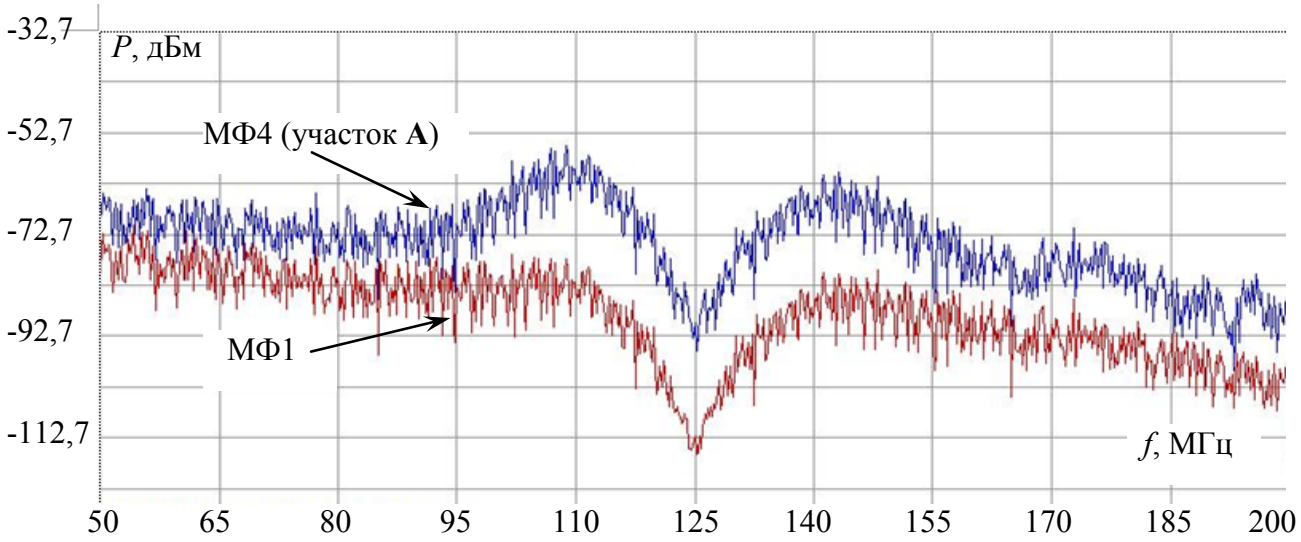


Рисунок 4.34 – Частотные зависимости мощности сигнала на входе RSA6100B Tektronix при измерении напряжённости магнитного поля семикаскадных МФ 1 и МФ 4

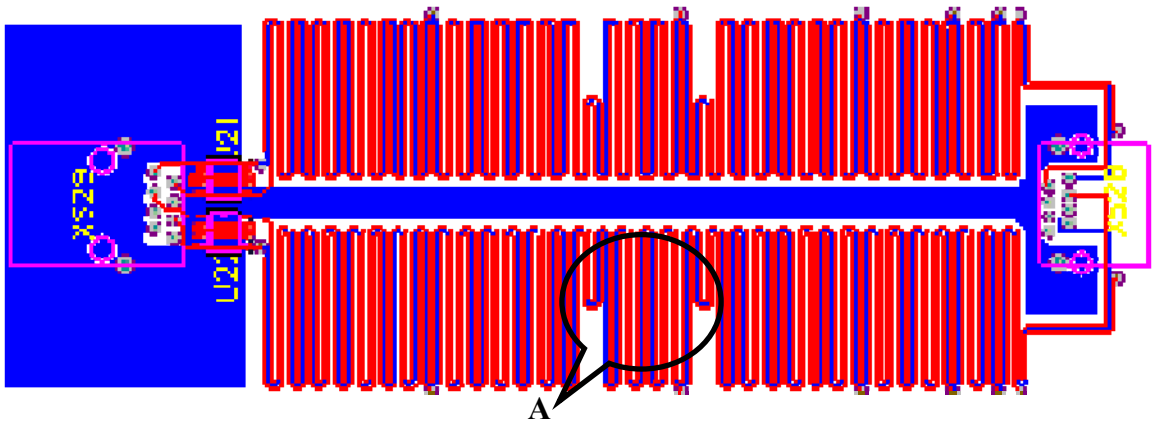


Рисунок 4.35 – Макет семикаскадного МФ 4

По результатам измерений, представленных на рисунке 4.34, сделаны следующие выводы:

1. При перемещении датчика вдоль всей длины МФ 1 его показания не меняются. В диапазоне от 50 до 110 МГц мощность изменяется в диапазоне от минус 70 до минус 80 дБм, а на частоте 125 МГц (частота первого резонанса) резко падает до минус 113 дБм.

2. Для МФ 4 до участка **А** (рисунок 4.35) частотная зависимость (не показана) почти не отличается от МФ 1.

3. При расположении датчика над участком **А** МФ 4 (длина одного витка уменьшается почти в 2 раза) мощность увеличивается на 20 дБм в диапазоне частот от 95 до 155 МГц.

Таким образом, представленные результаты эксперимента показывают уменьшение мощности излучаемых эмиссий от МФ на частоте его первого резонанса на 43 дБм относительно мощности на низких частотах. Кроме того, выявлено увеличение мощности излучаемых эмиссий на 20 дБм от участков с различной длиной витков, показывающее целесообразность устранения таких участков в реальных конструкциях.

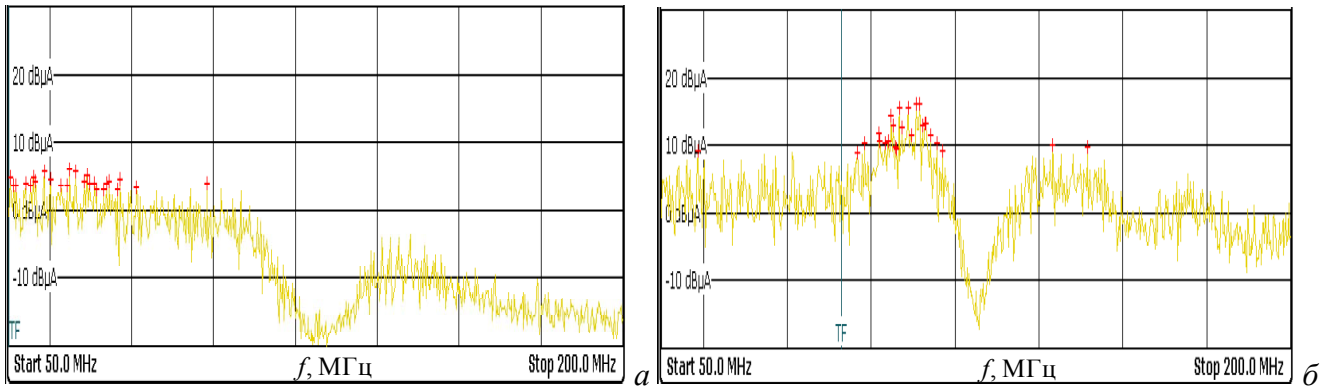


Рисунок 4.36 – Частотные зависимости тока в датчике напряженности магнитного поля трехкаскадного МФ (*а*) и участка **А** семикаскадного МФ 4 (*б*)

По результатам измерений, представленных на рисунке 4.36, сделаны следующие выводы:

1. Для трехкаскадного МФ при перемещении датчика его показания почти не изменялись. На частоте первого резонанса 125 МГц наблюдается уменьшение тока до минус 20 дБмкА.

2. Для участка **А** семикаскадного МФ 4 на частоте первого резонанса 125 МГц наблюдается уменьшение тока до минус 15 дБмкА, что на 20 дБ меньше, чем на уровне низких частот.

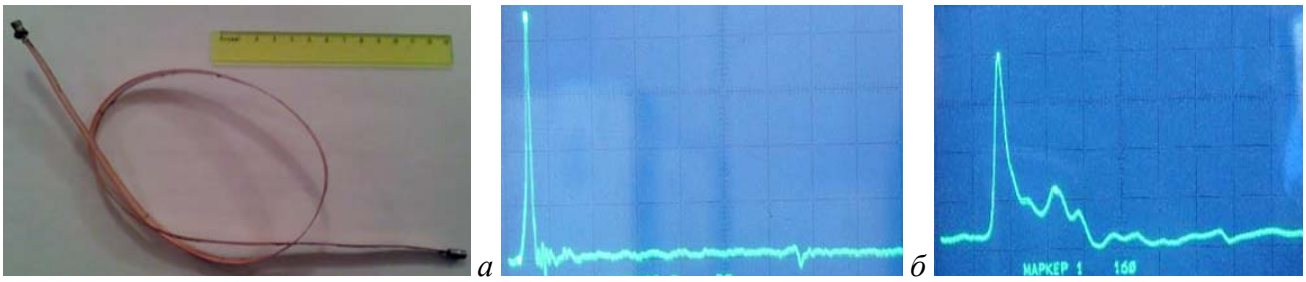
Таким образом, представленные результаты эксперимента подтвердили уменьшение излучаемых эмиссий от МФ на частоте его первого резонанса на 20дБ по сравнению с низкими частотами.

4.3 Модальный фильтр с лицевой связью

4.3.1 Симметричный модальный фильтр

Структура МФ с лицевой связью (рисунок 3.26*а*) основана на связанных линиях с лицевой электромагнитной связью [298–301]. При этом, как было показано в разделе 3.2.2.1, амплитуда

импульсов разложения меньше, чем для структур со слабой связью, и определяется выражением для нормированных амплитуд (3.12). На основе данной формулы получена зависимость амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки h (рисунок 3.28*в*) при параметрах структуры: w=1 мм, w_1=1,15 мм, t=105 мкм, s=4,87 мм, h=0,125, ..., 4 мм, ε_r= 5. Видно, что при меньших толщинах диэлектрика можно получить меньшие амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Параметрическая оптимизация выполнялась по критерию максимизации значения $\Delta\tau$ с учетом требований миниатюризации, экономической целесообразности и максимального пропускаемого тока. Используя генетический алгоритм, можно найти оптимальные значения геометрических параметров для фиксированного значения одной из характеристик исследуемой структуры. В данном случае такой характеристикой является волновое сопротивление, значение которого выбрано равным Z=50 Ом в соответствии с измерительным трактом осциллографа, к которому подключается макет. Параметрическая оптимизация генетическим алгоритмом проводилась для диапазона значений ширины полосок w=2–3,4 мм, w_1=0,5–1,7 мм и расстояния между ними s=2–3 мм. Диапазоны значений этих геометрических параметров устанавливались, исходя из ограниченной общей ширины реального поперечного сечения структуры. Толщина полосок t=0,105 мм и диэлектрического материала h=0,29 мм были выбраны из широко распространенного ряда значений с учетом максимального тока в проводниках. Материал с диэлектрической проницаемостью ε_r=5 (стеклотекстолит) выбран из соображений дешевизны и общедоступности. По результатам оптимизации изготовлен макет МФ с лицевой связью длиной l=0,65 м (рисунке 4.37*а*).



а *б* *в*

Рисунок 4.37 – МФ с лицевой связью: макет (*а*); осциллограммы напряжения на входе (с аттенюатором 20 дБ) (*б*) и выходе (без аттенюатора) (*в*)

Исследовано влияние отклонения геометрических параметров изготовленного макета от заданных. Геометрические параметры макета измерены через каждые 5 см, и вычислены их средние арифметические значения. Результаты вычислений характеристик МФ в TALGAT для исходных и средних значений приведены в таблице 4.9. Из таблицы 4.9 видно, что значения характеристик изготовленного макета модального фильтра имеют незначительные отклонения. Значения $\Delta\tau$ отличаются на 3 %. Важно, что волновое сопротивление $Z=(Z_eZ_o)^{1/2}$=52,3 Ом незначительно (на 4,6 %) отличается от сопротивления 50 Ом измерительного тракта.

Результаты, эксперимента, представлены на рисунке 4.37 *б*, *в*. Входное воздействие (рисунке 4.37*б*) – импульс амплитудой 229 мВ (с учетом аттенюатора 20 дБ) и длительностью около 800 пс. Воздействие подавалось между активным и опорным проводниками в соответствии со схемой включения, используемой при компьютерном моделировании. Отличительной особенностью схемы включения для натурного эксперимента является наличие соединителей СРГ-50 на концах МФ. На рисунке 4.37*в* показана осциллограмма сигнала на выходе МФ, измеренного без аттенюатора. Видно, что выходной сигнал представляет собой сумму двух импульсов, как и при компьютерном моделировании, что подтверждает возможность ослабления СКИ в МФ с лицевой связью. Временной интервал между вершинами (разность задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод) составляет 3 нс, что на 0,7 нс больше, чем при компьютерном моделировании. Формы импульсов на выходе МФ значительно отличаются от форм, полученных при компьютерном моделировании, – они намного шире и сливаются в один импульс. Их амплитуды составляют 38 мВ и 10 мВ (с учетом аттенюатора 20 дБ), что соответственно в 6 и 23 раза меньше амплитуды входного воздействия. Это объяснимо тем, что основная часть нечетной моды сигнала распространяется в диэлектрике, следовательно, она подвергается большему влиянию диэлектрических потерь, чем четная мода. Кроме этого, влияет и различие волновых сопротивлений мод. Таким образом, уменьшение входного воздействия почти в 5 раз и эффект модального разложения в МФ с лицевой связью имеют место. Следовательно, результаты экспериментов подтверждают возможность ослабления помех в МФ с лицевой связью.

Таблица 4.9 – Значения характеристик макета МФ

Параметры	w, мм	s, мм	w_1, мм	$\Delta\tau$, нс/м	V_1, В	V_2, В	Z_o, Ом	Z_e, Ом	$(Z_eZ_o)^{1/2}$, Ом
Исходные	3,35	3	1,62	3,26	0,1	0,1	6,56	386,8	50,4
Измеренные	3,3	3,6	2,1	3,36	0,1	0,1	6,65	411,2	52,3

4.3.2 Асимметричный модальный фильтр

Приведенные выше результаты моделирования показали, что МФ с лицевой связью имеет наибольшую разность задержек мод. Экспериментальное моделирование исследуемого макета МФ свидетельствует, что он, действительно, обладает большой разностью задержек мод и способностью разлагать СКИ. Поэтому в TALGAT спроектирован ряд новых МФ с лицевой связью в виде ПП с заданными параметрами поперечного сечения (рисунок 4.38) [302, 303]. Особенностью их является асимметрия из-за выполнения опорного проводника не в П-образном в виде, а такой же полоской, что упрощает изготовление МФ.

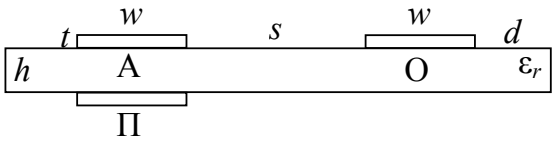


Рисунок 4.38 – Поперечное сечение асимметричного МФ

Параметры МФ: s=5, 10, 15 мм; w=5, 10, 15 мм; h=0,5; 1; 1,5 мм, t=105 мкм, d=w, ε_r=4. Воздействие подавалось между активным (А) и опорным (О) проводниками. Параметры импульсного источника э.д.с.: t_r=t_f=t_d=1 нс, E_0=2 В. Длина МФ l=0,75 м. Вычислялись формы сигнала в начале и конце активного проводника МФ, значения погонных задержек и их разницы, среднее геометрическое значение импедансов четной и нечетной мод, коэффициент ослабления в одном отрезке по (3.9). В рассматриваемой структуре активный и пассивный проводники расположены асимметрично относительно опорного, что усложняет согласование. Однако, полагалось, что сопротивления R одинаковы и равны среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод $(Z_eZ_o)^{1/2}$. Формы сигнала, вычисленные для h=0,5; 1; 1,5 мм, представлены на рисунках 4.39 соответственно, а остальные параметры приведены в таблице 4.10. Сигналы представлены только для s=5 мм, т.к. вычисления показали, что изменение s незначительно влияет на амплитуду и форму сигналов для каждого w. Однако в таблице 4.10 представлены вычисленные значения для всех рассматриваемых s.

Вначале рассмотрим случай без учета потерь. Из рисунков видно, что полного разложения сигнала при выбранной длине и параметрах сигнала не происходит. Но этого и не требуется, поскольку это только увеличивает провал между двумя разложенными импульсами, а их амплитуды изменяться не будут (рисунок 4.39). С другой стороны, если увеличивать совмещение импульсов, то это приведет к увеличению выброса и снижению эффективности защиты. Однако требуемый результат достижим за счет правильного выбора параметров МФ для определенных параметров сигнала. Из рисунка 4.39 видно, что МФ ослабляет входной импульс: в среднем в 5,3 раза при h=0,5 мм; в 4 раза при h=1 мм; в 3,5 раза при h=1,5 мм. При этом увеличение значений w увеличивает ослабление МФ для определенных значений h. Из таблицы 4.10 видно, что максимальное значение $\Delta\tau$ равно 3 нс/м для h=0,5 мм и уменьшается до 2,67 нс/м с увеличением значения h (w=s=15 мм). Кроме того, значение $\Delta\tau$ незначительно изменяется при изменении s для каждого w, но увеличение w приводит к увеличению $\Delta\tau$. Значения амплитуд разложенных импульсов также зависят от значений h, s и w (таблица 4.10, столбцы V_A и V_S). Видно, что амплитуды, вычисленные по (3.9), V_A почти совпадают с V_S для случаев, показанных на рисунке 4.39. Следовательно, аналитическое выражение (3.9), полученное для симметричной структуры, может использоваться для оценки ослабления сигнала в асимметричной структуре, но при сопротивлении резисторов равном среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод $(Z_eZ_o)^{1/2}$.

Таблица 4.10 – Вычисленные значения характеристик асимметричного МФ

h, мм	w, мм	s,мм	τ_e, нс/м	τ_o, нс/м	$\Delta\tau$, нс/м	$(Z_eZ_o)^{1/2}$, Ом	V_A, В	V_S, В
0,5	5	5	3,7	6,37	2,67	58	0,219	0,22
		10	3,61	6,37	2,76	65	0,2	0,2
		15	3,58	6,37	2,8	70	0,19	0,19
	10	5	3,62	6,49	2,86	39	0,182	0,184
		10	3,56	6,49	2,93	43	0,166	0,174
		15	3,53	6,49	2,96	46	0,157	0,167
	15	5	3,6	6,54	2,94	31	0,161	0,162
		10	3,53	6,54	3,01	34	0,147	0,156
		15	3,5	6,54	3,04	36	0,139	0,15
1	5	5	3,93	6,23	2,29	75	0,28	0,28
		10	3,8	6,23	2,43	85	0,257	0,27
		15	3,73	6,23	2,49	92	0,244	0,26
	10	5	3,83	6,39	2,55	51	0,239	0,24
		10	3,7	6,39	2,67	58	0,218	0,23
		15	3,65	6,39	2,73	63	0,2	0,22
	15	5	3,78	6,46	2,68	41	0,215	0,21
		10	3,66	6,46	2,79	46	0,196	0,2
		15	3,61	6,46	2,84	49	0,186	0,2
1,5	5	5	4,12	6,13	2,0	86	0,318	0,32
		10	3,94	6,13	2,18	98	0,293	0,311
		15	3,86	6,13	2,27	106	0,279	0,3
	10	5	3,99	6,3	2,31	60	0,277	0,28
		10	3,88	6,3	2,47	68	0,253	0,269
		15	3,76	6,3	2,54	73	0,24	0,26
	15	5	3,93	6,34	2,46	48	0,251	0,25
		10	3,78	6,4	2,61	54	0,23	0,243
		15	3,71	6,4	2,68	59	0,218	0,235

При сравнении формы сигнала в конце активного проводника с учетом и без учета потерь, видно, что амплитуда импульсов уменьшается и значение амплитуды для четной моды меньше, чем для нечетной моды. Для оценки влияния потерь на форму сигнала на выходе МФ, в таблице 4.11 представлены максимальные значения амплитуд для случая без учета (V) и с учетом (V_L) потерь.

Таблица 4.11 – Максимальные значения амплитуд на выходе МФ для случая без учета (V) и с учетом (V_L) потерь и их отношение при s=5 мм

w, мм	h=0,5 мм			h=1 мм			h=1,5 мм		
	V, В	V_L, В	V_L/V	V, В	V_L, В	V_L/V	V, В	V_L, В	V_L/V
5	0,218	0,205	0,94	0,357	0,266	0,74	0,477	0,353	0,74
10	0,181	0,171	0,94	0,258	0,227	0,87	0,347	0,267	0,76
15	0,162	0,152	0,94	0,214	0,205	0,95	0,289	0,242	0,83

Видно, что для обоих случаев (без учета и с учетом потерь) ослабление МФ увеличивается с уменьшением значений h и увеличением w. Для этих тенденций влияние потерь мало, но

становится более выраженным (до 74% относительно случая без учета потерь) при увеличении значения h и уменьшении значения w. Основной причиной такого влияния является то, что на четную моду потери влияют сильнее, а именно ей определяется максимальное значение выходного сигнала.

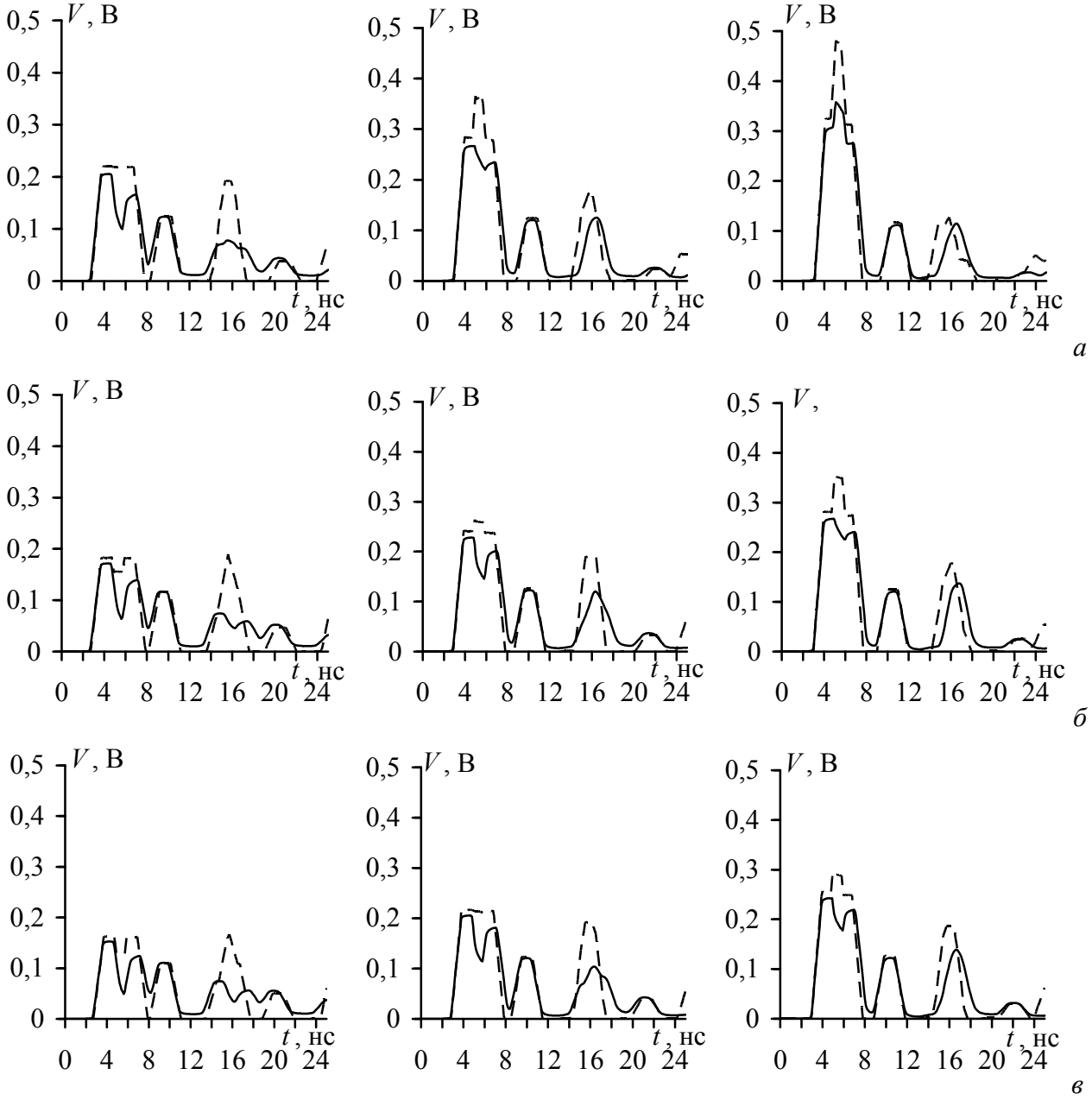


Рисунок 4.39 – Формы сигнала в конце активного проводника МФ при h=0,5 мм (левый столбец), 1 мм (средний столбец), 1,5 мм (правый столбец) и s=5 мм для w=5 (*а*), 10 (*б*), 15 (*с*) мм без учета (– – –) и с учетом (——) потерь

Изготовлено семь макетов длиной l=0,2 м (рисунок 4.40) из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с толщиной диэлектрика 0,18 мм и толщиной фольги 35 мкм. Ко входам и выходам каждого из макетов установлены соединители SMA.

Для удобства каждому макету присвоен порядковый номер.

1. Макет с *w*=3 мм, *s*=4 мм без пассивного проводника и без лака.

2. Макет с *w*=3 мм, *s*=4 мм без лака.

3. Макет с *w*=3 мм, *s*=4 мм в лаке.

4. Макет с *w*=3 мм, *s*=4 мм на металлическом основании без лака.

5. Макет с *w*=3 мм, *s*=4 мм с закороченными между собой пассивным и общим проводниками без лака.

6. Макет с *w*=3 мм, *s*=1 мм без лака.

7. Макет с *w*=2 мм, *s*=1 мм без лака.

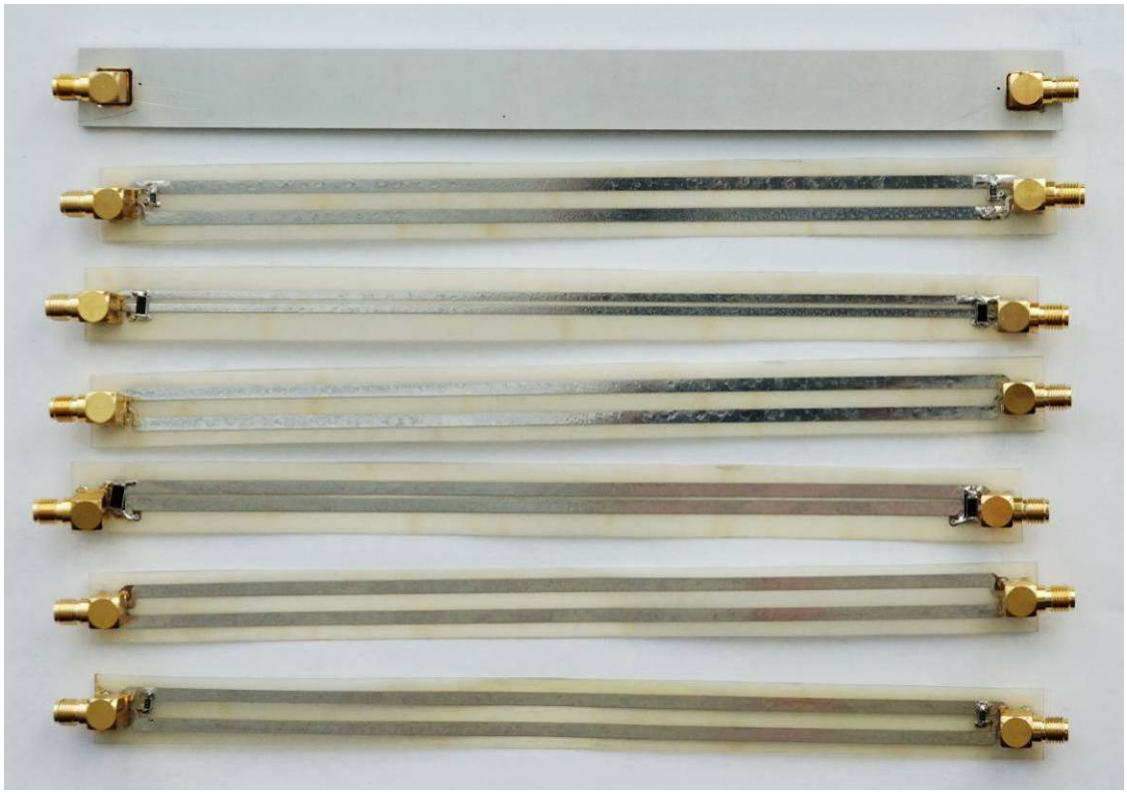


Рисунок 4.40 – Фотография макетов модальных фильтров

Выполнены экспериментальные исследования, где в качестве входного воздействия выбран импульс амплитудой 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительностью 820 пс по уровню 0,1. Входное воздействие с учетом влияния измерительного тракта (два перехода с метрической резьбы на дюймовую) и соединителей SMA (рисунок 4.41*а*, *б*) амплитудой 583 мВ и длительностью по уровню 0,1 около 1 нс представлено на рисунке 4.42*а*. Как видно, переходы и соединители незначительно уменьшают сигналы по амплитуде и создают отражения. Для всех приведенных здесь и далее осциллограмм цена деления составляет 100 мВ и 1 нс.


а


б

Рисунок 4.41 – Измерительный тракт (*а*) и включенные в него соединители SMA (*б*)

На рисунке 4.42*б* приведены временные отклики макета 1, которые отличаются от входного воздействия, что объясняется наличием отражений в структуре исследуемого макета из-за его рассогласования с измерительным трактом. Макет 1 сделан специально для сравнения с результатами экспериментального моделирования макетов МФ. Отличием макета 1 от макетов МФ является отсутствие пассивного проводника во втором слое (т.е. этот макет состоит только из прямого и обратного проводников и поэтому не является МФ), что резко меняет его характеристики. Важно отметить, что перерасчет волнового сопротивления привел бы к изменению структуры поперечного сечения этого макета, а именно к уменьшению расстояния между прямым и обратным проводниками. Таким образом, макет 1 по сравнению с макетами МФ имел бы отличия не только в отсутствии пассивного проводника. Следовательно, сравнивать результаты экспериментального моделирования МФ с таким макетом было бы некорректно. На рисунке 4.42*в* представлен временной отклик макета МФ 2, видно, что в результате влияния модального разложения амплитуды выходных импульсов составили 113 мВ (первый импульс) и 91 мВ (второй импульс), что примерно в 3 раза меньше амплитуды импульса на выходе макета 1 (рисунок 4.42*б*) и в 6 раз меньше амплитуды входного воздействия (рисунок 4.42 *а*). Разность задержек распространения этих импульсов составляет примерно 0,6 нс, что совпадает с результатами предварительного компьютерного моделирования (3 нс/м×0,2 м=0,6 нс). Третий импульс амплитудой 74 мВ и последующие импульсы являются отраженными, так как приходят к выходу макета МФ с двойной задержкой. На рисунке 4.42*г* представлен отклик макета МФ 3, отличающегося от МФ 2 только наличием покрытия из лака. Видно, что влияние лака на распространение сигнала в асимметричном МФ несущественно. На рисунке 4.42*д* представлен сигнал макета МФ 4 (изготовленный на металлическом основании). Видно, что он не подвергся влиянию модального разложения. Амплитуда сигнала на выходе этого макета, как и на выходе макета 1, составила 358 мВ. На рисунке 4.42*е* представлен сигнал макета МФ 5 (с КЗ на его концах). Сигнал уменьшился по амплитуде до 280 мВ. На рисунке 4.42*ж*, з, представлены отклики макетов МФ 6 и МФ 7 (более узких за счет меньших значений параметров *w* и *s*) с максимальными амплитудами выходных импульсов 153 мВ и

142 мВ, которые ненамного больше амплитуд импульсов на выходе макетов МФ 2 и МФ 3 (113 мВ). Однако расстояние между активным и общим проводниками в макетах МФ 6 и МФ 7 уменьшено в 4 раза и составляет 1 мм. Разность задержек этих импульсов, так же как и в макетах МФ 2 и МФ 3, составляет 0,6 нс.

Таким образом, экспериментально подтверждено разложение СКИ в асимметричных МФ с лицевой связью. Показано уменьшение входного воздействия (почти в 5 раз) за счет эффекта модального разложения.

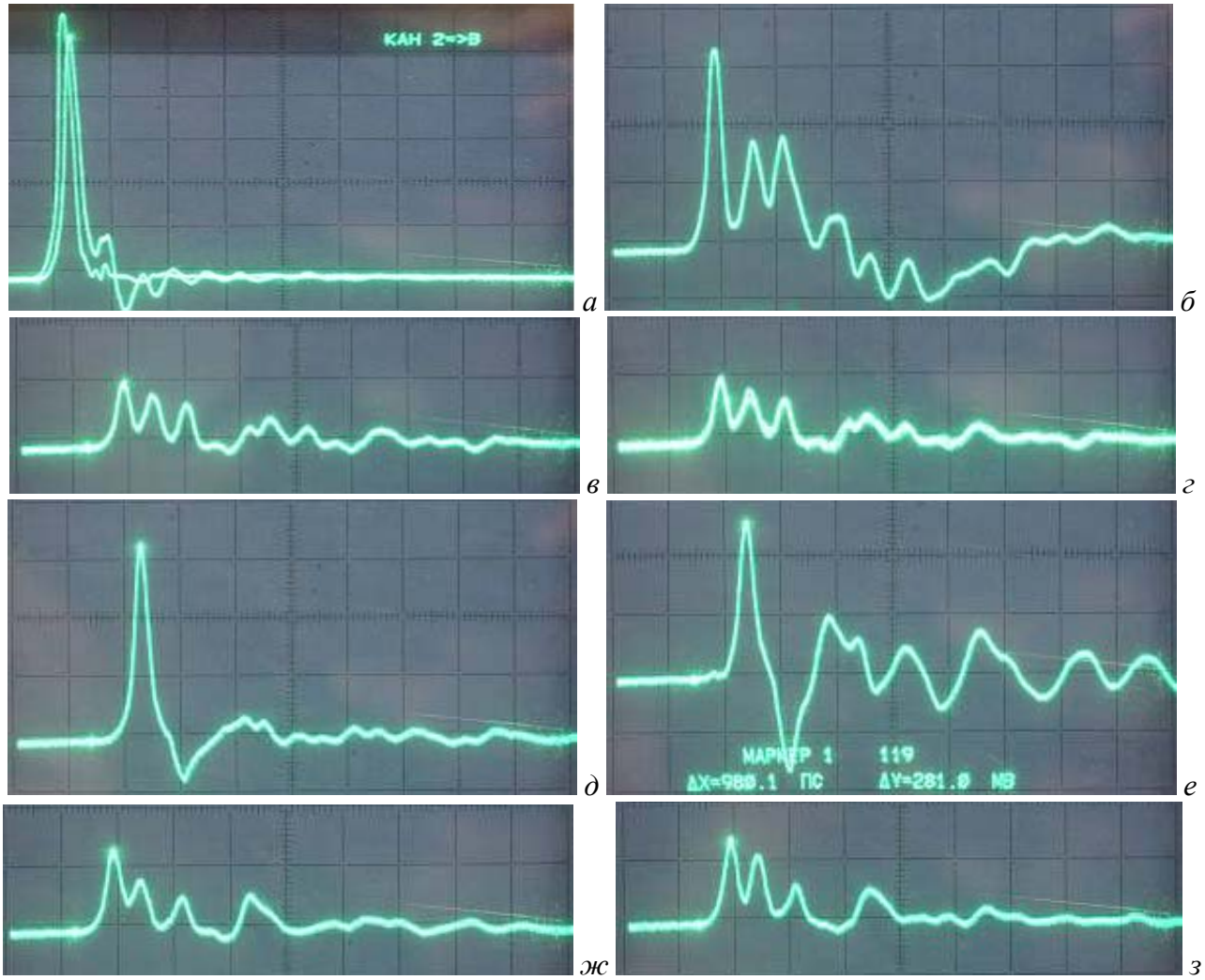
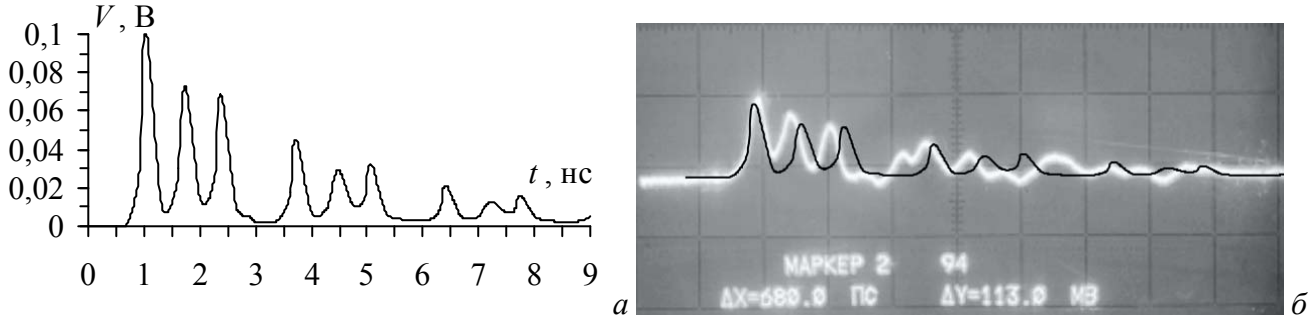


Рисунок 4.42 – Входное воздействие без учета и с учетом влияния измерительного тракта и соединителей SMA (*а*); формы сигнала на выходе: макета 1 (*б*), МФ 2 (*в*), МФ 3 (*г*), МФ 4 (*д*), МФ 5 (*е*), МФ 6 (*ж*), МФ 7 (*з*)

Выполнено моделирование эксперимента (с точным учетом реальной формы воздействия) в TALGAT для макета МФ 2. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.43*а*, сравнение форм сигнала, экспериментальных и моделирования, представлено на рисунке 4.43*б*. Амплитуда первого импульса, полученная при эксперименте, равна 113 мВ, а при моделировании – 100 мВ (различие составляет ±6%). Амплитуда второго импульса, полученная при эксперименте, равна 91 мВ, а при моделировании – 73 мВ (различие составляет ±11%).

Задержка между двумя этими импульсами при эксперименте равна 0,6 нс, а при моделировании – 0,71 нс (различие составляет ± 8,4%). Совпадение можно считать удовлетворительным.



а *б*

Рисунок 4.43 – Результаты моделирования (*а*); сравнение результатов моделирования и эксперимента (*б*) для макета МФ 2

Сравнение форм сигнала, полученных в TALGAT, CST MWS и экспериментально, представлено на рисунке 4.44. Видно, что формы сигнала, полученные при электродинамическом и квазистатическом анализах, согласуются по времени: различие в задержках распространения импульсов четной и нечетной мод становится существенным только после третьего импульса. Вместе с тем, амплитуды импульсов на выходе МФ2 для различных видов анализа отличаются значительно, что объяснимо различием учета потерь. Отличие экспериментального результата от результатов моделирования может быть связано с меньшим значением ε_r реального материала подложки, по сравнению со значениями, используемыми при моделировании. Кроме того, влияют неоднородности соединителей и их посадочных мест, не учитываемые при моделировании.

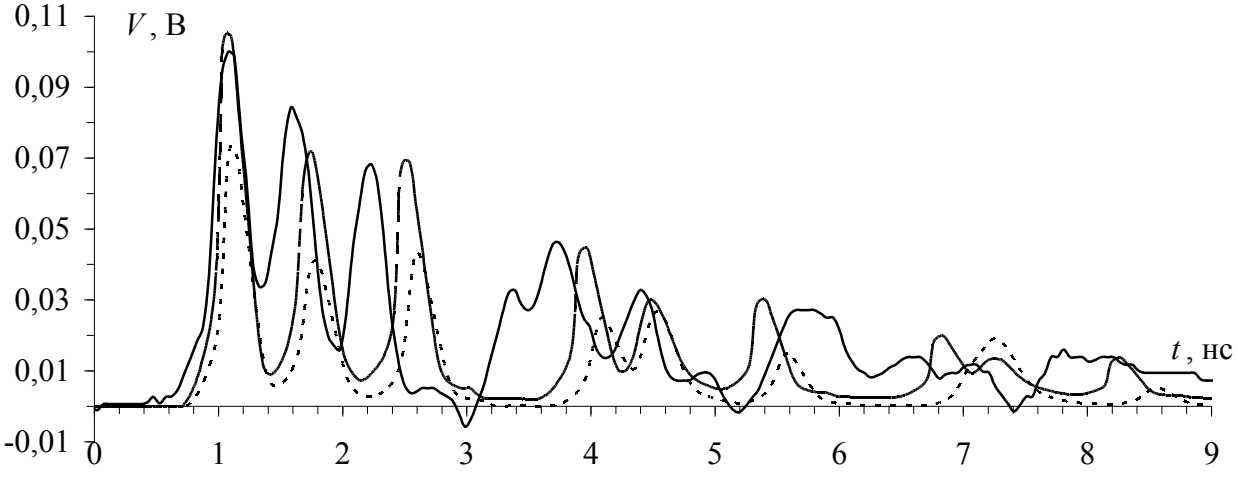


Рисунок 4.44 – Форма сигнала на выходе МФ2 при эксперименте (——) и моделировании с реальной формой СКИ: электродинамический (····) и квазистатический (- - -) анализы

Далее представлены экспериментальные исследования частотных характеристик макета 1 и макета МФ 2, которые проводились с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и

отражения Р2М-40. Графики измеренных частотных зависимостей модуля коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и отражения $|S_{11}|$ макетов МФ 2 и макета 1 в диапазоне частот до 1 ГГц представлены на рисунке 4.45. Видно, что полоса пропускания макета МФ 2 около 40 МГц (по уровню 3 дБ), а на частоте 800 МГц (частота первого резонанса) значение $|S_{21}|$ резко падает до минус 40 дБ (в 100 раз). Для сравнения результатов компьютерного и экспериментального моделирования воспользуемся формулой, связывающей частоту первого резонанса с разностью задержек мод в многопроводной линии передачи, а именно $f_o=1/(2l|\tau_e-\tau_o|)$. Подставив в нее значения длины исследуемого макета МФ l=0,2 м и погонной разности задержек распространения мод 3 нс/м, получим f_o= 833 МГц, что с незначительным отклонением (4 %) соответствует результату, измеренному прибором Р2М-40. Однако кривая $|S_{21}|$ макета 1 имеет совершенно другую форму и на частоте 800 МГц резонанс отсутствует (рисунок 4.45*б*). Таким образом, экспериментально подтверждено наличие сильного затухания (40 дБ) на частоте первого резонанса МФ с лицевой связью.

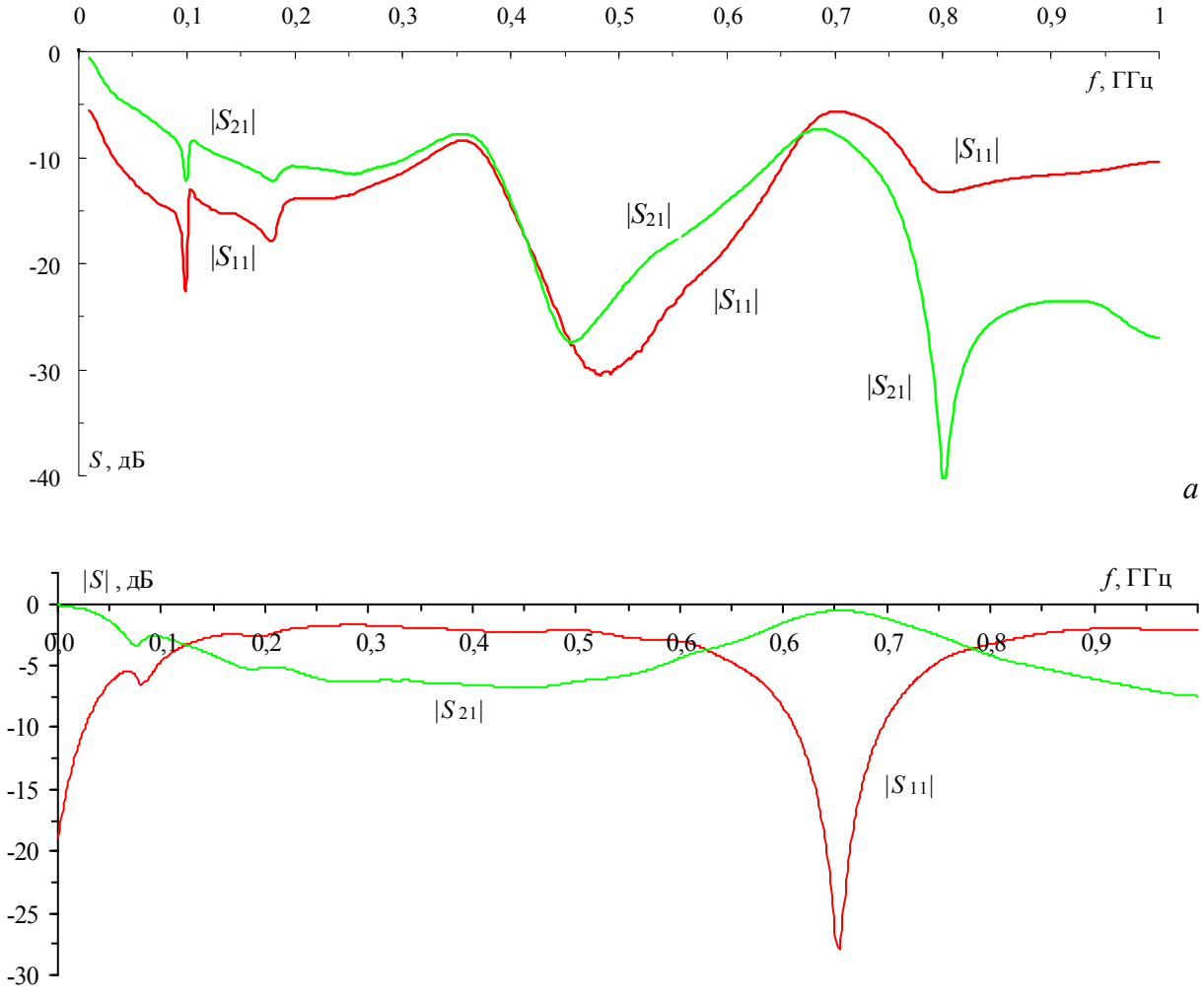


Рисунок 4.45 – $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для макета МФ 2 (*а*) и макета 1 (*б*):
эксперимент (——) и моделирование (- - -)

4.4 Модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля

В данном разделе показана возможность использования модальной фильтрации в гибких печатных кабелях (ГПК), применяемых в бортовой РЭА КА для обеспечения связи между блоками [304 – 307].

4.4.1 Схема включения, поперечное сечение и его параметры

Фрагменты электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления 765.1516-0 представлены на рисунке 4.46. Видно, что общие проводники (Общ) чередуются с сигнальными (SR-1, F4M-1, DOUT-1 и т.д.), уменьшая их взаимовлияние. На рисунке 4.46*б* видно, что двумя общими проводниками (Общ) разделены сигнальные проводники (Di07-1, Di08-1). На рисунке 4.46*в* показано, что для разделения сигнальных проводников (3 проводника +H1*^*Z*цпм) и шин питания (3 проводника -Б шины питания –27 В, 3 проводника +Б шины питания +27 В и 8 проводников шины питания +100 В) используются незаземленные проводники (отсутствующие контакты 5, 9, 12). В связи с различным количеством контактов в рядах соединителя (20 для стороны А и 22 для стороны Б УЭМ) в кабеле остаются неиспользованными крайние проводники, которые в соответствии с техническими условиями являются технологическими (предохраняют изоляцию на близлежащем печатном проводнике). Однако их можно использовать для реализации МФ в кабеле. Таким образом, часть МФ в таком кабеле уже присутствует.

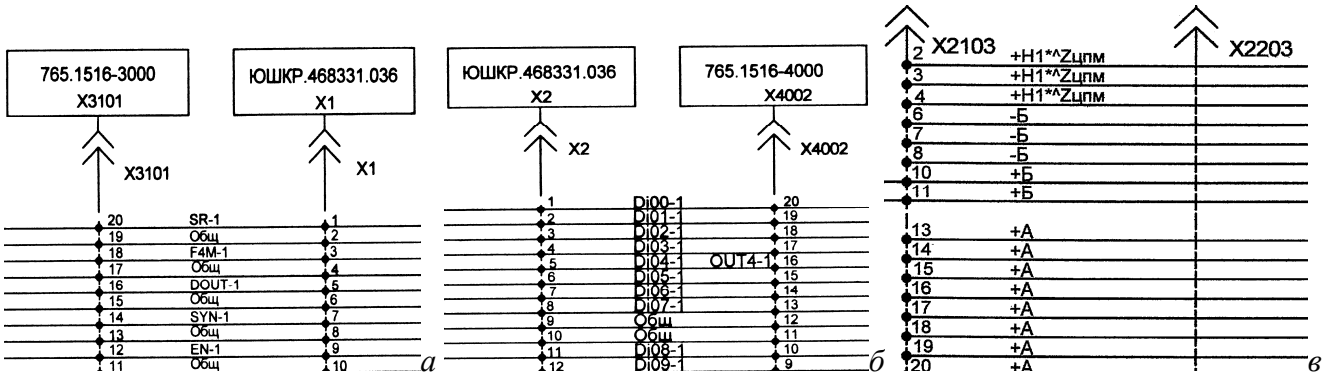


Рисунок 4.46 – Фрагменты электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

Наиболее просто и удобно расположить МФ по краям кабеля, так как крайние проводники являются технологическими и их можно использовать как опорные или пассивные. В соответствии с фрагментом схемы, представленным на рисунке 4.47, крайние проводники кабеля (не технологические) могут быть как сигнальными (*SR*-1), так и опорными (Общ). Следовательно, предварительное компьютерное моделирование, рассматривая для простоты пока только три крайних проводника кабеля, актуально провести для двух структур, поперечное сечение которых представлено на рисунке 4.48. Полученные поперечные сечения по

расположению активного и пассивного проводников относительно общего для краткости назовем симметричной (рисунок 4.48*а*) и несимметричной (рисунок 4.48*б*) структурами.

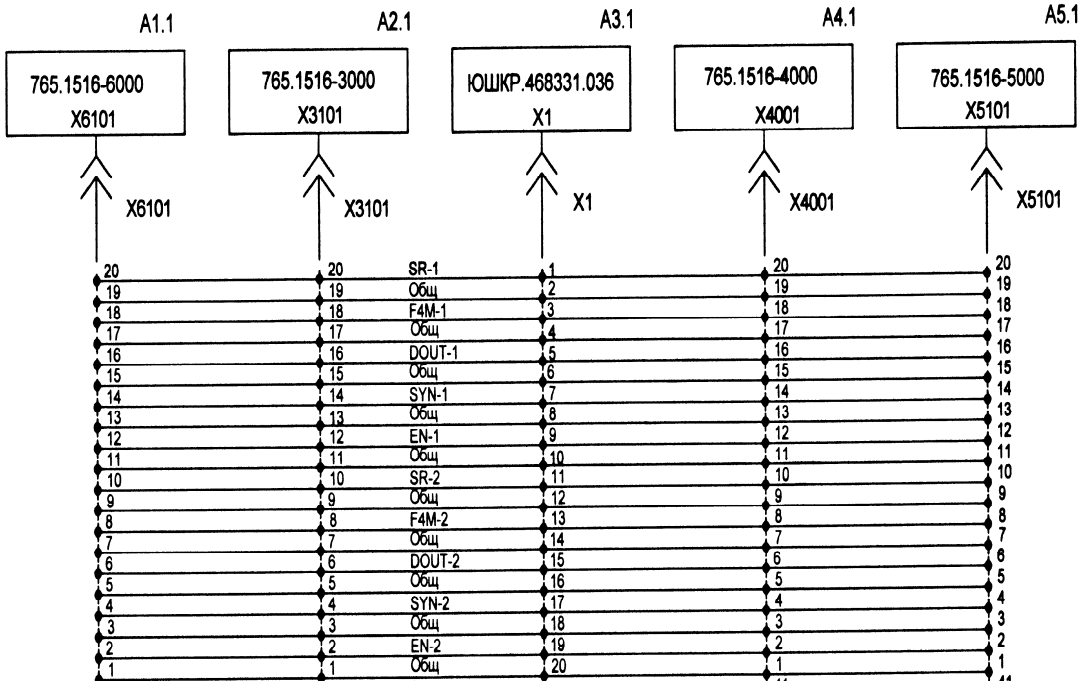


Рисунок 4.47 – Фрагмент электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

При анализе отрезка лучше сначала рассмотреть симметричный случай, как можно более близкий к согласованию на концах отрезка, поскольку при этом отраженные волны сигналов минимальны и не усложняют общую картину волновых процессов. Поэтому значения сопротивлений резисторов $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ приняты равными среднему геометрическому значению сопротивлений четной и нечетной мод R=180 Ом, что выравнивает и минимизирует отражения сигналов каждой моды. Схема включения отрезка ГПК для таких структур представлена на рисунке 4.49*б* (опорный проводник не показан, поскольку обозначен землей). Моделирование проводилось в TALGAT с учетом потерь в проводниках (медь) и диэлектрике (полиимид). Геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры из трех проводников представлена на рисунке 4.50, где w=0,65 мм; s=0,6 мм; t=0,05 мм; d=0,5 мм; h=0,75 мм. Значение относительной диэлектрической проницаемости полиимида принято равным 4, а тангенса угла диэлектрических потерь – 0,003. Их частотная зависимость не учитывалась, т.е. именно эти значения полагались для всех частот спектра воздействующего сигнала. Вычисленные параметры приведены в таблице 4.12.

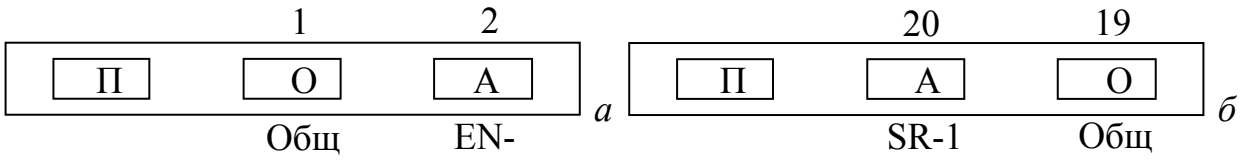


Рисунок 4.48 – Поперечное сечение симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур проводники: О – общий, А – активный, П – пассивный, числами обозначены номера контактов соединителя

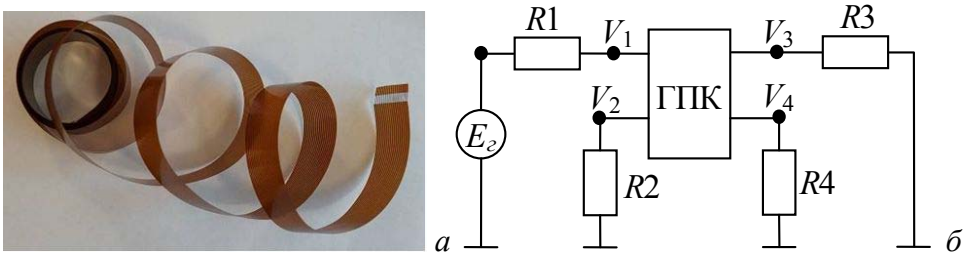


Рисунок 4.49 – Фотография ГПК (*а*) и схема включения отрезка ГПК (*б*)

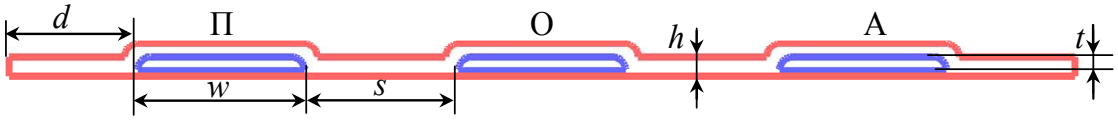


Рисунок 4.50 – Поперечное сечение трех крайних проводников ГПК, построенное в TALGAT

Таблица 4.12 – Вычисленные параметры отрезка ГПК

L_{11}, нГн/м	L_{12}, нГн/м	C_{11}, пФ/м	C_{12}, пФ/м	Z_{11}, Ом	Z_{12}, Ом	Z_e, Ом	Z_o, Ом	R, Ом	τ_e, нс/м	τ_o, нс/м	τ_e–τ_o, нс/м
733	232	22	–6	189	55	244	134	180	3,95	3,74	0,21

Для симметричной и несимметричной структур длиной 0,1; 0,2; 1 м вычислены формы напряжений в начале V_2 и конце V_4 активного проводника при воздействии импульса в форме трапеции амплитудой э.д.с. 5 В и общей длительностью 0,3; 3; 30 нс. Временные отклики при длине структуры 1 м представлены на рисунке 4.51.

Получено, что в симметричной структуре при длине 1 м произошло частичное разложение исходного импульса на два импульса меньшей амплитуды, что объясняется влиянием модальных явлений (рисунок 4.51*а*). При длине структуры 1,5 м имеет место эффект полного разложения входного импульса на два импульса половинной амплитуды (с поправкой на затягивание фронтов и изменение амплитуды импульсов из-за дисперсии). Кроме того, импульс нечётной моды приходит в момент времени, точно соответствующий значению для τ_o из таблицы 4.12, а четной – примерно на 0,2 нс позже. Однако в целях защиты от коротких импульсов достаточно и неполного разложения, поскольку нужно уменьшение амплитуды импульса, что и имеет место: результирующая амплитуда сигнала в конце линии примерно в

2 раза меньше амплитуды импульса в ее начале. В нессиметричной структуре при этих длинах разложения нет (рисунок 4.51*б*). С увеличением общей длительности входного воздействия от 0,3 до 3 нс и далее до 30 нс общая картина распространения сигнала в отрезке ГПК не меняется. Сигналы на выходе отрезков ГПК разной длины лишь незначительно уменьшаются по амплитуде, что объясняется наличием потерь в проводниках и диэлектрике.

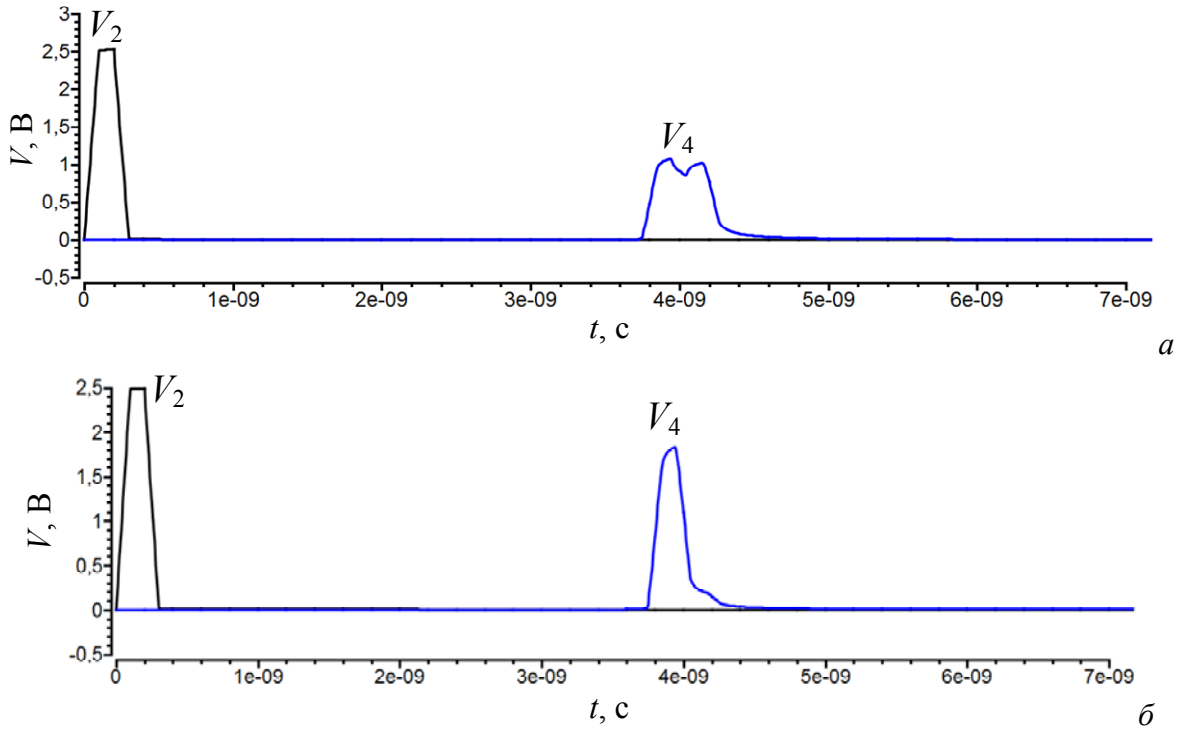


Рисунок 4.51 – Временные отклики для симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур длиной 1 м при воздействии импульса общей длительностью 0,3 нс

Таким образом, исследованное распространение импульсов в отрезках ГПК разной длины с симметричной структурой показало уменьшение амплитуды импульса длительностью 0,3 нс в 2 раза в отрезке ГПК длиной 1 м, что демонстрирует возможность защиты бортовой РЭА КА от СКИ опасной амплитуды за счет их модального разложения, присущего самой конструкции ГПК. С увеличением длительности импульса входного воздействия влияние эффекта модального разложения на форму импульса при его распространении по отрезку ГПК уменьшается и уже практически не проявляется при длительности импульса 3 нс. Следовательно, полезные сигналы, длительность которых намного больше помеховых, такому эффекту подвергаться не будут.

Вычислены частотные отклики (V_2 и V_4 — начало и конец активного проводника, V_3 и V_5 — начало и конец пассивного проводника) на гармоническое воздействие с э.д.с. 1 В (в диапазоне частот от 1 МГц до 50 ГГц с шагом 10 МГц) для симметричной и несимметрчной структур длиной 0,1; 0,2; 1 м. Последние представлены на рисунке 4.52. Для симметричной структуры видно, что входной сигнал при прохождении через отрезок ГПК распределяется

между активным и пассивным проводниками (рисунке 4.52*а*). В частотных точках экстремума сигналы на концах этих проводников находятся в противофазе, при этом минимум сигнала в активном проводнике соответствует максимуму в пассивном. Для несимметричной структуры наблюдается отсутствие уменьшения амплитуды до нулевого уровня (рисунке 4.52*б*). Таким образом, возможно полное подавление сигнала определенной частоты f в отрезке ГПК путем выбора его длины l. Для случая без потерь значение этой частоты обратно двойному модулю разности задержек мод в линии, откуда длина отрезка $l=1/(2f|\tau_e-\tau_o|)$.

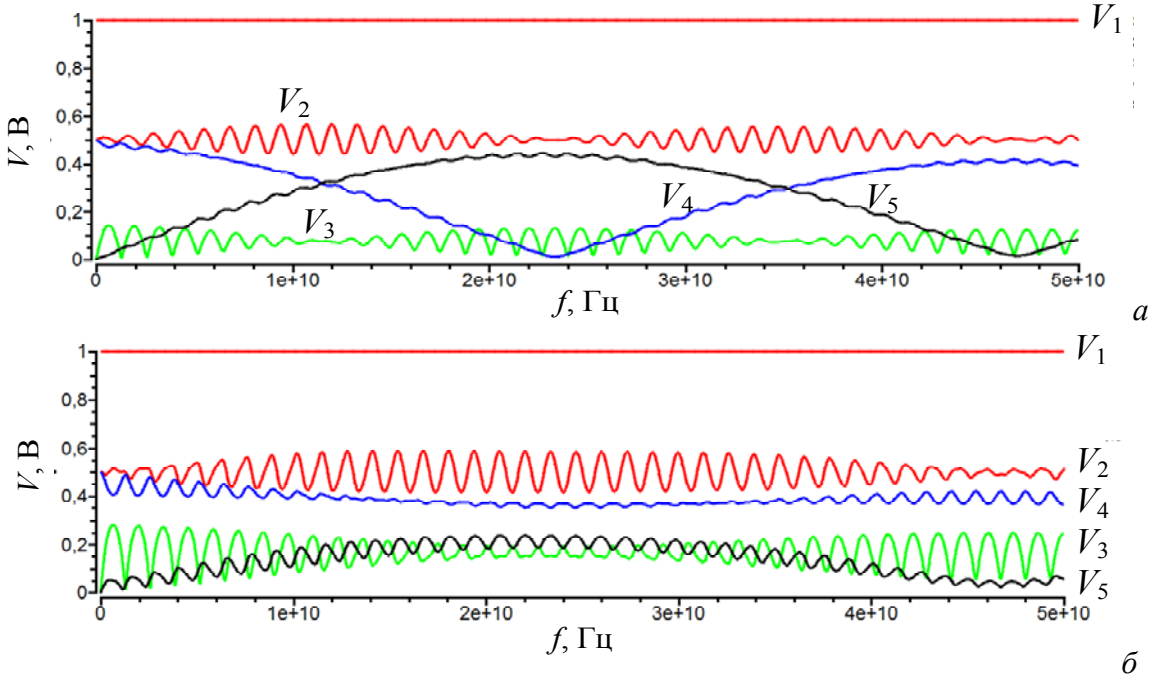


Рисунок 4.52 – Частотные отклики для симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур длиной 1 м на гармоническое воздействие с э.д.с. 1 В

В результате проведен анализ межблочных связей УЭМ из состава интерфейсного блока бортового комплекса управления современным КА. Выявлено, что специфика межблочных связей позволяет использовать технологические и общие проводники ГПК для защиты УЭМ от высокочастотных кондуктивных воздействий за счет модальной фильтрации. Выполнено имитационное моделирование распространения СКИ наносекундного диапазона и высокочастотного гармонического сигнала в отрезке ГПК. Представлены и проанализированы полученные временные и частотные отклики на входные воздействия. По временным откликам выявлена возможность защиты УЭМ от СКИ путем его разложения на импульсы половинной амплитуды; по частотным — возможность частичного или полного (в зависимости от длины отрезка ГПК и расположения его проводников в структуре) подавления гармонического сигнала определенной частоты.

В бортовой РЭА КА для подведения сигналов и питания к платам, припрессованным к разным слоям металлического основания УЭМ, используется двухслойная структура ГПК. Она

представляет собой два слоя ГПК, между которыми имеет место сильная лицевая связь. Воздушный слой между ними здесь полагается отсутствующим. При прохождении через эту структуру сигнал на выходе будет состоять не из двух мод, как было в случае с тремя проводниками, а из пяти. Каждая из них будет иметь свою задержку распространения: τ_1=3,95; τ_2=4,27; τ_3=6,57; τ_4=6,53; τ_5=6,54 нс/м. Видно, что для мод 3–5 они максимальны и очень близки, около 6,55 нс/м, что больше, чем для моды 2 на 2,28 нс/м, а для моды 1 – на 2,6 нс/м. Выполнено компьютерное моделирование такой структуры длиной 9 м (рисунок 4.53), а входное воздействие подавалось между проводниками 1 и 6 (проводники 2 и 6 соединены между собой резистором номиналом 1 Ом). Получено, что в данной структуре наблюдается разложение входного воздействия длительностью 3 нс. Таким образом, действующую разность погонных задержек мод в структуре можно полагать равной 3 нс/9 м=0,33 нс/м, что немного превосходит значение разности погонных задержек мод в однослойной структуре.

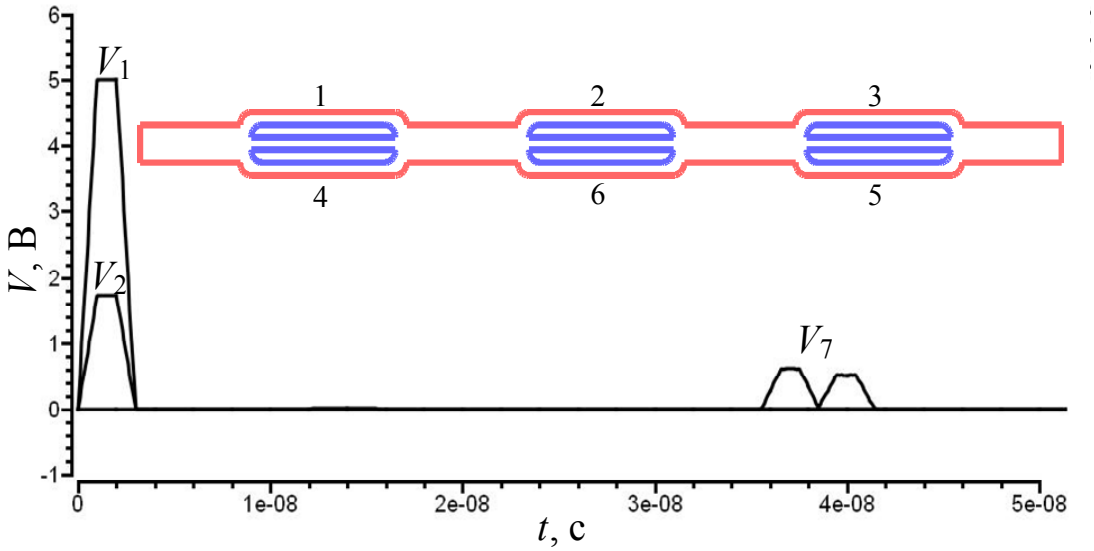


Рисунок 4.53 – Поперечное сечение двухслойной структуры ГПК и временной отклик (V_2 – начало, V_7 – конец проводника 1) на входное воздействие (V_1) длительностью 3 нс при длине структуры 9 м

При рассмотренном воздействии разложение импульса получилось при действующей разности погонных задержек 0,33 нс/м (равном разности погонных задержек мод 1 и 2), но можно предположить, что существует такое воздействие, которое увеличит ее вплоть до 2,6 нс/м. Следует отметить, что моделирование ГПК проводилось без оптимизации по критерию максимальной разности задержек мод, так как объектом моделирования служил реальный ГПК. Следовательно, полученная разность погонных задержек распространения мод является максимальной только для структуры ГПК именно с такими геометрическими параметрами, то есть не исключено, что можно добиться еще большего ее значения для ГПК с другими геометрическими параметрами.

4.4.2 Затухающее высокочастотное воздействие

В данном разделе исследовалась специфика распространения высокочастотного затухающего помехового сигнала в МФ на основе ГПК, показано, что МФ на основе ГПК можно использовать как устройство защиты блоков управления КА от высокочастотных помех, сформулированы физические и технические принципы интегрированной защиты на основе модальной фильтрации.

В разделе 3.1 рассмотрено влияние модальных искажений на скорость передачи сигналов в связанных линиях передачи длиной l=1 м и установлено, что амплитуда выходного сигнала может быть равной нулю, если частота сигнала $f_o=1/(2l|\tau_e-\tau_o|)$ (рисунок 3.4*а*). Другими словами, для любой частоты входного воздействия можно подобрать такую длину l линии передачи, при которой четная и нечетная составляющие сигнала сдвинутся по временной оси относительно друг друга так, что в момент прихода к концу линии их слияние произойдет так, что полупериоды противоположной полярности взаимокомпенсируются. Эту особенность можно использовать в бортовой РЭА КА для защиты полезных сигналов от высокочастотных помех, однако исследования в этой области до сих пор не проводились. К тому же неизвестно, какую форму будет иметь затухающий сигнал на выходе отрезка линии передачи. Учет данной специфики позволит провести оценку возможностей использования модальной фильтрации для защиты от таких воздействий, что важно для принятия решений о перспективах ее применения для защиты бортовой РЭА проектируемых КА. Объект исследования и методика оценки те же, что и в предыдущих подразделах. В качестве входного воздействия взяты сильно- и слабозатухающие синусоидальные сигналы частотой 1 ГГц, с учетом которой вычислена длина 2,38 м. Форма затухающей синусоиды взята в соответствии со стандартом MILSTD 461.

При моделировании использовалась схема, представленная на рисунке 4.49. Результаты моделирования для сильнозатухающего сигнала приведены на рисунке 4.54*а*. Как видно, в результате слияния сигналов на выходе отрезка ГПК присутствует последовательность неполностью компенсированных полупериодов, наличие которой объясняется затуханиями входного воздействия. Примечательно, что после первого полупериода сигнал инвертируется относительно исходного и размах напряжения затухающей синусоиды изменяется не в 2 раза (как при импульсном воздействии), а больше (примерно в 3 раза). Для выявления тенденции изменения формы сигналов на выходе отрезка ГПК входное воздействие взято менее затухающим. Анализ результатов (рисунок 4.54*б*) показал, что с уменьшением коэффициента затухания неполностью компенсированные полупериоды выходного сигнала становятся менее выраженными и общая картина модального слияния сигналов стремится к результату, представленному на рисунке 4.54*б*. Размах после первого полупериода уменьшился в 4 раза.

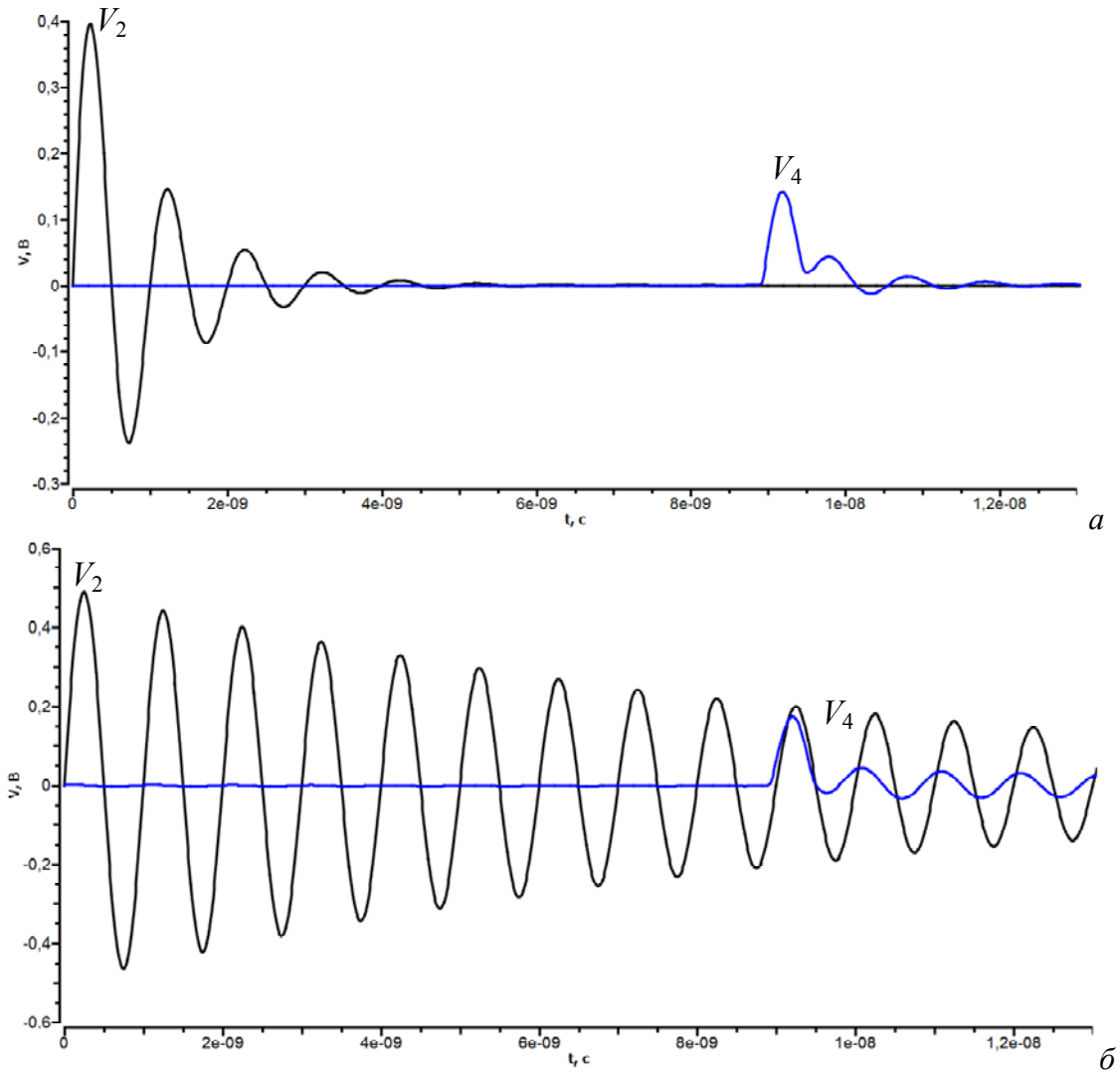


Рисунок 4.54 – Формы напряжения сильнозатухающего и слабозатухающего сигналов на входе (V_2) и выходе (V_4) отрезка ГПК

Дополнительное моделирование с кратным изменением частоты помехового сигнала показало, что его полупериоды на выходе отрезка ГПК компенсируются аналогично. Таким образом, наличие затуханий в помеховом сигнале частотой 1 ГГц при его прохождении через отрезок ГПК длиной 2,38 м не меняет общую картину модального слияния сигналов.

4.4.3 Воздействие электростатического разряда

В данном разделе рассмотрена специфика воздействия электростатического разряда на МФ, получены предварительные результаты имитационного моделирования кондуктивного воздействия с формой тока по стандарту IEC 61000-4-2 [308] на МФ в виде ГПК [309].

Схема включения отрезка ГПК показана на рисунке 4.55, где I – источник тока; $R0$ – внутреннее сопротивление источника тока; $V1$–$V5$ – узлы; $R1$–$R4$ – согласующие резисторы. При анализе отрезка, прежде всего, следует рассмотреть случай псевдосогласования на его концах, поскольку при этом отраженные волны сигналов минимальны и не усложняют понимание общей картины волновых процессов. Поэтому значения сопротивлений резисторов

*R*2, *R*3, *R*4 приняты равными значению *R* из таблицы 4.12. По той же причине ему принято равным и значение *R*0, имитирующее внутреннее сопротивление генератора ЭСР. Резистор *R*1 присутствует на схеме лишь для общности (например, для возможного учета сопротивления стыка генератора и отрезка) и его значение принято равным 1 Ом, чтобы не нарушать согласование. Форма тока генератора *I* соответствует стандартной. Значение разности (в том числе ее знак) погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод, равное 0,21 нс/м, очень важно для эффективности модальной фильтрации, однако оно невелико и для разложения заданного воздействия может потребоваться довольно большая и непрактичная длина отрезка. Но для выяснения специфики распространения воздействия ЭСР через МФ это не очень важно, поэтому моделирование выполнялось для значений длины отрезка l = 10, 20, 30, 40, 50, 60 м. Результаты моделирования приведены на рисунке 4.55. Исходная форма напряжения в начале отрезка ГПК (V_2) в момент времени t = 0 состоит из двух импульсов: короткого (около 10 нс) и длинного (около 200 нс), причем амплитуда первого примерно в 2 раза превышает амплитуду второго, а на стыке импульсов имеется характерный провал. Формы напряжения на выходе отрезков ГПК (V_4) длиной 10, 20, 30, 40, 50, 60 м последовательно сдвинуты по времени относительно исходной формы на 37 нс – время задержки в отрезке длиной 10 м. С ростом длины отрезка пиковое значение напряжения на его выходе уменьшается до 1180 В при длине 20 м (т.е. на 30 % от 1670 В в начале отрезка), а затем незначительно возрастает.

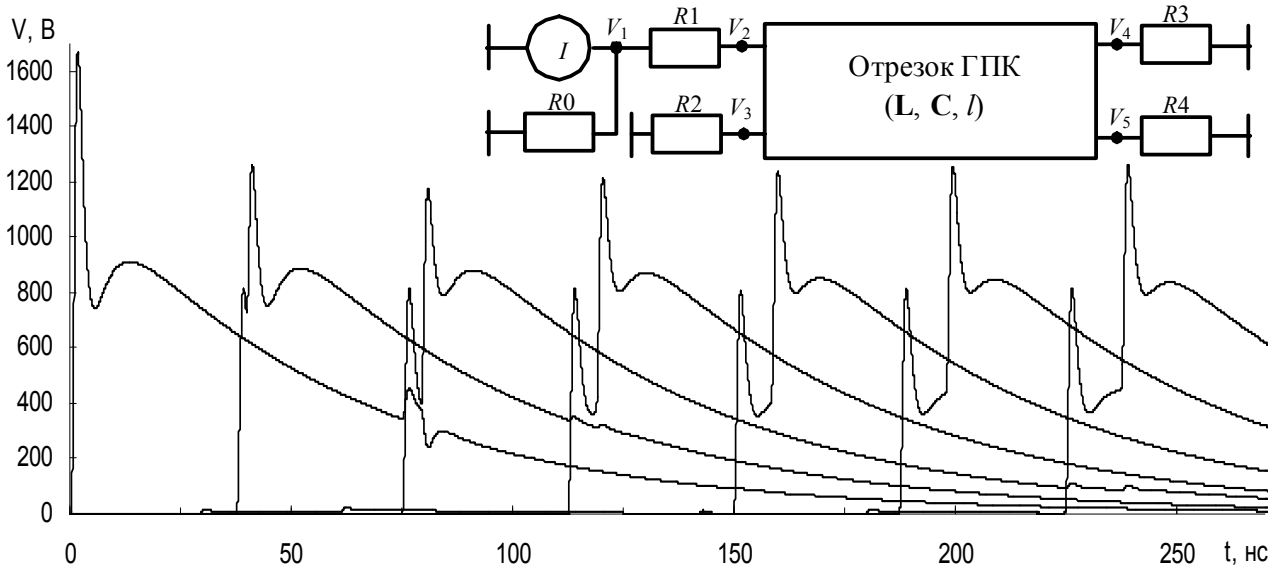


Рисунок 4.55 – Схема включения отрезка ГПК и формы напряжения на входе (*V*2) и выходе (*V*4) отрезков ГПК длиной 10, 20, 30, 40, 50, 60 м

Анализ результатов моделирования показывает следующее. Поскольку моделирование проводилось без учета потерь в проводниках и диэлектрике, а также при граничных условиях, близких к согласованию, то при равных задержках мод к выходу отрезка ГПК должен приходить сигнал почти такой же амплитуды и формы, что и на входе, так как моды приходят

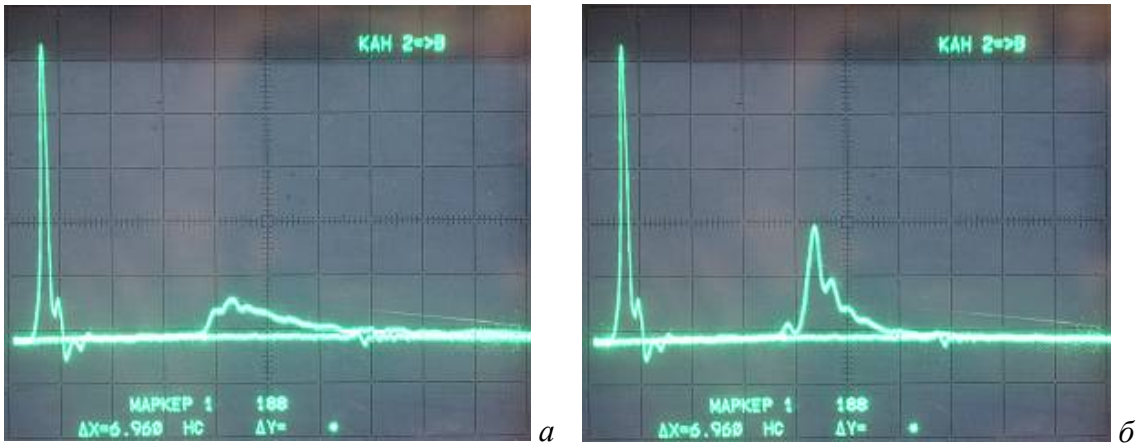
одновременно и просто складываются по амплитуде. Однако из-за различия задержек мод одна из них приходит к концу отрезка раньше другой. Короткого импульса первой моды еще явно не видно из формы сигнала для длины 10 м, но косвенно его влияние уже сказывается в уменьшении пикового напряжения до 1260 В. Он становится все более выраженным в начале последующих форм сигнала, причем его пиковое напряжение 800 В не меняется и составляет половину входного. Между тем пиковое напряжение общего сигнала уменьшается лишь до 1400 В, поскольку короткий импульс поздней моды начинает накладываться на длинный импульс ранней (и именно в этом сказывается специфика формы ЭСР). Это напряжение минимально, когда разность задержек мод становится примерно равной промежутку времени между первым максимумом и минимумом исходного сигнала. Последующее увеличение разности задержек мод увеличивает пиковое напряжение общего сигнала. Оно достигает максимального значения, когда разность задержек мод становится примерно равной промежутку времени между первым максимумом (короткого импульса) и вторым максимумом (длинного импульса) исходного сигнала. Это происходит при длине отрезка 60 м, дальнейшее увеличение которой будет последовательно, но очень медленно, из-за пологого спада длинного импульса, уменьшать пиковое напряжение общего сигнала до 800 В.

Таким образом, специфика формы импульса ЭСР, с характерным провалом по амплитуде, показывает существование оптимального значения длины МФ и нецелесообразность большего ее увеличения. При этом значении получается минимальная амплитуда выходного сигнала, которая на 30 % меньше амплитуды исходного сигнала. Такое ослабление происходит потому, что МФ ослабляет примерно в 2 раза лишь короткий импульс воздействия ЭСР и почти не ослабляет длинный импульс.

Между тем, специфика данного ослабления может иметь высокую значимость для стойкости бортовой РЭА к воздействию ЭСР. Это предположение основано на следующих фактах. Одной из главных причин отказа всей системы является выход из строя полупроводникового прибора. Модель Вунша – Белла дает адекватную оценку энергии, достаточной для теплового повреждения полупроводникового прибора, в зависимости от длительности микроволнового импульса (>100 нс). Однако при уменьшении длительности импульса от 100 до 5 нс происходит значительное снижение (примерно в 10 раз) энергии, достаточной для повреждения, показывающее, что именно электрическое поле, а не тепло, является главной причиной повреждения. Трудно однозначно утверждать, что эти количественные оценки применимы к воздействию ЭСР. Однако они дают основания предполагать, что уменьшение амплитуды короткого импульса в ЭСР гораздо более значимо, чем уменьшение амплитуды длинного импульса. А именно это и обеспечивает модальная фильтрация воздействия ЭСР.

4.4.4 Экспериментальные исследования

Схема включения и геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры представлены на рисунках 4.49, 4.50. Отличием от компьютерного моделирования является отсутствие согласующих резисторов. Поперечные сечения симметричной и несимметричной структур представлены на рисунке 4.48. Исследовался отрезок ГПК длиной 2 м. В качестве входного воздействия выбран такой же импульс, как и представленный на рисунке 4.42*а*. Из откликов симметричной и несимметричной структур отрезка ГПК видно, что только в симметричной структуре эффект модального разложения имеет место (рисунок 4.56).



а *б*

Рисунок 4.56 – Входное воздействие и временные отклики отрезка ГПК для симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) структур

Амплитуда выходного сигнала для симметричной структуры составляет 74 мВ, а для несимметричной – 225 мВ, т.е. различается в 3 раза. Входное воздействие при распространении по такому отрезку ГПК задерживается на 7 нс.

4.5 Расположение модального фильтра в блоке бортовой аппаратуры космического аппарата

Для практической реализации модальной фильтрации выполнен детальный анализ вариантов МФ в составе корпуса прибора с УЭМ бортовой РЭА КА.

1. МФ в виде отдельного модуля, располагаемого в требуемых местах блока. В случае использования многокаскадных МФ, способных существенно ослабить нежелательные сигналы, или в случае отсутствия свободного места на других УЭМ можно разместить МФ на отдельном УЭМ в требуемом месте блока, например между модулем управления обогревателем на участке выведения (МУО УВ) КА и модулем питания (МП) в интерфейсном блоке бортового комплекса управления, как показано на рисунке 4.57.

Достоинства. Такое расположение позволит завести первичные шины питания БИ БКУ и МУО УВ через «боевые» соединители встроенного УЭМ, отфильтровать их и вывести через межблочные соединители на соответствующие модули; вариант хорош для снижения

кондуктивных помех по цепям питания, не исключая и критичные сигнальные цепи. Наличие большой площади позволит разместить на УЭМ любые МФ с минимальными затратами времени на разработку за счет отсутствия существенных ограничений. Возможность использования не металлического, а диэлектрического основания обеспечит наилучшие характеристики МФ. При УЭМ на металлическом основании для модальной фильтрации возможно использование его двух сторон. Применение дополнительного УЭМ с МФ открывает возможность использовать БКС без экранирующей оплетки и снизить массу БКС до 20 %. Такой вариант улучшает помехоустойчивость отдельных частей прибора, не меняя структуру остальных УЭМ, т.е. можно использовать прежние решения УЭМ, но при этом иметь повышенную защищенность от кондуктивных воздействий.

Недостатки. Нерациональное увеличение массы бортовой РЭА, поскольку вес МФ гораздо меньше веса «рамки». Использование отдельных УЭМ без УЭМ с МФ оставляет их помехозащищенность на прежнем уровне. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ необходимо проработать возможность выреза металла под МФ.

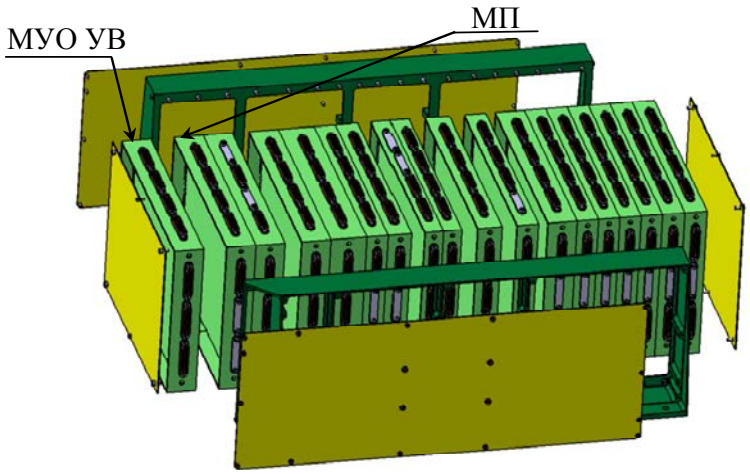


Рисунок 4.57 – Конструкция интерфейсного блока бортового комплекса управления

2. МФ, занимающий часть модуля. При проектировании бортовой РЭА КА оставляют резерв свободной площади, сосредоточив его по возможности в одном месте. В некоторых случаях, например в релейном МУО УВ, резерв свободной площади на УЭМ составляет до 30 % от площади каждой из сторон. Эту площадь можно использовать для расположения МФ или для освобождения места для него путем переноса других компонентов на данную площадь.

Достоинства. Размещение МФ, интегрированных в УЭМ, делает такие УЭМ помехозащищенными, их можно «автономно» использовать без УЭМ, состоящего только из МФ. Вырез металлического основания под МФ может привести к уменьшению массы УЭМ. Размещение МФ в части УЭМ использует свободную площадь ПП.

Недостатки. При расположении МФ на свободном от печатных проводников и ЭРИ месте УЭМ можно улучшить помехоустойчивость только тех сигналов, которые проходят

непосредственно через этот УЭМ. Для оценки практической реализации МФ на свободной от ЭРИ и печатных проводников части УЭМ необходимо провести полный анализ бортовой РЭА КА на наличие резерва свободного места. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ нужно выявить возможность выреза металла под МФ.

3. МФ, занимающий сторону модуля. При проектировании бортовой РЭА КА ЭРИ располагаются по обеим сторонам УЭМ. Это часто обусловлено наличием основного и резервного комплектов в каждом УЭМ, что исключает возможность расположения МФ полностью на одной из его сторон. Однако в некоторых случаях одна сторона УЭМ может оказаться свободной и использоваться под МФ.

4. МФ, занимающий слой трассировки модуля. Из-за высокой плотности ЭРИ, а следовательно, сложной трассировки печатных проводников при проектировании бортовой РЭА КА используются МПП, расположенные на УЭМ. Представляется возможным использование одного из этих слоев под МФ.

Достоинства. Использование отдельного слоя трассировки под МФ позволит устанавливать МФ в УЭМ любой сложности. Унификация УЭМ любой сложности. Данный вариант может подойти для фильтрации импульсных помех в критичных сигнальных цепях.

Недостатки. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ необходимо выявить возможность выреза металла под МФ и влияние этого выреза на другие печатные проводники и некоторые ЭРИ. Использование дополнительного слоя под МФ усложнит трассировку УЭМ.

5. МФ, занимающий участок на слое модуля. В зависимости от сложности трассировки на сторонах УЭМ можно выделить свободные от печатных проводников участки слоев, что позволит расположить на них МФ.

Достоинства. «Автономность» УЭМ с интегрированными МФ.

Недостатки. Для оценки практической реализации МФ на свободном от печатных проводников участке слоя УЭМ необходимо провести полный анализ бортовой РЭА КА на наличие резерва свободного места на слоях УЭМ. Для исключения влияния основания УЭМ на МФ нужно определить возможность выреза металла под МФ.

6. МФ в неиспользуемом пространстве корпуса блока. При изготовлении бортовой РЭА КА соединенные между собой УЭМ со всех сторон закрываются металлическими крышками, образуя корпус блока. Внутренние поверхности таких крышек могут являться механическим основанием для расположения МФ не только внутри корпуса блока, но и с торцевых сторон, где находятся крайние УЭМ. К неиспользуемому пространству внутри корпуса блока также относится пространство между соседними УЭМ.

7. МФ на внутренней стороне торцевых крышек блока. Внутренняя сторона крышки блока имеет свободную поверхность, которую можно использовать как основание для крепления МФ.

Достоинства. Благодаря большой площади внутренней стороны крышки на ней можно расположить любой МФ. Критичные цепи с разъемов удобно разводить через МФ, находящийся на внутренней стороне крышки, из-за близкого расположения крышки и разъемов УЭМ.

Недостатки. Для минимизации или полного исключения влияния металлической крышки на МФ необходимо проработать возможность разделения МФ и пластины. Для простой и надежной распайки критичных цепей следует оценить возможность использования ГПК. Увеличение помехоустойчивости только одной стороны УЭМ, поскольку, как правило, контакты 1–20 первого ряда соединителя СНП339 приходят только на сторону А, а контакты 21–42 второго ряда — только на сторону Б. Это можно преодолеть, но за счет усложнения конструкции и трассировки в области соединителя.

8. МФ в свободном пространстве между УЭМ. Между соседними УЭМ можно поместить металлическую пластину, которая будет основанием для установки двух плат МФ (с обеих сторон пластины). Другим вариантом является использование диэлектрического основания вместо металлического, т.е. использование одной платы МФ.

Достоинства. Пластина является основанием МФ для двух соседних УЭМ. Благодаря большой площади пластины, на ней можно расположить любой МФ. Край пластины находится в непосредственной близости от разъемов.

Недостатки. Необходимость более глубокого исследования влияния разделения соседних УЭМ металлической пластиной. Остается неисследованной возможность разложения СКИ в МФ из стеклотекстолита, наклеенного на металлическую основу. Возможность частичного выреза основания пластины для размещения МФ также остается неисследованной. Увеличение массы бортовой РЭА КА.

9. МФ на стенке (перпендикулярной платам) металлической рамки. Неиспользованным местом внутри УЭМ является стенка металлической рамки, расположенная перпендикулярно основанию УЭМ. Необходимо проработать возможность расположения МФ по периметру такой стенки с учетом неровности ее поверхности, а также влияния корпуса на МФ.

Достоинства. Близость к разъемам. Удаленность от диэлектриков: высокая разность задержек мод.

Недостатки. Небольшая площадь для размещения МФ. Отсутствие возможности выреза основания под МФ.

10. МФ в конструкции соединителя. При таком расположении МФ следует учесть небольшие размеры конструкции соединителя. Для практической реализации расположения МФ

в конструкции соединителя необходимо провести анализ структуры кроссплаты, находящейся внутри соединителя. Можно предположить, что в данном случае МФ будет обладать небольшой разностью задержек мод в линии из-за небольшой длины линии передачи. Однако это не исключает возможность его использования для разложения более коротких импульсов.

Достоинства. Простота изготовления. Практически нет увеличения массы бортовой РЭА. Возможность защиты любых цепей. Удобство использования существующей кроссплаты для монтажа резисторов МФ. Возможность реализации МФ из последовательного соединения нескольких структур: ГПК, трасс на кроссплате, контактов соединителя, трасс на плате УЭМ. Возможность использования корпуса соединителя.

Недостаток. Небольшая разность задержек мод из-за малой длины кроссплаты.

11. МФ на основе ГПК. Наиболее практичным представляется МФ на основе ГПК, соединяющего различные УЭМ.

Достоинства. Улучшение помехоустойчивости всего блока. Незадействованные печатные проводники, которые можно использовать в качестве пассивных или общих проводников МФ. Отсутствие дополнительных компонентов, массы.

Недостатки. Длина МФ ограничена длиной ГПК. Усложнение структуры ГПК и уменьшение его гибкости (в случае добавления новых проводников).

4.6 Основные результаты главы

Предложено изготавливать ПП с интегрированной модальной защитой, основанной на использовании существующих структур ПП, но с таким расположением проводников, которое обеспечит создание модальной защиты, повышающей помехоустойчивость внутри печатного узла бортовой РЭА. Представлены результаты одиночного и комплексного использования МФ и их совместного использования с традиционными методами защиты. Представлены результаты создания экспериментальных макетов МФ различных видов. Подтверждена их работоспособность на основе использования имитационного моделирования и экспериментальных исследований. Показана возможность и значимость использования модальной фильтрации для ослабления воздействия в форме ЭСР и возможность практически полного подавления затухающей синусоиды определенной частоты путем выбора соответствующей этой частоте длины МФ в бортовой РЭА КА. Выполнен детальный анализ вариантов МФ в составе корпуса прибора с УЭМ бортовой РЭА КА. *Таким образом, выполнено комплексное обоснование возможности совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на основе модальной технологии помехозащиты.*

5. ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

В данной главе кратко описаны технические решения по обеспечению ЭМС РЭА. Результаты патентования способов и устройств, полученных в работе: 3 полезных модели, 7 изобретений, 28 заявок на изобретение.

5.1 Модальный фильтр

Запатентовано [234] устройство защиты от импульсных сигналов, в котором не используются радиоэлектронные компоненты, а применяются особые структуры кабельных соединений, способствующие разложению опасных сверхкоротких импульсов высокого напряжения. Аналоги поглощают или отражают опасный импульс, а принцип защиты МФ основан на способности опасного СКИ распадаться на импульсы меньшей амплитуды. МФ обладает многоразовым пользованием, использует дешевый материал. Так как в нем нет полупроводниковых радиоэлектронных компонентов, стоек к воздействию радиации. Достоинством МФ является то, что он защищает от сильных электромагнитных полей различного происхождения. Устройство защиты от импульсных сигналов состоит из трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении. Параметры устройства выбраны так, что разность погонных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше длительности импульсного сигнала. В результате этого исходный импульсный сигнал делится на два импульса меньшей амплитуды.

5.2 Устройство воздействия на аппаратуру

Запатентовано устройство воздействия на аппаратуру [275] направленное на расширение арсенала технических средств для выявления истинных причин отсутствия срабатывания защитных приборов в разнообразных конкретных приложениях, а также для нарушения работы конкретной аппаратуры, например, террористов спецслужбами (по материалам патента на полезную модель). Рассмотрим принцип модального воздействия: исследования распространения импульса в двух последовательно соединенных отрезках двухпроводной (третий провод опорный) линии показывают, что на стыке отрезков импульс может разлагаться на два импульса и восстанавливаться в конце структуры в один импульс. Если на стыке отрезков включен между сигнальным и общим проводником защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определенного напряжения на нем, то почти в 2 раза большее напряжение в начале структуры может оказаться на нагрузке в конце структуры, а защитный прибор не сработает. Таким образом, есть основание полагать, что указанное явление разложения и восстановления импульса может иметь место в реальных структурах и быть одной из причин отсутствия срабатывания защитных приборов. Кроме того, если кто-либо знает параметры

отрезка 2 и контролирует параметры отрезка 1, то он может организовать кондуктивное намеренное силовое воздействие методами электромагнитного терроризма, таким способом обойдя защиту критичной аппаратуры. Практическая реализация модального воздействия представляется возможной с помощью предлагаемого устройства воздействия на аппаратуру.

5.3 Устройство модального зондирования

Запатентовано устройство модального зондирования [310], позволяющее производить обнаружение, идентификацию, диагностику проводных структур, в т.ч. без прямого физического доступа к ним. Устройство модального зондирования, содержащее блок управления, предназначенный для координации работ всех узлов, входящих в состав устройства, генератор импульсов, предназначенный для генерации зондирующих сигналов, приемный блок, предназначенный для приема сигналов с входа/выхода подключаемой линии, блок обработки, предназначенный для обработки сигналов, принятых с входа/выхода подключаемой линии, подключаемую линию между генератором импульсов и приёмным блоком отличается тем, что в результирующей структуре, образованной подключаемой линией и внешними проводниками в неоднородном диэлектрическом заполнении, зондирующий сигнал возбуждает моды, распространяющиеся в результирующей структуре с неравными задержками, причем разность этих задержек больше длительности зондирующего сигнала.

5.4 Устройство защиты от импульсных сигналов

Запатентовано устройство защиты от импульсных сигналов [240], обеспечивающее защиту от импульсов длительностью, меньшей, чем разность не погонных, а полных задержек четной и нечетной мод. Таким образом, длительность импульсов, от которых защищает устройство, имеет гораздо более широкий диапазон за счет длины проводников (поскольку полная задержка равна погонной задержке, умноженной на длину).

Устройство защиты от импульсных сигналов состоит из трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении. Первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом - с защищаемой цепью. Два резистора электрически соединены со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства. Форма и расположение проводников и диэлектриков в поперечном сечении устройства, относительная диэлектрическая проницаемость диэлектриков и длина проводников устройства так, что разность полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше его длительности. В итоге, импульсный сигнал в конце устройства разлагается на два импульса с меньшей амплитудой.

Техническим результатом является обеспечение защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи, подключаемых к защищаемым цепям. Технический

результат достигается, прежде всего, за счет неоднородного диэлектрического заполнения, в котором размещены три проводника устройства: геометрические параметры проводников и диэлектриков, а также относительная диэлектрическая проницаемость диэлектриков выбираются таким образом, что определяемые этими параметрами погонные задержки распространения четной и нечетной мод поперечной электромагнитной волны не равны друг другу. (В однородном диэлектрическом заполнении, т.е. из одного диэлектрика, задержки мод равны друг другу. Кроме того, они могут быть равными и при неоднородном диэлектрическом заполнении, т.е. при наличии более одного диэлектрика, но только при определенном выборе параметров. Указанное неравенство может быть обеспечено в некоторых структурах с существенными потерями в проводниках и диэлектриках за счет различия потерь для каждой моды. Но в заявляемом устройстве такое неравенство обеспечивается именно за счет неоднородности диэлектрического заполнения при соответствующем выборе параметров, т.е. неравенство имеет место даже в случае пренебрежимо малых потерь.) Тогда разность погонных задержек четной и нечетной мод не равна нулю, и выбором длины устройства достигается значение полной разности задержек четной и нечетной мод, большее, чем длительность воздействующего импульса. Наконец, выбором пары проводников устройства, по которым подается сигнал, получается разложение импульсного сигнала в конце устройства на два импульса с меньшей амплитудой. (Разложение будет при определенном выборе пары проводников воздействия и может не быть при другом выборе. Например, для случая расположения проводников в линию, разложение будет при расположении проводников «активный-опорный-пассивный» и не будет при расположении «активный-пассивный-опорный». Кроме того, разложение может быть неполным, например, из-за «размывания» импульса вследствие дисперсии, т.е. два импульса могут частично перекрываться, но результирующее напряжение будет меньше, чем при отсутствии разложения.) Резисторы устройства обеспечивают поглощение части энергии импульсного сигнала. (Выбор сопротивления резисторов принципиального значения не имеет, поскольку явление разложения будет при любом выборе. Если сопротивления резисторов выбраны из условия псевдосогласования, то энергия, поглощаемая в резисторах, будет большая, а отражения от них будут минимальными, что приведет к меньшим амплитудам импульсов разложения.)

5.5 Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов

Запатентовано устройство [311] разложения и восстановления импульсов, обеспечивающее разложение и восстановление импульсов длительностью, меньшей, чем разность не погонных, а полных задержек четной и нечетной мод. Таким образом, длительность

импульсов, которые устройство разлагает и восстанавливает, имеет гораздо более широкий диапазон, т.к. она определяется длиной параллельных проводников (поскольку полная задержка равна погонной задержке, умноженной на длину). Устройство для нарушения работы аппаратуры, включает три параллельных проводника в диэлектрическом заполнении, ограничитель напряжения между двумя из них, источник импульса и три параллельных проводника в диэлектрическом заполнении. Два проводника на одном конце электрически соединены с источником импульса, а на другом – с двумя проводниками аппаратуры. Третий проводник устройства электрически соединен с третьим проводником аппаратуры. В устройство со стороны источника импульса введен резистор, электрически соединенный со вторым и третьим проводниками устройства. Форма и расположение проводников и диэлектриков в поперечном сечении устройства, относительная диэлектрическая проницаемость диэлектриков и длина проводников устройства выбраны так, что разность полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсом в проводниках устройства, больше, чем общая длительность импульса, и равна взятой с обратным знаком разности полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых в проводниках аппаратуры. В результате импульс источника разлагается в конце устройства на два импульса меньшей амплитуды, чем напряжение срабатывания ограничителя, а в конце проводников аппаратуры восстанавливается в импульс большей амплитуды, чем амплитуда импульсов в конце устройства.

5.6 Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи

Запатентовано устройство [312], позволяющее производить обнаружение, идентификацию и диагностику многопроводных структур, в т.ч. без прямого физического доступа к ним. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи содержит блок управления, предназначенный для координации работ всех узлов, входящих в состав устройства, генератор импульсов, предназначенный для генерации зондирующих сигналов, приемный блок, предназначенный для приема сигналов с входа/выхода подключаемой линии, блок обработки, предназначенный для обработки сигналов, принятых с входа/выхода подключаемой линии, подключаемую линию между генератором импульсов и приемным блоком, при этом в результирующей структуре, образованной подключаемой линией и внешними проводниками в неоднородном диэлектрическом заполнении, зондирующий сигнал возбуждает моды, распространяющиеся в результирующей структуре с неравными задержками, причем минимальная разность этих задержек больше длительности зондирующего сигнала.

5.7 Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи

Запатентовано устройство [313], позволяющее производить обнаружение импульсов в многопроводных линиях передачи, длительность которых меньше минимальной разности мод результирующей структуры. Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи, содержащее (рисунок 5.1) блок управления 1, предназначенный для координации работ узлов, входящих в состав устройства, генератор импульсов 2, соединенный с подключаемой линией, приемный блок 3, блок обработки 4, предназначенный для обработки сигналов, подключаемую линию 5, внешние проводники 6, образующие с подключаемой линией такую результирующую структуру в неоднородном диэлектрическом заполнении, что возбуждаемые импульсами моды распространяются в структуре с неравными задержками, причем минимальная разность этих задержек больше длительности импульса, отличается тем, что генератор импульсов не имеет связи с блоком управления, приемный блок принимает сигналы с конца, по крайней мере, одного из внешних проводников. Таким образом, если проводники подключаемой линии имеют различные электрические и магнитные связи с внешними проводниками (что приводит к различию задержек мод), то информацию об импульсных сигналах, распространяющихся в подключаемой линии, можно получить по форме сигнала во внешних проводниках.

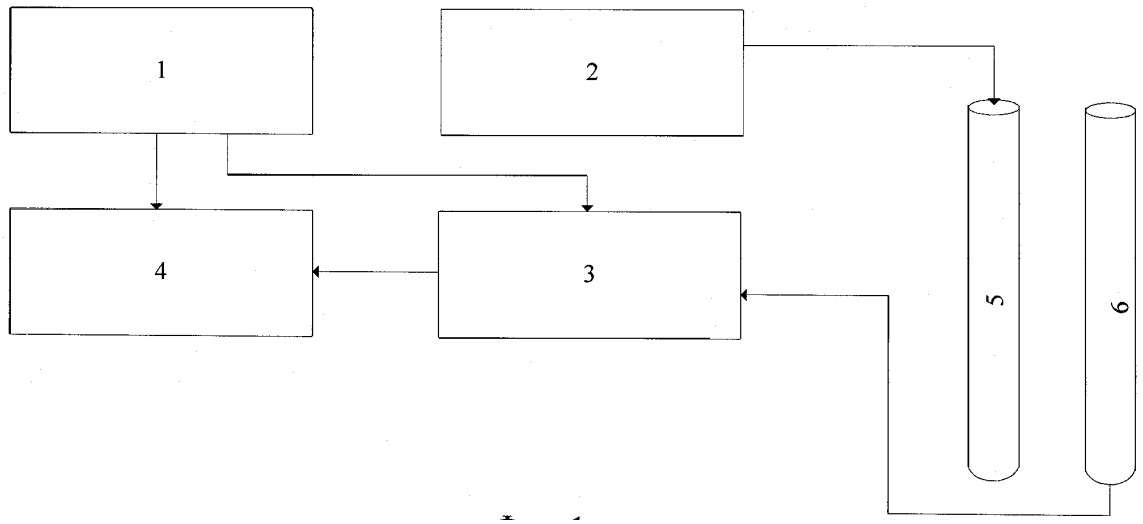


Рисунок 5.1 – Структурная схема предлагаемого устройства

5.8 Микрополосковая линия со стабильной задержкой

Запатентована микрополосковая линия [314], которая обеспечивает требуемое значение волнового сопротивления при стабильной, за счет изменения зазоров, погонной задержке и неизменных значениях ширины и толщины сигнального проводника, толщины и ε_r подложки. Линия содержит сигнальный и опорный проводники и диэлектрическую подложку и отличается от обычной микрополосковой линии наличием сплошных проводящих областей, находящихся

на одном уровне с сигнальным проводником и ниже его. Технический результат достигается подбором значений зазоров в сплошных проводящих областях таким образом, чтобы получить заданное уменьшение значения волнового сопротивления при неизмененной погонной задержке за счет одновременного уменьшения зазоров на верхнем и нижнем слоях. Неизменность погонной задержки обеспечивается тем, что ее значение уменьшается с уменьшением зазоров, находящихся на одном уровне с сигнальным проводником, и увеличивается с уменьшением зазоров, находящихся на уровнях ниже сигнального проводника.

На рисунке 5.2*а* приведено поперечное сечение микрополосковой линии для случая, когда линия состоит из двух слоев. Первый слой толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью диэлектрика ε_r содержит только сплошные проводящие области толщиной t и зазором между проводящими областями s_2. Верхний слой толщиной h_2 с относительной диэлектрической проницаемостью диэлектрика ε_{r2} содержит сплошные проводящие области толщиной t и линию шириной w и зазором s_1.

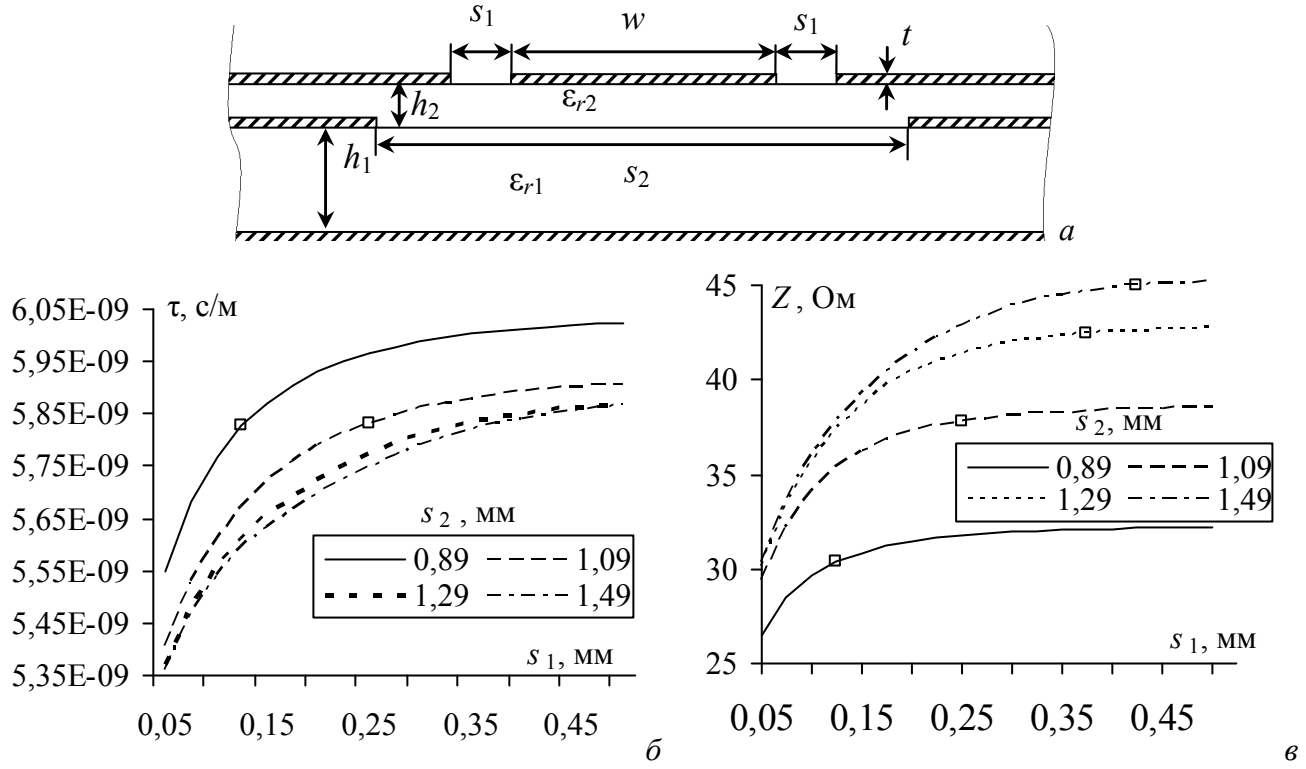


Рисунок 5.2 – Поперечное сечение микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками (*а*); ее задержка (*б*); волновое сопротивление (*в*)

Погонная задержка τ линии передачи зависит от распределения поля в диэлектриках. Если значение ε_r слоев больше, чем среды, в которой находится линия, то значение τ уменьшается с уменьшением s_1 из-за того, что поле сосредоточено больше во внешней среде, чем в слоях. Уменьшение s_2 ведет к увеличению значения τ из-за того, что поле сосредоточено больше в диэлектриках структуры, чем в среде. Таким образом, возможно получение стабильного значения τ за счет компенсации его изменения одним зазором изменением другого зазора.

На рисунке 5.2*б* приведены графики зависимости τ от s_1 при s_2=0,89; 1,09; 1,29; 1,49 мм, из которых видно, что существуют сочетания значений s_1 и s_2, при которых τ одинакова (значения около 5,8 нс отмечены маркерами). На рисунке 5.2*в* приведены аналогичные графики для волнового сопротивления Z линии, откуда видно, что при сочетаниях, которые удовлетворяют условию неизменности τ, значение Z уменьшается.

5.9 Линия задержки, неискажающая импульс

Запатентована линия задержки [229], которая обеспечивает прохождения импульсного сигнала без искажений его формы.

Линия задержки состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, и диэлектрической среды. Параметры линии подобраны так, что погонные задержки чётной и нечётной мод линии равны, а произведение их суммы на длину линии не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса.

При этом форма импульсного сигнала не искажается. Перед импульсом сигнала появляется импульс в виде трапеции положительной полярности, а после – отрицательной. Появившиеся импульсы – это наводка на ближнем конце пассивной линии, амплитуда которой пропорциональна четверти суммы ёмкостной и индуктивной связей. Но эта наводка не искажает сам импульс.

Реализуемость меандровой линии на практике показана на двух примерах: когда проводник меандра сверху покрыт одним диэлектрическим слоем (рисунке 5.3*а*) и двумя диэлектрическими слоями (рисунке 5.3*б*). Параметры и длина меандровой линии передачи выбраны таким образом, чтобы выполнялись условия

$$\tau_e = \tau_o, \tag{5.1}$$

$$(\tau_e + \tau_o)\, l \geq t_r + t_d + t_f, \tag{5.2}$$

где τ_e и τ_o – погонные задержки четной и нечетной мод, а t_r, t_d и t_f – длительности фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала соответственно.

Параметры линии задержки на рисунке 5.3*а*: ширина и толщина проводников соответственно 120 мкм и 30 мкм, расстояние между проводниками 120 мкм, расстояние от края структуры до проводника 360 мкм, толщина диэлектрической подложки 100 мкм, толщина покрывающего диэлектрического слоя 50 мкм; относительная диэлектрическая проницаемость: подложки – 4,49; покрывающего слоя – 4,9.

Матрицы погонных ёмкостей, индуктивностей и значения τ_e, τ_o соответственно для рисунка 5.3*а*:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix}112{,}38 & -23{,}20\\ -23{,}20 & 112{,}38\end{bmatrix}$$ пФ/м, $$\mathbf{L}=\begin{bmatrix}339{,}52 & 69{,}93\\ 69{,}93 & 339{,}52\end{bmatrix}$$ нГн/м, τ_e=6,043 нс/м, τ_o=6,046 нс/м.

Таким образом, условие (5.1) выполняется с хорошей точностью. При длине линии l=25,5 мм, произведение суммы погонных задержек четной и нечетной мод сигнала на длину линии составляет 302,2 пс. Сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала составляет 300 пс. Таким образом, выполняется условие (5.2).

Параметры линии задержки на рисунок 5.3*б*: ширина и толщина проводников соответственно 300 мкм и 30 мкм, расстояние между проводниками 300 мкм, расстояние от края структуры до проводника 900 мкм, толщина диэлектрической подложки 400 мкм, толщина первого покрывающего диэлектрического слоя 100 мкм, толщина второго покрывающего диэлектрического слоя 50 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость: подложки – 4,49; первого покрывающего слоя – 4,9; второго – 7.

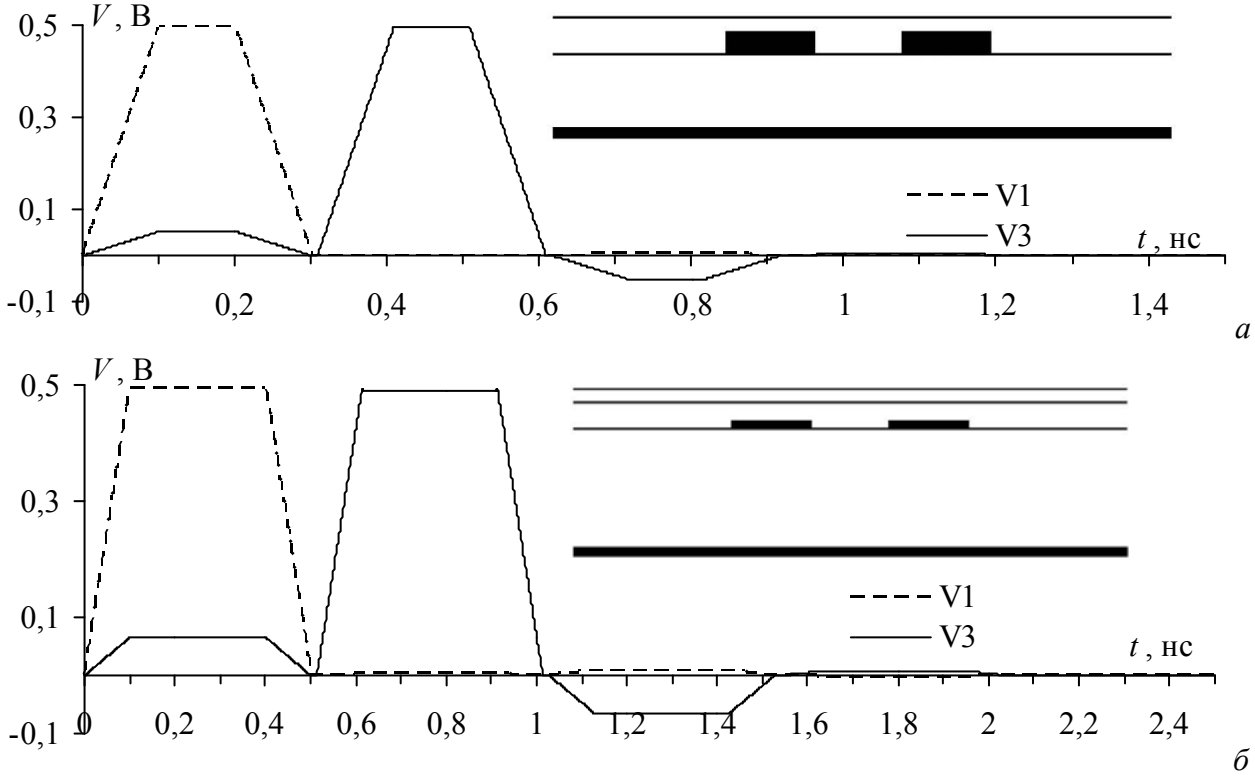


Рисунок 5.3 – Формы сигнала в начале (– – –) и конце (——) линии задержки с одним (*а*) и двумя (б) покрывающими диэлектрическими слоями

Матрицы погонных ёмкостей, индуктивностей и значения τ_e, τ_o для рисунка 5.3*б*:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix}87{,}87 & -22{,}67\\ -22{,}67 & 87{,}87\end{bmatrix}$$ пФ/м, $$\mathbf{L}=\begin{bmatrix}444{,}89 & 114{,}81\\ 114{,}81 & 444{,}89\end{bmatrix}$$ нГн/м, τ_e=6,041 нс/м, τ_o=6,040 нс/м.

Как видно, и для конфигурации рисунка 5.3*б* условие (5.1) выполняется с хорошей точностью. Длина линии составляет 42,5 мкм, а произведение $(\tau_e+\tau_o)\cdot l$ составляет 513,5 нс. Так

как сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала – 500 нс, то выполняется условие (5.2).

5.10 Меандровая линия с дополнительной задержкой

Запатентована меандровая линия [315], которая обеспечивает передачу импульсного сигнала в меандровых линиях ПП с дополнительной задержкой и минимальными искажениями формы импульса.

Меандровая линия с дополнительной задержкой состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, и диэлектрической среды. Произведение суммы значений погонных задержек четной и нечетной мод на длину линии больше или равно сумме длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. Значение погонной задержки нечетной моды линии больше разности значения погонной задержки четной моды и значения разности между значением погонной задержки четной или нечетной моды, в случае их равенства, и значением погонной задержки одиночной линии.

Технический результат, прежде всего, достигается за счёт выбора длины линии таким образом, чтобы значение задержки в меандровой линии было больше или равно сумме длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. При этом условии форма импульса не искажается, хотя перед ним появляется импульс в виде трапеции положительной полярности, а после него – отрицательной. Появившиеся импульсы – это наводка на ближнем конце пассивной линии, амплитуда которой пропорциональна четверти суммы ёмкостной и индуктивной связей. Но эта наводка не искажает форму импульса. Также для достижения технического результата необходимо, чтобы значение погонной задержки нечетной моды линии было больше разности значения погонной задержки четной моды и значения разности между значением погонной задержки четной или нечетной моды, в случае их равенства, и значением погонной задержки одиночной линии. При этом условии на фронт импульса накладывается наводка отрицательной полярности, которая в терминологии связанных линий является дальней перекрестной наводкой, а её амплитуда пропорциональна четверти разности ёмкостной и индуктивной связей между сигнальными проводниками. За счёт суммирования импульса сигнала положительной полярности и наводки отрицательной полярности в конце меандровой линии наблюдается дополнительная задержка. При этом искажаются фронт и спад импульсного сигнала, но эти искажения незначительны.

5.11 Устройство защиты от импульсных сигналов на основе печатных трасс с лицевой связью

Заявлено [316] устройство защиты от импульсных сигналов на основе печатных трасс с лицевой связью, которое обеспечивает уменьшенную амплитуду разложенных импульсов, а также увеличенную максимальную длительность разлагаемого импульса. Оно состоит из трех параллельных проводников, расположенных на диэлектрической подложке и имеющих прямоугольную форму и одинаковые размеры в поперечном сечении устройства. Первый и второй проводники расположены на одной стороне диэлектрической подложки, а третий расположен симметрично первому относительно подложки на ее обратной стороне. Длина проводников выбрана так, что разность полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше его длительности. Первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом – с защищаемой цепью. Два резистора электрически соединены со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства. Техническим результатом является увеличение коэффициента затухания по напряжению разлагаемых импульсов и увеличение их максимальной длительности для обеспечения более совершенной защиты защищаемой цепи от коротких импульсов с опасно высоким напряжением. Он достигается за счёт расположения проводников, обеспечивающего увеличение электромагнитной связи между первым и третьим проводниками. Принцип работы устройства представлен на примере полосковой структуры, поперечное сечение которой представлено на рисунке 4.38. Для сравнения представлено поперечное сечение прототипа устройства на рисунке 3.26*б*. Схема устройств и их соединений одинакова и представлена на рисунке 3.26*в* (значение сопротивлений резисторов $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ равно среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод). Параметры поперечного сечения (рисунок 4.38, 3.26*б*) структур: w=15 мм, d=15 мм, s=15 мм, t=105 мкм, h=0,5 мм, ε_r=4. Формы сигнала, вычисленные при воздействии импульсного сигнала с длительностями фронтов и плоской вершины по 0,1 нс и амплитудой э.д.с. 2 кВ, представлены соответственно на рисунке 5.4*а*, *б*.

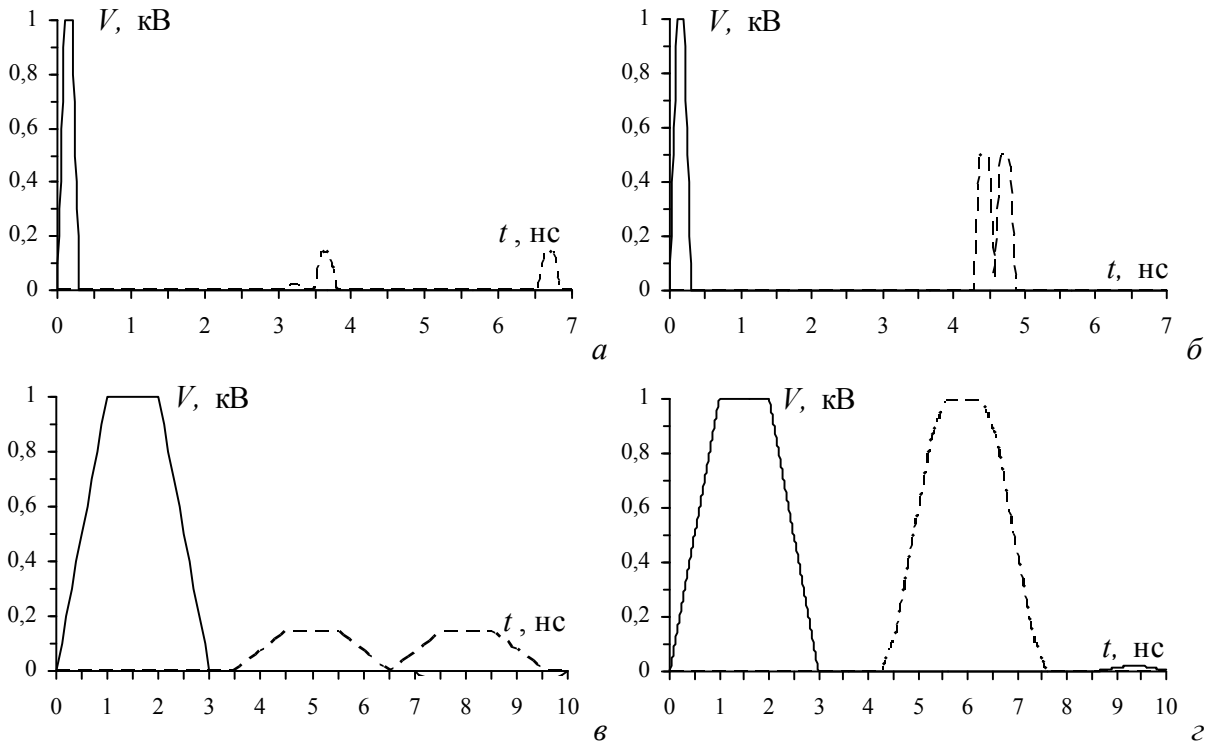


Рисунок 5.4 – Формы напряжения на ближнем (——) и дальнем (– –) концах активного проводника: *а*) заявляемое устройство, импульс 0,3 нс; *б*) прототип, импульс 0,3 нс; *в*) заявляемое устройство, импульс 3 нс; *г*) прототип, импульс 3 нс.

В начале активного проводника линии амплитуда напряжения равна половине э.д.с. (1 кВ). Для рисунка 4.38 амплитуда напряжения на дальнем конце активного проводника равна 150 В (коэффициент затухания – 7, рисунок 5.4*а*), а для рисунка 3.26*б* – 500 В (коэффициент затухания – 2, рисунок 5.4*б*). Формы сигнала при воздействии импульсного сигнала с длительностями фронтов и плоской вершины по 1 нс и амплитудой 2 кВ, представлены на рисунке 5.4*в, г.* Для рисунка 4.38 амплитуда напряжения на дальнем конце активного проводника равна 150 В (коэффициент затухания – 7, рисунок 5.4*в*), а для рисунка 3.26*б* – 1000 В (затухания нет, рисунок 5.4*г*). В результате коэффициент затухания по напряжению увеличился в 3,5 раза, а максимальная длительность разлагаемых импульсов увеличилась в 10 раз.

5.12 Устройства защиты от сверхкоротких импульсов на основе линий задержки

В данном разделе описаны 5 заявок на устройства защиты от сверхкоротких импульсов на основе линий задержки.

Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена [317] линия задержки, способная защищать от СКИ. Она состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце. Произведение суммы погонных задержек четной и

нечетной мод линии на ее длину не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала. Проводники помещены в воздух. Выбором параметров поперечного сечения линии обеспечивается равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта, в который включена линия, и минимизируется амплитуда сигнала на выходе линии.

Техническим результатом является разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды за счет выбора параметров линии. Технический результат достигается за счет выбора, прежде всего, длины линии такой, чтобы общая задержка в линии была не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. За счет этого, импульс приходит к концу линии по окончании ближней перекрестной наводки от его фронта. По сути, первая часть импульса приходит к концу линии более коротким путем, чем вторая. Также выбором параметров поперечного сечения необходимо обеспечить равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта для минимизации отражений сигнала на концах проводников линии. Наконец, важным условием разложения СКИ в линии является сильная боковая связь между полувитками линии. Она может достигаться, например, за счет уменьшения расстояния между проводниками. Выбором его оптимального значения можно выровнять и минимизировать амплитуды первых двух импульсов. Так, уменьшение расстояния между проводниками приводит к увеличению положительного уровня перекрестной наводки от фронта (первого импульса), а уровень основного сигнала (второго импульса), наоборот, уменьшается. Позже, к концу линии будут приходить импульсы чередующейся полярности, вызванные отражениями. Первые два импульса имеют максимальные амплитуды из всех импульсов последовательности. Таким образом, минимизируется максимальная амплитуда выходного сигнала.

Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена [318] меандровая микрополосковая линия задержки, обеспечивающая возможность её использования для защиты от СКИ. Она состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, и диэлектрической среды. Параметры поперечного сечения линии выбраны такими, что одновременно обеспечиваются: равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта, в который включена линия; значения минимальной из погонных задержек четной и нечетной мод линии, а также модуля их разности, умноженных на длину линии, большие, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса, подающегося в линию; минимальная амплитуда сигнала на выходе линии.

Техническим результатом является разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды за счет выбора параметров линии. Технический результат достигается, прежде всего, за счет минимизации отражений сигнала на концах проводников меандра. Для этого необходимо обеспечить равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта. Также необходимо выбором длины линии обеспечить произведение минимального из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину большее, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. За счет этого, импульс приходит к концу линии по окончании ближней перекрестной наводки от его фронта. По сути, первая часть импульса приходит к концу линии более коротким путем, чем вторая и третья. Наконец, важным условием разложения СКИ в линии является произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину большее чем, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. За счет этого исходный импульс разлагается на импульсы четной и нечетной мод, которые имеют тем меньшую амплитуду, чем больше связь между сигнальными проводниками.

Последнее условие может быть обеспечено за счет сильной боковой связи между сигнальными проводниками линии, например, за счет уменьшения расстояния между ними, выбором оптимального значения которого можно выровнять и минимизировать амплитуды первых трех импульсов сигнала на выходе: импульса перекрестной наводки от фронта, импульса нечетной моды и импульса четной моды. Так, уменьшение расстояния между проводниками приводит к увеличению положительного уровня перекрестной наводки от фронта (первого импульса), а уровень четной и нечетной мод сигнала (второго и третьего импульса), наоборот, уменьшается. Позже, к концу линии будут приходить импульсы чередующейся полярности, вызванные отражениями. Первые три импульса имеют максимальные амплитуды из всех импульсов последовательности. Таким образом, минимизируется максимальная амплитуда выходного сигнала. Приведенные выше качественные оценки достижимости технического результата подтверждаются ниже количественными оценками, полученными с помощью моделирования.

Заявляемая линия состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников длиной l=45 мм каждый, находящихся на диэлектрической подложке и соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным идеальным источником э.д.с. $E_г$ и внутренним сопротивлением $R_Г$. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным сопротивлением $R_Н$. Воздействующий импульс имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда э.д.с. 1 В, длительность плоской вершины 100 пс, а фронта и спада –

по 50 пс. Реализуемость линии задержки, защищающей от СКИ, показана на рисунке 5.5. На рисунке 5.5*а* приведено поперечное сечение заявляемой линии, со следующими параметрами: w и t – ширина и толщина проводников соответственно, s – расстояние между проводниками, h – толщина диэлектрической подложки, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки. На рисунке 5.5*б* приведена форма сигнала в конце линии, максимальный уровень которого составляет 40% от уровня сигнала в начале линии. Значения R_Γ и $R_\text{Н}$ для минимизации отражения сигнала на концах проводников линии приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. Параметры поперечного сечения на рисунке 5.5*а* выбраны еще и таким образом, чтобы выполнялись условия:

$$2 \cdot l \cdot \tau \geq t_r + t_d + t_f, \tag{5.3}$$

$$2 \cdot l \cdot |\tau_e - \tau_o| > t_r + t_d + t_f, \tag{5.4}$$

где τ_e и τ_o – погонные задержки четной и нечетной мод, τ – наименьшее из значений погонных задержек четной и нечетной мод, а t_r, t_d и t_f – длительности фронта, плоской вершины и спада импульса соответственно.

Выполнение условия (5.3) обеспечивает прохождение импульса сигнала к концу линии без искажения его формы ближней перекрестной наводкой от фронта сигнала. Условие (5.4) обеспечивает разложение импульса в конце линии на импульсы четной и нечетной мод. Для подтверждения возможности выполнения условий (5.3) и (5.4) рассмотрим линию, представленную на рисунке 3.13. Параметры поперечного сечения: w=300 мкм, t=105 мкм, s=23 мкм, d=900 мкм, h=510 мкм, ε_r=10. Вычисленные матрицы:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232{,}06 & -138{,}12 \\ -138{,}12 & 232{,}06 \end{bmatrix} \text{пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390{,}34 & 309{,}03 \\ 309{,}03 & 390{,}34 \end{bmatrix} \text{нГн/м}, \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 49{,}29 & 37{,}43 \\ 37{,}43 & 49{,}29 \end{bmatrix} \text{Ом}.$$

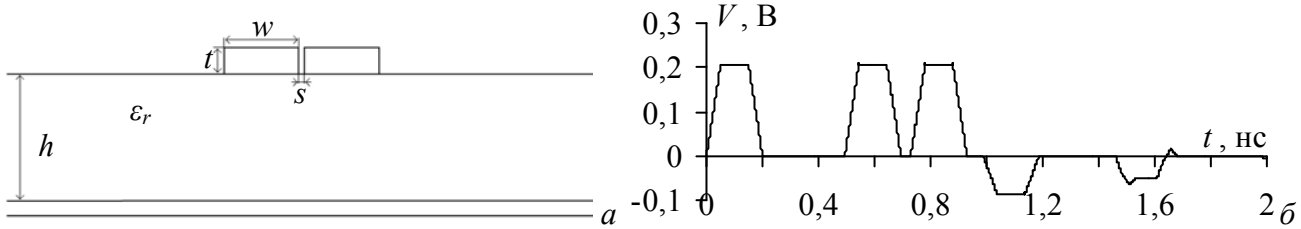


Рисунок 5.5 – Поперечное сечение заявляемой линии (*а*) и форма сигнала (*б*) на ее конце (при s_{opt}=23 мкм, l_{opt}=45 мм)

Значения сопротивлений $R_\text{Н}$ и R_Γ получились равными 32,06 Ом, а τ_e=8,10 нс/м, τ_o=5,46 нс/м. Так как погонная задержка нечетной моды имеет наименьшее значение, то ее произведение на удвоенную длину линии составляет 491,4 пс. Сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала составляет 200 пс. Таким образом, условие (5.3) выполняется с запасом. Произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину составляет 237,6 пс. Таким образом, условие (5.4)

выполняется. Сильная боковая связь обеспечивается за счет малого значения s. Его оптимальное значение составляет s_{opt}=23 мкм, что в совокупности с выбранными параметрами и длиной линии обеспечивает разложение исходного сигнала на последовательность импульсов. Первые три импульса (перекрестной наводки от фронта, четной и нечетной мод сигнала) имеют положительную полярность и одинаковый уровень (V_{opt}=0,208 В), составляющий 40% от уровня сигнала в начале линии. Остальные импульсы вызваны отражениями в линии из-за различия значений волнового сопротивления четной и нечетной мод линии.

Меандровая линия задержки с лицевой связью,
защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена меандровая линия задержки с лицевой связью [319], обеспечивающая возможность её использования для защиты от СКИ. Она состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, и диэлектрической среды. Диэлектрическая среда состоит из диэлектрической подложки и окружающего воздуха. Опорный проводник расположен на одной стороне диэлектрической подложки с одним из сигнальных проводников, а второй сигнальный проводник расположен симметрично первому относительно диэлектрической подложки. Параметры поперечного сечения линии выбраны такими, что среднее геометрическое значение волновых сопротивлений четной и нечетной мод равно волновому сопротивлению тракта, в который включена линия, значения минимальной из погонных задержек четной и нечетной мод линии, а также модуля их разности, умноженных на длину линии, больше, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса, подающегося в линию, и амплитуда сигнала на выходе линии минимальна.

Техническим результатом является разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды за счет выбора параметров линии. Технический результат достигается, прежде всего, за счет минимизации отражений сигнала на концах проводников меандра. Для этого необходимо обеспечить равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта. Также необходимо выбором длины линии обеспечить произведение минимального из значений погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину большее, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. За счет этого импульс приходит к концу линии по окончании ближней перекрестной наводки от его фронта. По сути, первая часть импульса приходит к концу линии более коротким путем, чем вторая и третья. Наконец, важным условием разложения СКИ в линии является произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину большее, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса. За счет этого исходный импульс разлагается на импульсы четной и нечетной

мод, которые имеют тем меньшую амплитуду, чем больше связь между сигнальными проводниками.

Последнее условие может быть обеспечено за счет сильной лицевой связи между сигнальными проводниками линии, например, за счет уменьшения толщины диэлектрической подложки, выбором оптимального значения которого можно уравнять и минимизировать амплитуды первых трех импульсов сигнала на выходе: импульса перекрестной наводки от фронта, импульса нечетной моды и импульса четной моды. Так, уменьшение толщины диэлектрической подложки (т.е. расстояния между проводниками) приводит к увеличению положительного уровня перекрестной наводки от фронта (первого импульса), а уровень четной и нечетной мод сигнала (второго и третьего импульса), наоборот, уменьшается. Позже, к концу линии будут приходить импульсы чередующейся полярности, вызванные отражениями. Первые три импульса имеют максимальные амплитуды из всех импульсов последовательности. Таким образом, минимизируется максимальная амплитуда выходного сигнала. Приведенные выше качественные оценки достижимости технического результата подтверждаются ниже количественными оценками, полученными с помощью моделирования.

Линия состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников длиной l=1 м каждый, находящихся на разных сторонах диэлектрической подложки симметрично ей и соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным идеальным источником э.д.с. $E_г$ и внутренним сопротивлением $R_Г$. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным сопротивлением $R_Н$. Воздействующий импульс имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда э.д.с. 2 кВ, длительность плоской вершины 1 нс, а фронта и спада – по 0,5 нс. На рисунке 5.6 приведена форма сигнала в конце линии, максимальный уровень которого составляет 40% от уровня сигнала в начале линии. Значения $R_Г$ и $R_Н$ для минимизации отражения сигнала на концах проводников линии приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии, равных собственным значениям матрицы импедансов **Z**. Параметры поперечного сечения на рисунке 5.6*а* выбраны еще и таким образом, чтобы выполнялись условия (5.3) и (5.4).

Для подтверждения возможности выполнения условий (5.3) и (5.4) рассмотрим линию с параметрами поперечного сечения: w=15 мм, t=105 мкм, s=1 мм, d=15 мм, h=6 мм, ε_r=4. Вычисленные матрицы:

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} 139,58 & -97,64 \\ -97,66 & 124,08 \end{bmatrix}\text{пФ/м},\ \mathbf{L}=\begin{bmatrix} 383,35 & 270,29 \\ 270,29 & 478,34 \end{bmatrix}\text{нГн/м},\ \mathbf{Z}=\begin{bmatrix} 26,128 & 0 \\ 0 & 144,093 \end{bmatrix}\text{Ом}.$$

Значения сопротивлений $R_{\text{Н}}$ и $R_{\text{Г}}$ получились равными 61,36 Ом, а погонные задержки четной и нечетной мод, вычисленные как квадратный корень из собственных значений произведения матриц **L** и **C**: τ_e=4,84 нс/м, τ_o=6,05 нс/м. Так как погонная задержка нечетной моды имеет наименьшее значение, то ее произведение на удвоенную длину линии составляет 9,68 нс. Сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала составляет 2 нс. Таким образом, условие (5.3) выполняется с запасом. Произведение модуля разности погонных задержек четной и нечетной мод линии на ее удвоенную длину составляет 2,42 нс. Таким образом, условие (5.4) выполняется.

Сильная лицевая связь между сигнальными проводниками линии обеспечивается за счет малого расстояния между ними (h). Его оптимальное значение составляет h_{opt}=6 мм, что в совокупности с выбранными параметрами и длиной линии обеспечивает разложение исходного сигнала на последовательность импульсов и минимизацию амплитуды напряжения на выходе (на рисунке 5.6).

Первые три импульса (перекрестной наводки от фронта, четной и нечетной мод сигнала) имеют положительную полярность и одинаковый уровень (V_{opt}=0,4 В), составляющий 40% от уровня сигнала в начале линии. Остальные импульсы вызваны отражениями в линии из-за различия значений волнового сопротивления четной и нечетной мод линии. Таким образом, показан технический результат, на достижение которого направлена заявляемая линия.

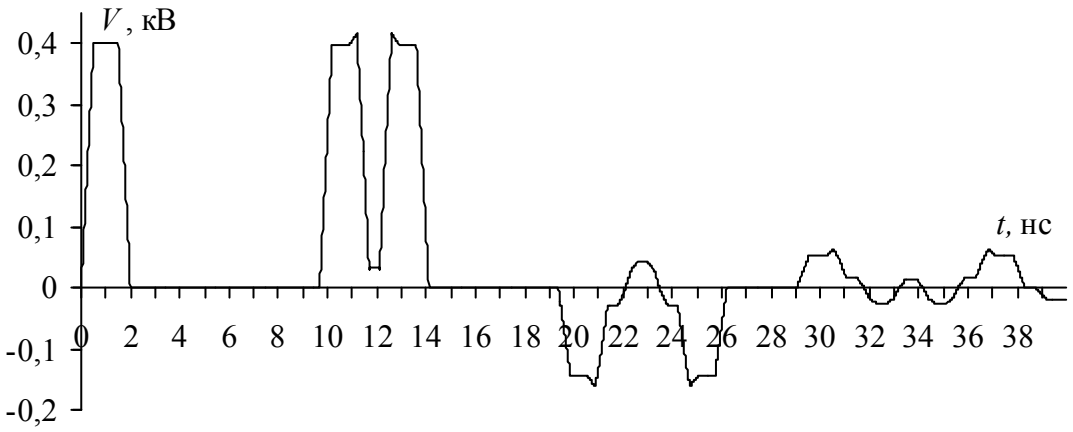


Рисунок 5.6 – Форма сигнала в конце линии (при h_{opt}=6 мм)

Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена линия задержки [320], включающая виток, состоящий из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, имеющий произведение суммы погонных задержек четной и нечетной мод линии на его длину не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала, отличающаяся тем, что проводники помещены в воздух, ко второму концу витка подсоединен точно такой же виток, без электромагнитной связи с проводниками

первого витка, выбором параметров обеих структур одновременно обеспечиваются равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта, в который включена линия, и минимизация амплитуды сигнала на выходе линии.

Техническим результатом является ослабление амплитуды СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Разложение СКИ достигается за счет выбора параметров линии.

Меандровая линия задержки из двух витков с разными разносами, защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена линия задержки [321], включающая виток, состоящий из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, соединенных между собой на одном конце, имеющий произведение суммы погонных задержек четной и нечетной мод линии на его длину не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульсного сигнала, отличающаяся тем, что проводники помещены в воздух, ко второму концу витка подсоединен точно такой же виток, но с отличающимся расстоянием между проводниками, которые не связаны электромагнитно с проводниками первого витка, выбором параметров обеих структур одновременно обеспечиваются равенство среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта, в который включена линия, и минимизация амплитуды сигнала на выходе линии.

Техническим результатом является ослабление амплитуды СКИ. Ослабление выполняется за счет разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды.

5.13 Устройство защиты от импульсных сигналов с выравниванием амплитуд разложенных импульсов

Заявлено устройство защиты от импульсных сигналов, обеспечивающее выравнивание амплитуд разложенных импульсов [322]. Оно состоит из трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении с равными расстояниями между ними. Проводники расположены на одной стороне диэлектрической подложки или с центральным проводником на обратной её стороне. В поперечном сечении устройства проводники одинаковы и имеют прямоугольную форму, а их длина выбрана так, что разность полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше его длительности. Вторым проводником структуры является центральный проводник. Первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом конце – с защищаемой цепью. Два резистора электрически соединены со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства. Цепь источника и защищаемая цепь находятся в

тракте с одинаковым волновым сопротивлением, а его значение и значения сопротивления двух резисторов равны среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод.

Техническим результатом является выравнивание амплитуд разложенных импульсов для обеспечения более совершенной защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи, подключаемых к защищаемым цепям. Технический результат достигается за счёт того, что геометрические параметры проводников и диэлектриков, а также относительная диэлектрическая проницаемость диэлектриков, выбираются таким образом, что определяемые этими параметрами погонные задержки четной и нечетной мод распространения поперечной электромагнитной волны не равны друг другу, а также за счет того, что значение сопротивлений равно среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод, что приведет к выравниванию амплитуд импульсов разложения, а значит, к уменьшению максимальной из этих амплитуд.

Формы сигнала, вычисленные при условии, что значение сопротивления резисторов R равно значению диагональных коэффициентов ($Z_{11} = Z_{22}$=45,24 Ом) матрицы **Z** представлены на рисунке 5.7*а*. При данном выборе значения R амплитуды разложенных импульсов не равны между собой (237 В и 246 В). Кроме того, если сопротивление резисторов 3 и 6 (R2 и R4) равно 20 Ом, то амплитуды разложенных импульсов равны 277 В и 207 В (рисунок 5.7*б*), а при 200 Ом – 180 В и 310 В (рисунок 5.7*в*). Таким образом, для равенства амплитуд необходим другой выбор значения R. Формы напряжения при R=41,5 Ом, что равно среднегеометрическому значению импедансов чётной и нечётной мод ($Z_e=Z_{11}+Z_{12}$=63,3 Ом, $Z_o=Z_{11}-Z_{12}$=27,2 Ом), представлены на рисунке 5.7*г*. При разложении получаются импульсы с равными амплитудами (240 В), а амплитуда напряжения в начале активного проводника линии равна половине э.д.с.

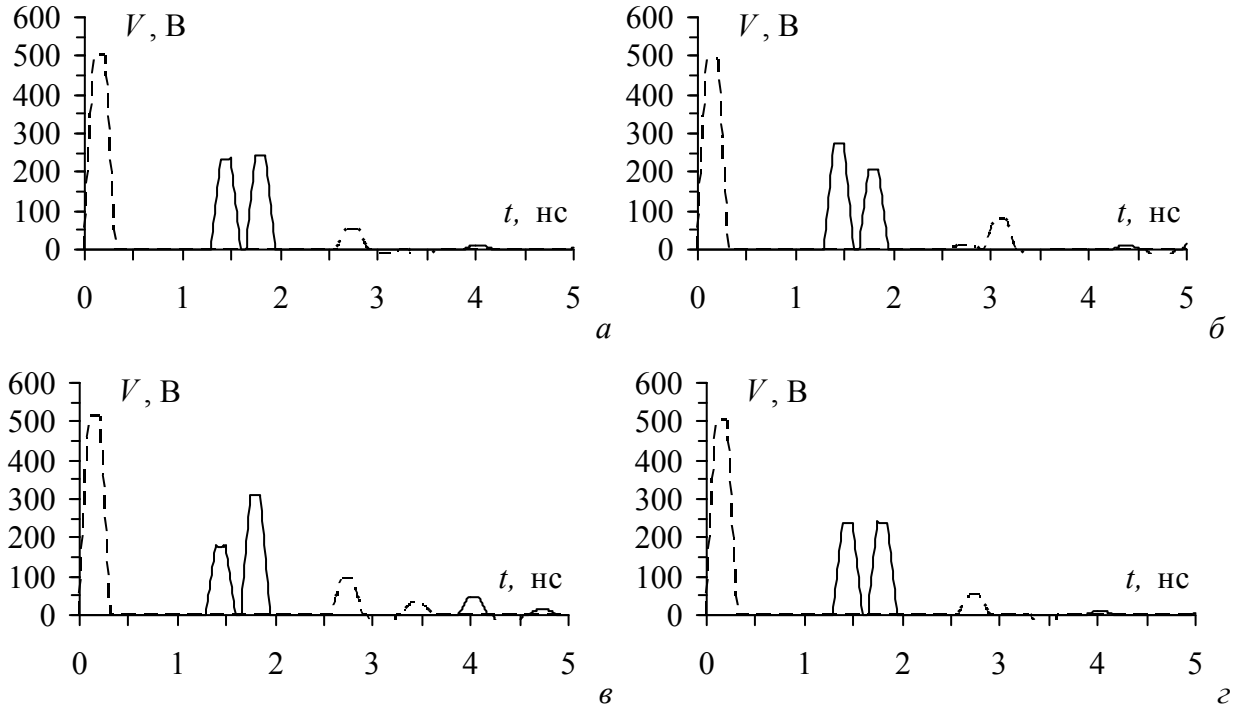


Рисунок 5.7 – Формы напряжения на ближнем (– – –) и дальнем (——) концах активного проводника устройства: *а*) R=Z11, *б*) R=20 Ом *в*) R=200 Ом, *г*) $R=(Z_e \cdot Z_o)^{1/2}$

5.14 Устройство защиты от импульсных сигналов с заданным уровнем их ослабления

Запатентовано устройство защиты от импульсных сигналов, обеспечивающее заданный коэффициент ослабления [323]. Оно состоит трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении с равными расстояниями между ними. Проводники расположены на одной стороне диэлектрической подложки или с центральным проводником на обратной её стороне. В поперечном сечении устройства проводники одинаковы и имеют прямоугольную форму. Длина проводников выбиралась так, что разность полных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше его длительности. Вторым проводником структуры является центральный проводник, первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом – с защищаемой цепью. Два резистора электрически соединены со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства. Цепь источника и защищаемая цепь находятся в тракте с одинаковым волновым сопротивлением, а его значение и значения сопротивления двух резисторов равны среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод. Удвоенный квадратный корень отношения волновых сопротивлений четной и нечетной мод, деленный на квадрат суммы квадратного корня отношения волновых сопротивлений четной и нечетной мод и единицы, равен уровню ослабления.

Техническим результатом является обеспечение защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением с заданным уровнем их ослабления в линиях передачи, подключаемых к защищаемым цепям (раздел 3.2.2.1).

5.15 Устройство защиты от импульсных сигналов с удвоенным коэффициентом ослабления

Заявлено устройство защиты от импульсных сигналов, обеспечивающее коэффициент ослабления в два раза больше [324]. Оно состоит трех параллельных проводников в диэлектрическом заполнении с равными расстояниями между ними. Проводники расположены на одной стороне диэлектрической подложки или с центральным проводником на обратной её стороне. В поперечном сечении устройства проводники одинаковы, имеют прямоугольную форму. Вторым проводником структуры является центральный проводник, первый и второй проводники на одном конце устройства электрически соединены с цепью источника импульсных сигналов, а на другом – с защищаемой цепью. Цепь источника и защищаемая цепь находятся в тракте с одинаковым волновым сопротивлением, а его значение равно среднегеометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом. Третий проводник имеет разрыв, при этом его длина после разрыва в два раза больше длины до разрыва, а длина структуры до разрыва третьего проводника должна быть выбрана так, что разность полных задержек четной и нечетной мод больше его длительности. Четыре резистора с сопротивлением равным среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод, которые электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце устройства и два резистора в месте разрыва третьего проводника.

Техническим результатом является удвоение коэффициента ослабления для обеспечения защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи, подключаемых к защищаемым цепям. Технический результат достигается, в конечном счете, за счёт деления исходного импульса на два импульса в отрезке линии до разрыва, каждый из которых делится на два импульса в отрезке линии после разрыва.

5.16 Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов

Заявлена четырехпроводная зеркально-симметричная структура, которая обеспечивает повышенное ослабление исходного импульса на выходе устройства. Она состоит из пяти в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке. Причем первый и второй проводники расположены зеркально-симметрично четвертому и пятому на разных сторонах подложки. Третий проводник расположен между ними по центру.

Ширина всех проводников одинакова и равна 0,3 мм, относительная диэлектрическая проницаемость равна 5, толщина проводников равна 105 мкм, расстояние между проводниками равно 0,4 мм. Между концами каждого из проводников и третьим подключены резисторы сопротивлением 92 Ом. Значение минимального модуля разности погонных задержек мод линии, умноженное на длину линии, не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса, подающегося между первым и третьим проводниками.

Техническим результатом является повышенное ослабление СКИ. Технический результат достигается за счет разложения СКИ на импульсы меньшей амплитуды и выбора параметров устройства (раздел 3.2.2.2).

5.17 Трех-, четырех-, пятипроводная микрополосковые линии, защищающие от сверхкоротких импульсов

Заявлена трехпроводная микрополосковая линия [325], которая обеспечивает возможность защиты от СКИ. Она состоит из проводящей пластины, на которой параллельно ей расположена подложка, на которой параллельно подложке и друг другу располагаются два проводника прямоугольного поперечного сечения. На подложку добавлен такой же проводник, расположенный параллельно двум проводникам. Значение минимального модуля разности погонных задержек мод линии, умноженное на длину линии, не меньше суммы длительностей фронта, плоской вершины и спада импульса, подающегося между первым проводником и проводящей пластиной. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки равна 5. Ширина всех проводников одинакова и ее отношение к толщине подложки равно 1,526. Отношение толщины проводника к толщине подложки равно 0,552. Отношение расстояния между первым и вторым проводниками к толщине подложки равно 2,105, вторым и третьим – 2,842. Между концами каждого из проводников, кроме первого, и проводящей пластиной подключены резисторы сопротивлением 50 Ом. Техническим результатом является возможность защиты от СКИ. Он достигается за счет разложения СКИ на 3 импульса, максимальная амплитуда которых в 3 раза меньше уровня сигнала в начале линии (рисунок 5.8*а*).

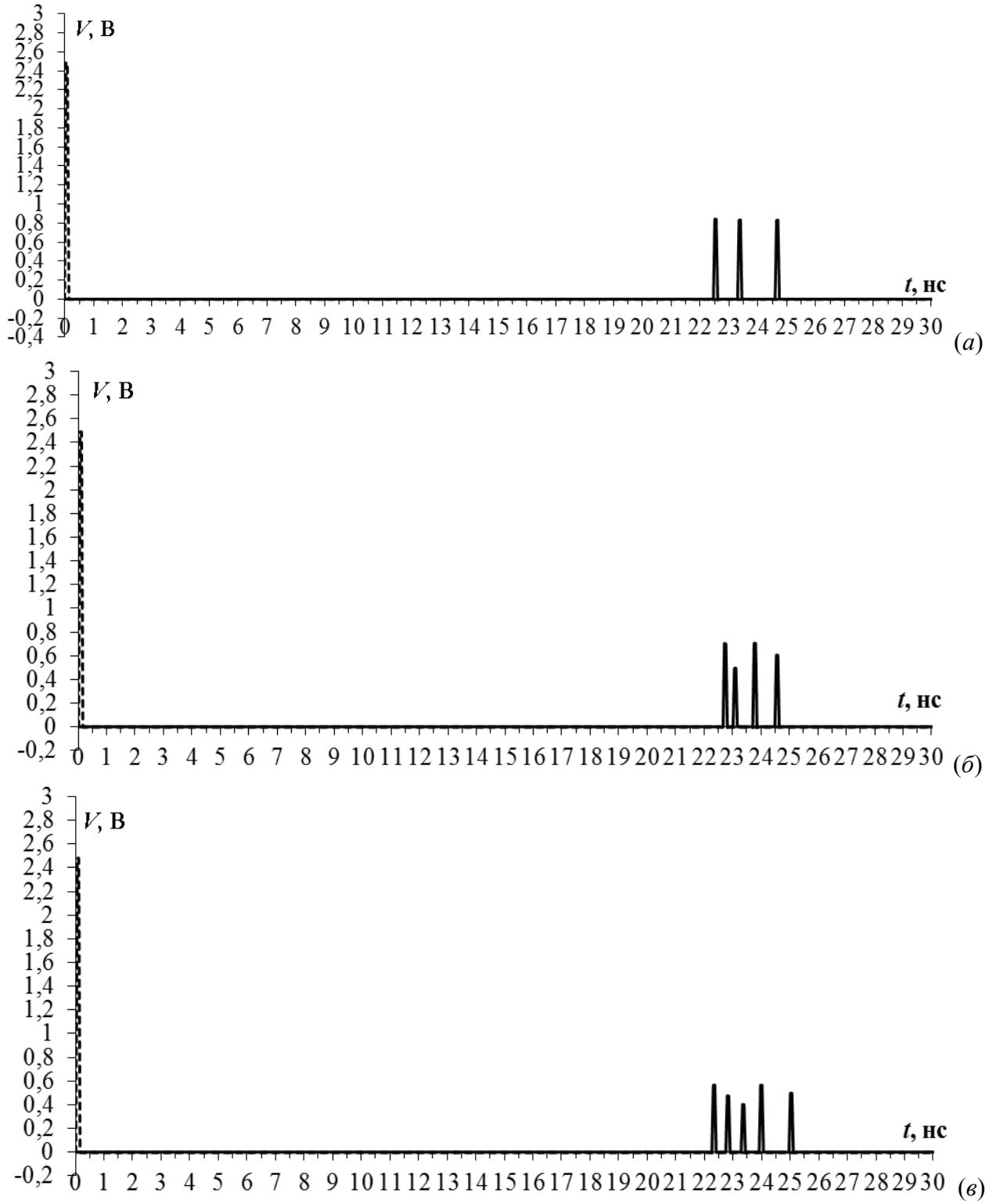


Рисунок 5.8 – Формы напряжения в начале (– –) и конце (——) трехпроводной (*а*), четырехпроводной (*б*), пятипроводной (*в*) линий

Заявлена аналогичная четырехпроводная линия [326]. Отношение расстояния между первым и вторым проводниками к толщине подложки равно 2,63, вторым и третьим – 3,55, третьим и четвертым – 3,42. В результате СКИ разлагается на 4 импульса, максимальная амплитуда которых в 3,6 раза меньше уровня сигнала в начале линии (рисунок 5.8*б*).

Заявлена аналогичная пятипроводная линия [327]. Отношение расстояния между первым и вторым проводниками к толщине подложки равно 1,93, вторым и третьим проводниками – 2,35, третьим и четвертым – 2,63, четвертым и пятым – 3,6. В результате СКИ разлагается на 5 импульсов, максимальная амплитуда которых в 4,5 раза меньше уровня сигнала в начале линии (рисунок 5.8*в*).

5.18 Устройства защиты порта 100 Мбит/с

В данном разделе описаны 9 заявок на устройства защиты порта 100 Мбит/с.

Устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [328]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной, и двух резисторов, электрически соединенных со вторым и третьим проводниками на обоих концах устройства. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,38 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 224 мм и расстоянием между витками в меандре в 5 раз больше ширины проводников структуры. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. На ней установлены два экранированных соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2. Значения резисторов равны 100 Ом.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.27). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Подаваемый на устройство сигнал представляет собой импульс треугольной формы, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) составляют 320 пс и 200 пс соответственно. Амплитуда импульса уменьшается в 7 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Двухкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено двухкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [329]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий

проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,38 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 165 мм. Расстояние между витками в меандре в 5 раз больше ширины проводников структуры. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет разрыв, при этом его длина до разрыва 1660 мм, а после разрыва 840 мм. Четыре резистора с сопротивлением 100 Ом, электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце структур и два резистора в месте разрыва третьего проводника. На подложке установлены два экранированных соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.27). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Амплитуда импульса уменьшается в 10,5 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Трехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T
от опасных импульсных сигналов

Заявлено трехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [330]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,38 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 117 мм, расстояние между витками в меандре в 5 раз больше ширины проводников структуры. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет два разрыва, при этом его длина до первого разрыва равна 1420 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 715 мм. Шесть резисторов с сопротивлением 100 Ом электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце структур и по два резистора в первом и втором разрывах третьего проводника. На подложке установлены два экранированных соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.27). Для подтверждения ослабления импульса выполнено вычисление форм сигналов. Длительности фронта, спада и плоской вершины импульса выбраны равными по 100 пс. Амплитуда э.д.с. импульса составляет 2 В. Амплитуда импульса уменьшается в 11,6 раза. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Четырехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T
от опасных импульсных сигналов

Заявлено четырехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [331]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,38 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 165 мм, расстояние между витками в меандре в 5 раз больше ширины проводников структуры. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет три разрыва, при этом его длина до первого разрыва равна 1320 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 670 мм, длина между вторым и третьим разрывами равна 340 мм. Восемь резисторов с сопротивлением 100 Ом электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце структур и по два резистора в разрывах третьего проводника. На подложке установлены два экранированных соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.27). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Подаваемый на устройство сигнал представляет собой импульс треугольной формы, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) составляют 320 пс и 200 пс соответственно. Амплитуда импульса уменьшается в 10,5 раза. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T
от опасных импульсных сигналов

Заявлено семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [332]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и

прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,4 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длинами витков 30 и 20 мм, расстояние между витками в меандре 1,2 мм. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет шесть разрывов, при этом его длина до первого разрыва равна 1271 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 636 мм, длина между вторым и третьим разрывами равна 318 мм, длина между третьим и четвертым разрывами равна 159 мм, длина между четвертым и пятым разрывами равна 79 мм, длина между пятым и шестым разрывами равна 40 мм. Четырнадцать резисторов с сопротивлением 100 Ом электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце структур и по два резистора в разрывах третьего проводника. В начале и в конце структур установлены два экранированных штыревых соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2, а контакты экранов соединены дополнительным проводником.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.28). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Подаваемый на устройство сигнал представляет собой импульс треугольной формы: амплитуда на нагрузке 50 Ом равна 2,22 В, а фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) составляют 360 пс и 280 пс соответственно. Амплитуда сигнала на выходе устройства равна 288 мВ. Таким образом, ослабление импульса составляет примерно 7,7 раза. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Уплотненное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено уплотненное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [333]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,4 мм. Проводники имеют длину 2,5 м и свернуты в меандр с длинами витков 30 и 20 мм, расстояние между витками в меандре 0,4 мм. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник

имеет шесть разрывов, при этом его длина до первого разрыва равна 1271 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 636 мм, длина между вторым и третьим разрывами равна 318 мм, длина между третьим и четвертым разрывами равна 159 мм, длина между четвертым и пятым разрывами равна 79 мм, длина между пятым и шестым разрывами равна 40 мм. Четырнадцать резисторов с сопротивлением 100 Ом электрически соединены со вторым и третьим проводниками, по одному резистору в начале и в конце структур и по два резистора в разрывах третьего проводника. В начале и в конце структур два экранированных штыревых соединителя 8Р8С, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2, а контакты экранов соединены дополнительным проводником.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.28). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Амплитуда сигнала на выходе устройства равна 245 мВ. Таким образом, ослабление импульса составляет примерно 9 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Безрезистивное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено безрезистивное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов, которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T [334]. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,4 мм. Проводники имеют длину 2 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 20 мм, расстояние между витками в меандре 0,4 мм, диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет шесть разрывов, при этом его длина до первого разрыва равна 877 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 591 мм, длина между вторым и третьим разрывами равна 306 мм, длина между третьим и четвертым разрывами равна 143 мм, длина между четвертым и пятым разрывами равна 61 мм, длина между пятым и шестым разрывами равна 40 мм. В начале и в конце структур устройства два экранированных штыревых соединителя 8Р8С, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6

соединены вторым проводником структуры 2, а контакты экранов соединены дополнительным проводником.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.28). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Амплитуда сигнала на выходе устройства равна 332 мВ. Таким образом, ослабление импульса составляет примерно 7 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Семикаскадное устройство без резисторов,

защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено семикаскадное устройство без резисторов, защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов [335], которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,4 мм. Проводники имеют длину 1,3 м и свернуты в меандр с длинами витков 20 и 10 мм, расстояние между витками в меандре 0,4 мм. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник разделен на семь отрезков, при этом длина первого отрезка равна 306 мм, длина второго равна 420 мм, длина третьего равна 300 мм, длина четвертого равна 140 мм, длина пятого равна 77 мм, длина шестого равна 38 мм, длина седьмого равна 19 мм. Один из концов каждого из отрезков третьего проводника соединен со вторым проводником сквозным металлизированным отверстием. В начале и в конце структур два экранированных штыревых соединителя 8P8C, у которых контакты 1 соединены вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 соединены вторым проводником структуры 2, а контакты экранов соединены дополнительным проводником.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.28). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Амплитуда сигнала на выходе устройства равна 317 мВ. Таким образом, ослабление импульса составляет примерно 7 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

Семикаскадное устройство без резисторов и отверстий,

защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов

Заявлено семикаскадное устройство без резисторов и отверстий, защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов [336], которое обеспечивает защиту порта Ethernet 100 Base-T. Оно состоит из двух одинаковых структур, состоящих из трех в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных проводников на диэлектрической подложке, причем первый и третий проводники расположены на одной её стороне, а второй – между ними по центру на обратной. В обеих структурах ширина проводников 0,3 мм, толщина проводников 0,1 мм, расстояние между первым и третьим проводниками 0,4 мм. Проводники имеют длину 2 м и свернуты в меандр с длиной одного витка 20 мм, расстояние между витками в меандре 0,4 мм. Диэлектрическая подложка сделана из стеклотекстолита толщиной 0,3 мм. Третий проводник имеет шесть разрывов, при этом его длина до первого разрыва равна 877 мм, длина между первым и вторым разрывами равна 591 мм, длина между вторым и третьим разрывами равна 306 мм, длина между третьим и четвертым разрывами равна 143 мм, длина между четвертым и пятым разрывами равна 61 мм, длина между пятым и шестым разрывами равна 40 мм. В начале и в конце структур два экранированных планарных соединителя 8P8C, у которых контакты 1 через перемычку соединены со вторым проводником структуры 1, контакты 2 соединены первым проводником структуры 1, контакты 3 соединены первым проводником структуры 2, контакты 6 через перемычку соединены вторым проводником структуры 2, а контакты экранов соединены дополнительным проводником.

Практическая реализуемость устройства подтверждается фотографией изготовленного образца (рисунок 4.28). Для подтверждения ослабления импульса выполнен натурный эксперимент. Амплитуда сигнала на выходе устройства равна 332 мВ. Таким образом, ослабление импульса составляет примерно 7 раз. Работоспособность устройства подтверждена эксплуатацией в компьютерной сети.

5.19 Устройство контроля уровня кондуктивных эмиссий

Запатентовано [337] устройство, позволяющее производить контроль уровня кондуктивных эмиссий с увеличенной чувствительностью в области резонансов структуры.

Устройство контроля уровня кондуктивных эмиссий в линии передачи содержит блок управления 1, предназначенный для координации работ узлов, входящих в состав устройства, приемный блок 2, принимающий сигналы с обоих концов всех внешних проводников, блок обработки 3, предназначенный для обработки сигналов, контролируемую линию передачи 4, внешние проводники 5, образующие с контролируемой линией передачи такую результирующую структуру в неоднородном диэлектрическом заполнении, что возбуждаемые моды распространяются в структуре с неравными задержками. Структурная схема предлагаемого устройства приведена на рисунке 5.9.

Технический результат достигается за счет того, что контролируемый (активный) проводник имеет достаточно сильные электрические и магнитные связи с пассивными проводниками, выполняющими функцию датчика, и информацию о сигналах в активном проводнике можно получать по форме перекрестных наводок на ближнем и дальнем концах пассивных проводников.

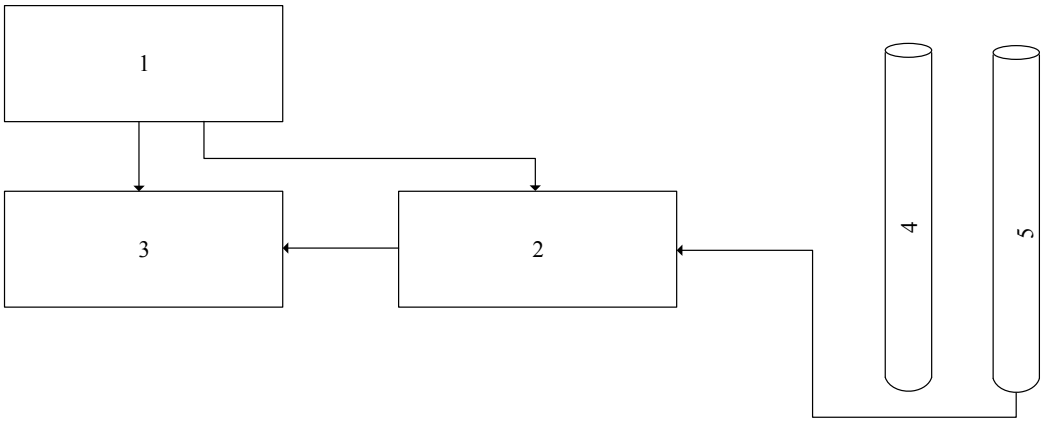


Рисунок 5.9 – Структурная схема предлагаемого устройства

5.20 Способ резервирования электрических цепей

Заявлен [338] способ резервирования электрических цепей, обеспечивающий уменьшение излучаемых эмиссий контуров протекания прямого и обратного токов, что приводит улучшению характеристик электромагнитной совместимости радиоэлектронной системы. Он включает прокладку цепи обратного тока, цепи прямого тока и резервной цепи прямого тока. Для уменьшения излучаемых эмиссий, участки цепи прямого тока и резервной цепи прямого тока прокладываются симметрично относительно участков цепи обратного тока, а площади резервируемого контура, образованного цепью прямого и цепью обратного токов, и резервного контура, образованного резервной цепью прямого и цепью обратного токов, равны и минимизированы за счет минимально допустимого расстояния между цепями прямых и обратных токов.

Технический результат достигается за счет того, что поле, созданное контуром цепи прямого тока и цепи обратного тока, компенсируется полем, созданным контуром резервной цепи прямого тока и цепи обратного тока.

5.21 Способы резервирования в печатных платах и кабелях

В разделе описаны 6 заявок на способы резервирования в ПП и кабелях.

Заявлен [339] способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он включает трассировку резервируемых и резервных проводников с опорным проводником в виде

отдельного слоя. Резервируемая и резервная цепи имеют один опорный проводник. Резервируемые и резервные проводники одноименных цепей прокладываются парами, параллельно друг другу, на одном слое, с минимально технологически допустимым зазором между резервируемым и резервным проводниками. В случае выхода из строя резервируемой цепи в резервной цепи будет аналогичный технический результат. Он достигается за счет того, что помеховый сигнал, длительность которого меньше разности задержек четной и нечетной мод в структуре связанной линии, образованной парой проводников резервируемой и резервной цепей, подвергается модальным искажениям: разложению на импульсы меньшей амплитуды (при рассмотрении сигнала во временной области).

Заявлен [340] способ трассировки печатных проводников с изменением диэлектрического заполнения между ними для цепей с резервированием, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он включает трассировку резервируемых и резервных проводников с опорным проводником в виде отдельного слоя. Резервируемая и резервная цепи имеют один опорный проводник. Резервируемые и резервные проводники одноименных цепей прокладываются парами, параллельно друг другу, на одном слое, с минимально технологически допустимым зазором между резервируемым и резервным проводниками. Относительная диэлектрическая проницаемость материала заполнения зазора между резервируемым и резервным проводниками больше, чем у материала подложки ПП. Результат аналогичен предыдущему.

Заявлен [341] способ компоновки ПП для цепей с резервированием, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он включает взаимное расположение резервируемой и резервной плат, компоновку и трассировку резервируемой и резервной плат. Опорный проводник выполнен в виде отдельных слоев на резервируемой и резервной платах. Резервируемая и резервная платы склеиваются слоем диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью большей, чем у диэлектрических подложек резервируемой и резервной плат. Соответствующие друг другу трассы резервируемой и резервной цепей расположены параллельно и друг под другом в склеивающем слое диэлектрика. Резервируемые и резервные радиоэлектронные компоненты размещаются на противоположных склеиваемым сторонах резервируемой и резервной ПП. Результат аналогичен предыдущему.

Заявлен [342] способ внутренней компоновки ПП для цепей с резервированием, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он включает

взаимное расположение резервируемой и резервной плат, компоновку и трассировку резервируемой и резервной плат. Опорный проводник выполнен в виде отдельных слоев на резервируемой и резервной платах. Резервируемая и резервная платы склеиваются слоем диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью большей, чем у диэлектрических подложек резервируемой и резервной плат. Соответствующие друг другу трассы резервируемой и резервной цепей расположены параллельно и друг под другом в склеивающем слое диэлектрика. Резервируемые и резервные радиоэлектронные компоненты размещаются на склеиваемых сторонах резервируемой и резервной ПП в слое склеивающего диэлектрика. Результат аналогичен предыдущему.

Заявлен [343] способ резервирования для ПП, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он включает компоновку и трассировку резервируемой и резервной цепей. Компоновка и трассировка резервируемой цепи выполняются на верхнем слое подложки. Сигнальные проводники выполняются за счет зазоров в опорной проводящей пластине. Компоновка и трассировка резервной цепи выполняется на нижнем слое подложки зеркально верхнему слою. Резервируемые и резервные сигнальные проводники одноименных цепей располагаются друг под другом, а оставшиеся проводники электрически соединяются друг с другом. Результат аналогичен предыдущему.

Заявлен [344] способ резервирования плоских кабелей, обеспечивающий уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Проводники резервируемого кабеля располагаются на одном уровне, а проводники резервного кабеля располагаются на другом уровне. При этом одноименные проводники резервируемого и резервного кабелей располагаются друг под другом в диэлектрическом слое. Результат аналогичен предыдущему.

5.22 Основные результаты главы

Результаты моделирования, использованные для обоснования возможности получения технического результата в описанных заявках, получены с помощью программно реализованных алгоритмов из гл. 2, идеи многих заявок используют модальные технологии, предложенные в гл. 3, а принцип работы большинства заявленных устройств представлен в гл. 4. Проведена объемная работа по патентованию разнообразных способов (трассировки, компоновки, резервирования) и устройств (защиты, воздействия, линий задержки, МПЛ), полученных в работе: 3 полезных модели, 7 изобретений, 28 заявок на изобретение. *Полученные результаты интеллектуальной деятельности свидетельствуют о новизне и широком практическом использовании результатов диссертационной работы.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты работы, полученные проверенными методами, широко апробированные и опубликованные, а также масштабно и комплексно использованные, заключаются в следующем.

1. В рамках квазистатического подхода разработаны алгоритмы для вычисления временного и частотного откликов в произвольных схемах из отрезков МПЛП с произвольными RLC-схемами на стыках. Разработаны и протестированы программно-математические средства вычисления отклика на различные воздействия. Реализован программный модуль RESPONSE в системе TALGAT. Указанные алгоритмы могут быть использованы в САПР для анализа ЦП, ЦС и ЭМС РЭА различных структурных уровней (чипов, ИС, систем-на-кристале, систем-в-корпусе, печатных плат, блоков), а реализованный модуль может быть использован для вычисления отклика любых фрагментов реальной РЭА в рамках адекватности квазистатического подхода. Предложена методика синтеза широкополосных моделей пассивных двухполюсных компонентов из RLC-элементов. По ней получены модели резистора, конденсатора, индуктивности в виде эквивалентной схемы для анализа ЭМС в диапазоне частот до 40 ГГц. Предложенная методика позволяет получать многорезонансные модели заданной точности для любых пассивных двухполюсных компонентов, тем самым обеспечивая виртуальные испытания РЭА до частот, заданных стандартами по ЭМС. Приведены методика и алгоритм определения частотной зависимости ε_r двухсторонне фольгированных материалов. Выявлена чувствительность метода к точности определения частот резонансов и его погрешности к уменьшению размеров резонатора. Для трех резонаторов на FR-4 показаны хорошее совпадение в пересечении диапазонов частот (844–1975 МГц) и выявление нефизичных выбросов. Частотная зависимость ε_r аппроксимирована полиномом пятой степени. Указанные результаты позволяют получить аналитическую математическую модель частотной зависимости ε_r любых диэлектрических материалов печатных плат. Разработаны методики предварительного анализа и имитационного моделирования ЭМС печатных узлов бортовой РЭА КА. Методика предварительного анализа апробирована на 5 реальных УЭМ разработки ОАО «ИСС». Разработанные методики использовались в НИОКР и учебном процессе.

2. Предложена технология уменьшения взаимовлияний в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров проводников и диэлектриков: диэлектрического покрытия печатной платы и параметров меандровой линии. Уменьшение взаимовлияний за счет диэлектрического покрытия печатных плат позволяет уменьшать разность погонных задержек мод в трассах печатных плат МПЛП и, как следствие, минимизировать модальные искажения и уровень перекрестных наводок. Выявлено, что для многопроводных микрополосковых структур существует оптимальная толщина покрытия, которое уменьшает модальные искажения и дальнюю перекрестную наводку при всех рассмотренных вариантах воздействий в 2–24 раза.

Сформулированы условия уменьшения влияния модальных искажений на форму импульса и разложения импульса в многопроводных межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Показана достаточность вычисления разности погонных задержек мод без вычисления временного отклика. Примечательно, что полезный эффект за счет выбора толщины лака может достигаться для всех сигнальных трасс платы практически без увеличения массы бортовой РЭА КА. Кроме того, возможно избирательное нанесение дополнительного диэлектрического слоя на критичный участок трасс платы. Указанные результаты дают возможность нетрадиционного использования влагозащитного покрытия для уменьшения взаимовлияний в проектируемой печатной плате, а также в изготовленном печатном узле, без его повторной компоновки и трассировки, а лишь нанесением покрывающего диэлектрического слоя в необходимых местах. При этом большой объем имитационного моделирования для поиска оптимальных мест и параметров покрытия может быть резко сокращен за счет выявленной специфики характеристик. Уменьшение искажений импульсного сигнала в сигнальных проводниках печатных плат посредством оптимального выбора параметров меандровой линии из одного витка выполняется за счет уменьшения влияния потерь на импульсные сигналы в проводниках печатных плат посредством коррекции формы импульсного сигнала. Запатентована линия задержки, которая обеспечивает прохождение импульсного сигнала без искажения его формы. Данное решение позволит увеличить пропускную способность линий передачи печатных плат РЭА за счет совершенствования массово используемых меандровых линий.

3. Предложена технология модальной фильтрации, основанная на разложении сигнала в линиях передачи. Выполнены теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации. Получены формулы: для амплитуд напряжения импульсов разложения в проводниках согласованной МПЛП; связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами; для вычисления коэффициента ослабления на каскад МФ. Предложено изготавливать печатные платы с интегрированной модальной защитой. Представлены результаты одиночного и многокаскадного использования МФ, а также их совместного использования с традиционными методами защиты. Показаны возможность и значимость использования модальной фильтрации для ослабления воздействия в форме ЭСР, а также возможность практически полного подавления затухающей синусоиды определенной частоты путем выбора соответствующей этой частоте длины МФ в бортовой РЭА КА. Выявлено, что широко распространенные плоские силовые кабели, наряду с основным назначением, можно использовать в качестве защиты от опасных импульсов, за счет их деления на импульсы меньшей амплитуды. Применение технологии позволит повысить устойчивость бортовой РЭА КА к воздействию помех по цепям питания и сигналов. Достоинства нового

принципа, позволяющие повышение помехозащищенности, надежности, радиационной стойкости, уменьшение массы бортовой РЭА КА: отсутствие специальных защитных компонентов; возможность интегрированной реализации только за счет выбора параметров самого межсоединения; возможность реализации принципа на различных уровнях (печатный компонент, кабель, блок); возможность отказа от других средств защиты, их упрощения, а также улучшения работы за счет использования этого принципа; эффективная защита на высоких частотах. Таким образом, разработаны теоретические основы новой технологии помехозащиты (названной модальной фильтрацией), на основе которой могут быть созданы новые и усовершенствованы существующие способы и устройства для помехозащиты различных структурных уровней РЭА.

4. Технологию модального разложения и восстановления, кратко называемую модальным воздействием, предложено использовать для выявления скрытых возможностей модального разложения и последующего восстановления импульсных или синусоидальных сигналов помех опасной амплитуды в структурах бортовой РЭА КА. Сформулировано условие восстановления импульса в конце структуры из произвольного числа отрезков линий передачи. Разработана методика поиска структур, имеющих скрытые модальные воздействия и приводящих к перенапряжению и отсутствию срабатывания защитных компонентов. Показано, что в структурах связанных линий печатных плат бортовой РЭА КА, в зависимости от расстояния между сигнальными проводниками и близости их к опорному, может меняться знак разности задержек мод, а значит, модальное воздействие (при импульсном и гармоническом сигналах) может иметь место в печатных платах (даже без учета распространения сигнала в подключаемых кабелях). Таким образом, выявлена возможность проникновения вредных импульсных и гармонических воздействий в разных видах многопроводных межсоединений кабелей и печатных плат, минуя защитные приборы, обнаружен широкий круг способствующих этому структур (антиподов) и предложена методика их поиска.

5. Описан широкий ряд патентов и заявок на них. Результаты моделирования, использованные для обоснования возможности получения технического результата в описанных заявках, получены с помощью программно реализованных алгоритмов из гл. 2, идеи многих заявок используют модальные технологии, предложенные в гл. 3, а принцип работы большинства заявленных устройств представлен в гл. 4. Проведена объемная работа по патентованию разнообразных способов (трассировки, компоновки, резервирования) и устройств (защиты, воздействия, линий задержки, МПЛ), полученных в работе: 3 полезных модели, 7 изобретений, 28 заявок на изобретение, а также получению 27 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ. Полученные результаты интеллектуальной деятельности свидетельствуют о новизне и широком практическом использовании результатов диссертационной работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Department of Defence. MIL-STD-461F. Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007.
2. Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Equipment And Systems, Aerospace Report No. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.
3. МЭК 61000-2-13. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Ч. 2–13: Электромагнитная обстановка. Излучаемые и кондуктивные электромагнитные явления большой мощности.
4. AIAA S-121-2009, Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems.
5. Brewer R. Modern spacecraft – antique specifications / R. Brewer, D. Trout // Proc. of IEEE EMC Symp. – 2006.
6. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.
7. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев; под общ. ред. В.И. Кошелева. - Новосибирск: Наука, 2015. 483 с.
8. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития / И.Н. Белоконь [и др.] // Технологии ЭМС. – 2010. – № 1. – С. 49–57.
9. Кечиев Л.Н. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк, П.В. Степанов. – М.: Группа ИДТ, 2008. – 478 с.
10. Brewer R., Trout D. Modern spacecraft – antique specifications. Proc. of IEEE EMC Symp. 2006.
11. Efanov M.V. New Possibilities of FID Technology of Forming of Nano- and Picosecond Voltage Pulses with Gigawatt Peak Power / M.V. Efanov, V.M. Efanov // Book of abstracts EUROEM 2008. Switzerland, Lausanne, 21–25 July 2008. – 2008.
12. Петкау О. Электромагнитная уязвимость транспортной инфраструктуры: монография / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Транспортная безопасность и технологии. – 2014. – №4(39). – С. 72–75.

13. Решение III Всероссийской конференции «Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса – 2014, 4 декабря 2014 года,. – Москва, «Президент-Отель». – 2014.
14. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ» [электронный ресурс]. – режим доступа: http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/ (дата обращения 24.01.2015).
15. Гизатулин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: монография / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.
16. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design, Third Edition / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press, 2011. – 272 pp.
17. Ott H.W. Electromagnetic Compatibility Engineering. – USA, New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2009.
18. E.B. Joffe. Grounds for Grounding / Joffe E.B., Lock K-S. – USA, New Jersey, Hoboken, Wiley-IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2010.
19. Huray P. The foundations of signal integrity. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 340 p.
20. Hall S. Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs / S. Hall, H. Heck. -- Wiley-IEEE Press, 2009. – 660 p.
21. Paul C. Transmission Lines in Digital and Analog Electronic Systems: Signal Integrity and Crosstalk. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 299 p.
22. Paul C. Transmission Lines in Digital Systems for EMC practitioners. – Wiley-IEEE Press. – 2012. – 270 p.
23. Li E.-P. Electrical Modeling and Design for 3D System Integration: 3D Integrated Circuits and Packaging, Signal Integrity, Power Integrity and EMC. – Wiley-IEEE Press, 2012. – 366 p.
24. Redoute J.-M. EMC of analog integrated circuits / J.-M. Redoute, M. Steyaert. – Springer, 2010.
25. Mendizabal J.S. GPS & Galileo: Dual RF Front-end Receiver and Design, Fabrication, and Test / J.S. Mendizabal, R.P. Berenguer, J.L. Meléndez. – The McGraw-Hill, 2009.
26. Кечиев Л.Н. Экранирование технических средств и экранирующие системы / Л.Н. Кечиев, Б.Б. Акбашев, П.В. Степанов. – Группа ИДТ, Издательский Дом «Технологии». – 2010. – 472 с.
27. Балюк Н.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Н.В. Балюк, Л.Н. Кечиев, П.В. Степанов. – Группа ИДТ, Издательский Дом «Технологии». – 2009. – 478 с.

28. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – Группа ИДТ, Издательский Дом «Технологии», 2007. – С. 616.
29. Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи / [В.В. Тимофеев и др.]; под ред.: Л. Я. Кантора, В. В. Ноздрина. – М.: ФГУП НИИР, 2009. – 279 с.
30. Кечиев Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества, 2-е издание / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев. – Группа ИДТ, Издательский Дом «Технологии». – 2008. – 352 с.
31. Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда. Учебное пособие. / З.М. Гизатуллин, С.Ф. Чермошенцев. – Казань, изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. – 102 с.
32. Иванов В.А. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / В.А. Иванов, В.Ю. Кириллов, Е.П. Морозов; под ред.: В.Ю. Кирилова. – М.: Издательство МАИ, 2012. – 168 с.
33. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов. Дисс. на соиск. уч. ст. докт. техн. наук. – М.: МИЭМ, 2009.
34. Томилин М.М. Разработка методики проектирования экранов бортовых кабелей космических аппаратов для обеспечения помехозащищённости при воздействии электростатических разрядов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – М.: МАИ, 2011.
35. Марченко М.В. Разработка методики проектирования многослойных экранов комбинированных линий связи для космических бортовых электротехнических комплексов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – М.: МАИ, 2012.
36. Киричёк Р.В. Исследование влияния сверхкоротких электромагнитных импульсов на процесс передачи данных в сетях Ethernet. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – С-Пб.: СПбГУТ, 2011.
37. Labarre C. Circuit Analysis of an EMI Filter for the prediction of its magnetic near-field emissions / C. Labarre , F. Costa // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 56, № 5. – P. 290–298.
38. Reconstruction of Dispersive Dielectric Properties for PCB Substrates Using a Genetic Algorithm / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, J.L. Drewniak [and oths.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. Vol. 50, № 3. – P. 600–610.
39. Perez R. Special Issue on aerospace electromagnetic compatibility / R. Perez, J.A. Lukash // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, № 3. – P. 453–454.

40. Kim J. Special Issue on PCB level signal integrity, power integrity, and EMC / J. Kim, E. Li // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2010. – Vol. 52, № 2. – P. 246–247.
41. Special Issue on Applications of Nanotechnology in Electromagnetic Compatibility (nano-EMC) / M. D'Amore, M.S. Sarto, G.W. Hanson, A. Naeemi, B.K. Tay // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 54, № 1. – P. 2–5.
42. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, В.В. Какаев, А.Б. Махонин, И.А. Уткин, Т.Л. Рязановский // Технологии ЭМС, 2014. – №3 (50). – С. 3–9.
43. Пилков А.В. Экспериментальная оценка уровня напряжённости электрического поля индустриальных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн / А.В. Пилков, Н.М. Купцов, А.Н. Радомский // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 15–20.
44. Кечиев Л.Н. Стандартизация в области ЭМС для военных и гражданских систем / Л.Н. Кечиев, Н.В. Балюк // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 45–58.
45. Михеев В.А. Развитие многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 59–65.
46. Файзрахманов Н.И. Достижение функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами // Технологии ЭМС. – 2014. – №3 (50). – С. 66–68.
47. Hayashi Y.I. Investigation on the effect of parasitic inductance at connector contact boundary on electromagnetic radiation / Y.I. Hayashi [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 65-68.
48. Alilou O. Immunity modelling of electronics board / O. Alilou, V. Fontaine, C. Marot // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 89-92.
49. Parfenov Y.V. The method for evaluating the probability of failures of digital devices under the influence of short electromagnetic pulses / Parfenov Y. V. [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 353-356.
50. Caignet F. Behavioral ESD protection modeling to perform system level ESD efficient design / F. Caignet [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 401-404.
51. Zich R.E. Comparison of different optimization techniques in microstrip filter design / R.E. Zich [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 549-552.

52. Zhu B. A cloud and parallel computation system for IC electromagnetic compatibility modelling and optimization / B. Zhu, H. Li, J. Lu // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 877-880.
53. Bradley A. T. Reducing printed circuit board emissions with low-noise design practices / A. T. Bradley [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012. – IEEE, 2012. – P. 613-616.
54. Lukash J.A. Design and development of an Equipotential Voltage Reference (grounding) system for a low-cost rapid-development modular spacecraft architecture / J.A. Lukash , E. Daley // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2011. – IEEE, 2011. – P. 629-634.
55. Scully R. Assessment of Alphamagnetic Spectrometer (AMS) Upper Experiment Structural Configuration Shielding Effectiveness Associated with Change from Cryo-Cooled Magnet to Permanent Magnet // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
56. Canavero F. Challenges of Model Generation for Virtual Prototyping of SI/PI Problems // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
57. Asai H. Advanced PI/SI/EMI Simulation Techniques Based on Leapfrog Scheme // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
58. Schuster C. Physics and Modeling of Vias in Printed Circuit Boards // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
59. Wu T. Common-mode Radiation Suppression for Differential Signals Using Ground Resonator Technique // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
60. Wen-Yan Y. The Finite Difference Time Domain (FDTD) method for EMC Applications // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
61. Ruehli A. The Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Method for EMC Analysis / A. Ruehli, G. Antonini // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012. – IEEE, 2012.
62. Schippers H. Multiscale modelling of electromagnetic fields in avionics boxes and metal braids / H. Schippers [et al.] // International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012. – IEEE, 2012. – P. 1-6.
63. Chen H. Research on imaging detection of RF leakage on the surface of spacecraft / H. Chen [et al.] // International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012. – IEEE, 2012. – P. 1-4.

64. Tzong L.W. A Novel Dual-Function Circuit Combining High-Speed Differential Equalizer and Common-Mode Filter With an Additional Zero / L.W. Tzong, Y.H. Chih // IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters. – 2014. – Vol. 24, № 9. – P. 617-619.
65. Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter / B.-J. Hu, G. Wei, L.-Y. Deng, H.-F. Huang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. –2013. – Vol. 55, № 5. – P. 901–908.
66. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter / C. Cuellar, N. Idir, X. Margueron, T. Wenhua // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, № 3. – P. 1157–1166.
67. Xu C. Design Theory and Implementation of a Planar EMI Filter Based on Annular Integrated Inductor-Capacitor Unit / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, № 3. – P. 1167–1176.
68. Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters / M.L. Heldwein, J.W. Kolar, K. Raggl, R. Waespe, A. Wirthmueller, J. Biela // IEEE Trans. on Power Electron. – 2009. – Vol. 25, № 5. – P. 1340–1349.
69. 3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters / T. Friedli, J.W. Kolar, A.M. Musing, I.F. Kovacevic. // IEEE Trans. on Power Electron. – 2014. – Vol. 29, № 1. – P. 135–149.
70. Xu C., Wang S. Extraction of Magnetic Parameters for Elements of a Planar EMI Filter / IEEE Trans. on Electromagn. Comp., vol. 56, no 2, pp.360–366, January 2013.
71. Регулярные и нерегулярные многосвязаные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Томск. Гос. Ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
72. Jones E.M.T., Bolljahn J.T. Coupled-Strip-Transmission-Line and Directional Couplers // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech, 1956. – Vol. 4. – P. 75–81.
73. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech, 1958. – Vol. 4. – P. 232–237.
74. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А. М. Богданов, М. В. Давидович, Б. М. Кац [и др.] ; под ред. А. П. Креницкого и В. П. Мещанова. - М. : Радио и связь, 2001. - 560 с.
75. Сержантов А.М., Беляев Б.А. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

(КрыМиКо '2000) : материалы 10 Между народ, конф. Севастополь, Украина, 11-15 сентября 2000 г. - Севастополь : Вебер, 2000. - С. 369-370.

76. Вершинин И.М., Воробьев П.А. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 1980. - Т. 23, № 3. - С. 103-105.
77. Пат. № 2138887. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / В.М. Осипенков, С.Г. Веснин (РФ) – № 97119298/09; заявл. 11.11.1997; опубл. 1999.
78. Пат. № 2174737. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / В.А. Хрусталев, Ю.В. Востряков, В.П. Разинкин, М.А. Рубанович (РФ) – № 2000100670/09; заявл. 10.01.2000; опубл. 2001.
79. Режекторные фильтры свч поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2001.–№2(5). – С. 20-27.
80. Неотражающие фильтры-четырехполюсники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы Всеросийской научно-практической конференции «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». – Томск: ТУСУР, 2002. – С. 112–114.
81. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ и СВЧ аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды Второй Всеросийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». – Томск : ТУСУР, 2003. – С. 239–241.
82. Zysman G.I., Johnson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medim // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1969. – Vol. 17, № 10. – P. 753–759.
83. Chang F.–Y. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1980.– Vol. 18.– P. 616–626.
84. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи / В.М. Красноперкин, Г.С. Самохин, Р.А. Силин // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1983. – № 7(355).– С. 3–8.
85. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения / М.В. Костенко, Л.С. Перельман, Ю.П. Шкарин. – М., «Энергия», 1973.– 272 с.

86. Перенапряжения и защита от них в воздушных и кабельных электропередачах высокого напряжения/ М.В. Костенко, К.П. Кадомская, М.Л. Левинштейн, И.А. Ефремов. – Л.:Наука, 1988. – 302 с.
87. Rubin B. J., Singh B. Study of meander line delay in circuit boards // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, 2000. – Vol. 48 – P. 1452–1460.
88. Ramahi O.M., Archambeault B. Full-wave analysis of delay lines // Proceedings of EMC Zurich 2001, 2001. – P. 537–539.
89. Bhobe A.U., Lholloway C., Piket-May M. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM // Int. Symp. on EMC, 2001. – P. 805–810.
90. Archambeault B., Roden A., Ramahi O. Using PEEC and FDTD to Solve the Challenge Delay Line Problem // IEEE EMC Symposium, 2001.– P. 827–832.
91. Wu R.-B., Chao F.-L. Laddering Wave in Serpentine Delay Line // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology, 1995.– Vol. 18, No. 4.– P. 644–650.
92. Wu R.-B. Flat Spiral Delay Line Design with Minimum Crosstalk Penalty // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technjlogy, 1996. – Vol. 19, No. 2.– P. 397–402.
93. Sudo T., Kudo J., Ko Y. and Ito K. Experimental Characterization and Numerical Modeling Approach of Meander Delay Lines // IEEE International EMC Symposium, 2002. – P. 711–715.
94. Wardrop B., Tech B. Strip-Line Microwave Group-Delay Equalizers // Marconi Review. - 1970. – Vol. 33. – P. 150–177.
95. Дрогалев СВ., Малютин Н.Д. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.
96. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов. Дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – Томск, 1998. – 134 с.
97. Zhang Q., Bandler J.W., Caloz C. Design of Dispersive Delay Structures (DDSs) Formed by Coupled C-Sections Using Predistortion With Space Mapping // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013. – Vol. 18, No. 4 – P. 4040–4051.
98. Electromagnetic compatibility modeling techniques: past, present and future / A.E. Ruehli, E. Miersch // 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 19–22 May 2008. – 2008.

99. Khan Z.A. An Integrated Hybrid Solver and Measurements for EMI/EMC Analysis of Cables and PCBs Enclosed within Metallic Structures / Z.A. Khan, Y. Bayram, J.L. Volakis // International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – Vol. 2. – P. 534–538.
100. Baum C.E. The role of scattering theory in electromagnetic interference problems. National Conference on Electromagnetic Scattering. University of Illinois at Chicago Circle. – 1976. – P. 471–502.
101. Tesche F.M. Application of multiconductor transmission line network analysis to internal interaction problems / F.M. Tesche, T.K. Liu // Electromagnetics. – 1986. – Vol. 6, № 1. – P. 1–20.
102. 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.
103. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.
104. 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.
105. Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии. Пер. с англ. / Г. Джонсон, М. Грэхем. –М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. – 1024 с.
106. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality / A.R. Djordjevic, M.B. Radivoje, D.L. Vladana, T.K. Sarkar // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2001. – Vol. 43, №4. – P. 662–667.
107. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / Дж. Барнс; под ред.: Б.Н. Файзулаева. –Москва: изд-во Мир. – 1990. – 237 с.
108. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.
109. Shlepnev Y. Decompositional electromagnetic analysis of digital interconnects // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – Denver (USA, CO): IEEE, 2013. – P. 563–568.
110. Design and Optimization of a Novel 2.4 mm Coaxial Field Replaceable Connector Suitable for 25 Gbps System and Material Characterization up to 50 GHz / D. Dunham, J. Lee, S. McMorrow, Y. Shlepnev // DesignCon, USA, CA, Santa Clara, 2011. – P. 1–29.
111. Экспериментальное исследование и построение моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с учетом технологического разброса параметров / А.С. Сальников, И.М. Добуш, Л.И. Бабак, Н.А. Торохов. // Доклады Томского

государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2, № 26. – С. 5–10.

112. Kang M. A Simple Parameter Extraction Method of Spiral On-Chip Inductors M. Kang, J. Gil, H. Shin. // IEEE Trans. Electron Devices. – 2005. – Vol. 52, № 9. – P. 1976–1981.
113. Technical panel TP-M3: Capacitor Modeling Requirements in the 21st Century / J. Prymak, S. Pytel, B. Archambeault, I. Novak // DesignCon. – USA, CA, Santa Clara, 2011. – P. 1–21.
114. Lakshminarayanan B., Gordon H.C., Weller T.M. A substrate-dependent CAD model for ceramic multilayer capacitors // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2000. – Vol. 48, No. 10. – P. 1687–1693.
115. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, R.M. Biljie, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 662–666.
116. Салов В.К. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач ЭМС / В.К. Салов, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 106–108.
117. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Физматгиз, 1963. – 404 с.
118. A simple method for measuring the relative permittivity of printed circuit board materials / A. Namba, O. Wada, Y. Toyota, Y. Fukomoto, Z.L. Wang, R. Koga, T. Miyashita, T. Watanabe // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 515–519.
119. Pasunoori P. Automated Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization Using Cavity Resonators / P. Pasunoori, A.E. Engin // 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Long Beach, CA, USA, 14–19 Aug. 2011. – P. 509–513.
120. Frequency-Dependent Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization of Thin Dielectrics Using a Rapid Solver / A.E. Engin, A. Tambawala, M. Swaminathan, S. Bhattacharya, P. Pramanik, K. Yamazaki // 57-th Electronic Components and Technology Conference, Reno, NV, May 29 – June 1 2007. – 2007. – P. 792–797.
121. Gruszczynski S. A simple resonance method of measurement of dielectric constant of thin and intermediate thickness microwave laminates / S. Gruszczynski, M. Zaradny // MIKON-2004: 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications : Warsaw, Poland, 17–19 May 2004. – P. 206–209.

122. Extraction of Dispersive Material Parameters Using Vector Network Analyzers and Genetic Algorithms / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, D.P. Pommerenke, J.L. Drewniak, K.N. Rozanov, G. Antonini, A. Orlandi // Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy, 24–27 Apr. 2006. – P. 462–467.

123. On the Modeling of Conductor and Substrate Losses in Multiconductor, Multidielectric Transmission Line Systems / T.R. Arabi, A.T. Murphy, T.K. Sarkar, R.F. Harrington, A.R. Djordjevic // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –1991. – V. 39, №. 7. – P. 1090–1097.

124. Extraction of eps(f) and tand(f) for printed circuit board insulators up to 30 GHz using the short-pulse propagation technique / A. Deutsch, T. Winkel, G. Kopcsay, C. Surovic // IEEE Trans. on Adv. Packaging. – 2005. – V. 28, № 1. – P. 4–12.

125. Planar transmission line method for characterization of printed circuit board dielectrics / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, G. Antonini, J.L. Drewniak, A. Orlandi, K.N. Rozanov // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – V. 102. – P. 267–286.

126. Causal RLGC(f) Models for Transmission Lines From Measured S-Parameters / J. Zhang, J.L. Drewniak, D.J. Pommerenke, M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, W. Cheng, Z. Yang, Q.B. Chen, A. Orlandi // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2010. – V. 52, № 1. – P. 189–198.

127. Shlepnev Y. Measurement-Assisted Electromagnetic Extraction of Interconnect Parameters on Low-Cost FR-4 boards for 6-20 Gb/sec Applications / Y. Shlepnev // DesignCon. – 2008.

128. Ёлшин Ю.М. Об импортозамещении электронной САПР // Современная электроника. – 2015. – № 1. – С. 80.

129. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: Том. гос. ун-т, 2002. – 206 с.

130. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.

131. Ensurance and simulation of electromagnetic compatibility: recent results in TUSUR University / T. Gazizov, A. Melkozerov, A. Zabolotsky, S. Kuksenko, P. Orlov, V. Salov, R. Akhunov, I. Kalimulin, R. Surovtsev, M. Komnatnov, A. Gazizov // International Conference on Applied Physics, Simulation and Computers, Austria, Vienna, 15–17 March 2015. – 2015.

132. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко // 6-

Международный Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. науч. докл. Санкт-Петербург, 21–24 июня 2005 г. – 2005. – С. 160–164.

133. New results on EMC simulation for space projects of TUSUR University / A. Melkozerov, A. Zabolotsky, P. Orlov, V. Salov, R. Ashirbakiev, R. Akhunov, S. Kuksenko, I. Kalimulin // Proc. of IEEE Int. Conf. on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications. Italy, Pavia, 14–16 May 2014. – 2014. – P. 1–4.
134. Н.И. Базенков. Таблицы для возведения многочлена в степень / Н.И. Базенков, А.М. Заболоцкий // Нелинейный мир. – 2013. – №11. – С. 7.
135. Орлов П.Е. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурного эксперимента при исследовании модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов// Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Том 11, № 4.
136. Компьютерное моделирование сложных структур проводников при проектировании телевизионно-вычислительных систем / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко // Известия вузов. Приборостроение. – 2005. – №10. – С. 63–66.
137. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V. Lezhnin // Advances in Intelligent Systems Research. Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modelling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015). Thailand, Phuket, 23–24 August 2015. – P. 1–8.
138. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, И.С. Костарев // Компьютерные учебные программы и инновации. М: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ. – 2007. – №10. – С. 89–90.
139. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T. R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, P.E. Orlov, S. P. Kuksenko // Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics. Greece, Rhodes, 23–29 Sept 2015. – 2015. – P. 1–3.
140. Квазистатический анализ многопроводных электрических соединений в системе TALGAT / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Р.И. Аширбакиев // 9-й Международный Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сборник трудов. Санкт-Петербург, 13–16 сентября 2011 г. – С. 265–268.
141. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

142. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8376 от 24 мая 2007 г. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Зарегистрировано в Отраслевом фонде алгоритмов и программ Госкоорцентра Минобрнауки РФ. с присвоением номера государственной регистрации. Регистрационный номер ВНТИЦ 50200701103.

143. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009614871. TALGAT 2008 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка № 2009613644. Дата поступления 9 июля 2009 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.

144. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010613497. TALGAT 2009 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка № 2010612008. Дата поступления 13 апреля 2010 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2010 г.

145. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012610712. TALGAT 2010 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка № 2011617178. Дата поступления 26 сентября 2011 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13 января 2012 г.

146. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012660373. TALGAT 2011 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка № 2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г.

147. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013619615. TALGAT 2012 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка № 2013617773. Дата поступления 29 августа 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 октября 2012 г.

148. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015614365. TALGAT 2013 / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка №2015611288. Дата поступления 3 марта 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.

149. Филипов Е.В. Программная реализация и исследование методов вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи / Е.В. Филипов, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2005: материалы докладов научно-

технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 26–28 апреля 2005 г. – 2005. – С. 93–94.

150. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615880. Вычисление напряжений и токов вдоль двухпроводной линии передачи на основе квазистатического анализа / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612556. Дата поступления 2 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.
151. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013661351. Программное обеспечение MOM3DVIA / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка №2013619000. Дата поступления 8 октября 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 5 декабря 2013 г.
152. Тимук В.Н. Система компьютерного моделирования отклика произвольных схем многопроводных линий передачи / В.Н. Тимук, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2005: материалы докладов научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 26–28 апреля 2005 г. – 2005. – С. 143–146.
153. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014610616. Программное обеспечение TLPCB / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров и др. – Заявка №2013618685. Дата поступления 30 сентября 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 января 2014 г.
154. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014617414. Квазистатический анализ плоского трехпроводного кабеля / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов,– Заявка №2014615105. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 июля 2014 г.
155. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661509. Программное обеспечение «Ёмкостная матрица тестовой 3D-структуры» / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Заявка №2014619245. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.
156. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661508. Программное обеспечение «Электромагнитная наводка посадочного места корпуса KD-V97034» / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Заявка №2014619243. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.

157. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661619. Программное обеспечение «Электромагнитная наводка посадочного места корпуса KD-V99D59-A» / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Заявка №2014619262. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 10 ноября 2014 г.

158. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661507. Квазистатический анализ многослойной печатной платы / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Заявка №2014619241. Дата поступления 23 октября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 сентября 2014 г.

159. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015611088. PCBsensor / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Заявка №2014661973. Дата поступления 23 октября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 сентября 2014 г.

160. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615589. Оптимизация параметров измерительных плат набора TRL Calkit for UTF3680 с учетом технологии производства / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612554. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21 мая 2015 г.

161. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615794. Вычисление временного отклика модального фильтра с лицевой связью / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов, Т.Р. Газизов – Заявка №2015612568. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25 мая 2015 г.

162. Влах И. Машинные методы анализ и проектирования электронных схем / И. Влах, К. Сингхал; под ред.: А.А. Туркина. – М.: Радио и связь. – 1988. – 560 с.

163. MIL-STD-461F, Department of Defence Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 10 December 2007.

164. Kuksenko S.P. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky other. // Advances in Intelligent Systems Research (ISSN 1951-6851). Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modelling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015) / Thailand, Phuket, August 23–24, 2015. – PP. 1–8.

165. Газизов Р.Р. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT /Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов

// Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 4(38). – С. 153–156.

166. Заболоцкий А.М. Способы совершенствования передачи импульсных сигналов в межсоединениях элементов и устройств вычислительной техники и систем управления // Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – 2010. – 171 с.
167. CST MICROVAWE STUDIO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.cst.com/products/CSTMWS, свободный (дата обращения: 25.10.2015).
168. Калимулин И.Ф. Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне до 20 ГГц / Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – №2. – С. 91–97.
169. Калимулин И.Ф. Методика получения широкополосной модели конденсатора / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Материалы IX международной научно-практической конференции «Образование и наука без границ-2013». Польша, 7-15 декабря 2013. – 2013. – Т. 46. – С. 35–39.
170. Заболоцкий А.М. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости «TALGAT» / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов, О.М Кузнецова-Таджибаева // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – № 3(33). – С. 27–35
171. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615988. Многорезонансная модель индуктивности Murata LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01-40 ГГц / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612601. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2015 г.
172. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учёта паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов: моногр. / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.
173. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616087. Многорезонансная модель конденсатора Murata GRM21BR71H224K для диапазона частот 0,01-40 ГГц / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612625. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.

174. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615845. Модель LC-фильтра на базе компонентов Murata GRM21BR71H224K и LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01-40 ГГц / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612624. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.

175. Калимулин И.Ф. Методика получения широкополосной модели чип-резистора / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов IV молодёжной науч.-техн. конф. «Инновационный арсенал молодёжи 2013». 26–28 июня 2013 г. СПб.: ФГУП «КБ «Арсенал» им. М.В. Фрунзе», Балт. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 150–152.

176. Калимулин И.Ф. Синтез многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов и моделирование на их основе LC-фильтра / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Печатный 13-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2014». 17–21 ноября 2014 г. Москва. Тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати, 2014. – С. 392–395.

177. Kalimulin I. Application of CMA Evolution Strategy to Synthesis of Multi-resonance SPICE Models up to 20 GHz / I. Kalimulin, A. Zabolotsky, T. Gazizov, // 24th Conf. on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems, USA, San Jose, 25-28 October 2015. – 2015. – P. 1–3.

178. Калимулин И.Ф. Синтез многорезонансных моделей компонентов для моделирования испытаний электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов: текущее состояние / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Космодром «Восточный» и перспективы развития российской космонавтики», всероссийская молодёжная научно-практическая конференция. 5–6 июня. Благовещенск. Тезисы докладов. – Самара: СГАУ, 2015. – С. 79–80.

179. Kalimulin I. LC-filter Simulation Using Multi-resonance Models of Components at Frequency Range up to 40 GHz / I. Kalimulin, A. Zabolotsky, T. Gazizov // 2015 Int. Sib. Conf. Control Commun. Russia, Omsk, May 21–23 2015. – 2015. – P. 1–3.

180. Калимулин, И.Ф. Синтез многорезонансных моделей пассивных компонентов для моделирования испытаний на электромагнитную совместимость в диапазоне частот до 40 ГГц / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Приборы и техника эксперимента. – 2016. – №1. – С. 88–96.

181. Anritsu Company. Operation manual. Model 37XXXC Vector Network Analyzer. P/N: 10410-00226. Revision: B. – 2003.

182. Rohde&Schwarz. Operation manual. R&S ZVA/ZVB/ZVT Vector Network Analyzer. No. 1145.1084.12–17. – 2011.
183. Anderson R.W. // Hewlett-Packard J. – 1967. – No. 12. – P. 13–24.
184. Anritsu Company. Universal Test Fixture 3680 Series. Technical Data Sheet. PN: 11410-00024 Rev. D. – 2013. – 8 p
185. Agilent Technologies. Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements. Product Note 8510-8A. – 2000. – 24 p
186. Cascade Microtech. WinCal XE software is a comprehensive and intuitive on-wafer RF measurement calibration tool to achieve accurate and repeatable S-parameter measurement [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.cmicro.com/products/probes/wincal-xe, свободный (дата обращения: 01.09.2015).
187. Anderson R.W. // Hewlett-Packard J. – 1967. – No. 12. – P. 13–24.
188. Gustavsen B., Semlyen A. // IEEE Trans. Power Deliv. – 1999. – Vol. 14, № 3. – P. 1052–1061.
189. Gustavsen B. // IEEE Trans. Power Deliv. – 2006. – Vol. 21, No. 3. – P. 1587–1592.
190. Deschrijver D., Mrozowski M. // IEEE Microw. Wirel. Components Lett. – 2008. – Vol. 18, No. 6. – P. 383–385.
191. Салов В.К. Получение частотной зависимости диэлектрической проницаемости диэлектрика резонаторным методом / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2014. – Том 57, № 6. – С. 134–136.
192. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов: моногр. / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко, П.Е. Орлов, Р.С. Суровцев. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.
193. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – 3-изд., перераб. и доп. – М. : Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 544 с.
194. Пути решения актуальных проблем проектирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, С.П. Куксенко, П.Е. Орлов, В.К. Салов, И.Ф. Калимулин, Р.И. Аширбакиев, Р.Р. Ахунов, Р.С. Суровцев, М.Е. Комнатнов // Техника радиосвязи. – 2014. – №2. – С. 11–22.
195. Заболоцкий А.М. О влиянии диэлектрического заполнения и электрофизических параметров многопроводных линий передачи на предельную скорость передачи

сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электрофизика материалов и установок: сборник докладов научной конференции. Новосибирск, 2007. –2007. – С. 69–74.

196. Калимулин И.Ф. Сравнение корпусов ПАВ-фильтров по электромагнитной наводке посадочного места / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №2. – С. 72–82.
197. Смирнова М.К. Квазистатическое моделирование кабельного жгута в системе TALGAT / М.К. Смирнова, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2010: материалы докладов научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 4–7 мая 2010. – С. 181–184.
198. Гаврюшов М.В. Квазистатический анализ двухпроводного кабеля с учетом разброса геометрических параметров / М.В. Гаврюшов, А.М. Заболоцкий // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: сборник материалов научно-технической конференции молодых специалистов ОАО «ИСС имени академика М.Ф. Решетнева». Железногорск, 2011 г. – С. 91-93.
199. Жанайдаров А.К. Оценка уровня перекрестных помех в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов / А.К. Жанайдаров, А.М. Заболоцкий // Материалы научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, *посвященной 50-летию ТУСУРа* «Научная сессия ТУСУР-2012». Томск, 16–18 мая 2012. – 2012. – С. 126–129.
200. Калимулин И.Ф. Разброс частотной характеристики для конденсаторов одного номинала и корпуса / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2013». Томск, 2013. – Т. 1. – С. 109–111.
201. Совместный учёт паразитных параметров компонентов и монтажа при вычислении частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 3(33). – С. 27–35.
202. New results on EMC simulation for space projects of TUSUR / T. Gazizov, A. Melkozerov, A. Zabolotsky, P. Orlov, R. Ashirbakiev, R. Akhunov, S. Kuksenko, V. Salov, I. Kalimulin // University. Proc. of IEEE Int. Conf. on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications. May 14–16, 2014, Pavia, Italy. – P. 1–4.
203. Заболоцкий А.М. Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированного электронного модуля космического аппарата / А.М. Заболоцкий,

В.К. Салов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – Т. 19, №6. – С. 41–46.

204. Gerfer A. Practical EMI filter design / A. Gerfer, M. Eckert // Workshop IEEE EMC. – 2008. – P. 24.
205. Hubing T.H. Printed circuit board EMI source mechanisms / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 1–3.
206. Hubing T.H. PCB EMC design guidelines: a brief annotated list / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 34–36.
207. Archambeault B. The Ground Myth / B. Archambeault // Workshop Proc. IEEE EMC 2012 Symp. – P. 1–85.
208. Заболоцкий А.М. Индуктивность цепи земля-питание в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – №11. – С. 11–15.
209. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615987. Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращено-подвешенных полосковых линий / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов – Заявка №2015612593. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2015 г.
210. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616060. Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных подвешенных полосковых линий / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов – Заявка №2015612715. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
211. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617542. Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращенных полосковых линий / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов – Заявка №2015612552. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 июля 2015 г.
212. Kobayashi K. Equivalent Circuits of Binomial Form Nonuniform Coupled Transmission Lines / K. Kobayashi, Y. Nemoto, R. Sato // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1981. – Vol. 29, № 8. – P. 817–824.
213. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы

уменьшения искажений импульсных сигналов в них: моногр. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с

214. Заболоцкий А.М. Моделирование прямых перекрестных помех в многопроводной микрополосковой линии при воздействии нескольких источников сигнала // Научная сессия ТУСУР-2004: материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 18–20 мая 2004 г. – 2004. – С. 101–105.
215. Заболоцкий А.М. Прямые перекрестные помехи в четырехпроводной микрополосковой линии при воздействие на несколько проводников // 12-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции. Казань, 10–11 ноября 2004 г. – 2004. – С. 156–157.
216. Заболоцкий А.М. Учет потерь и диэлектрического заполнения при исследовании дальней перекрестной помехи в межсоединениях печатных плат / А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс». Томск, 2010 г. – С. 295–297.
217. Заболоцкий А.М. Учёт потерь и диэлектрического заполнения при исследовании дальней перекрёстной помехи в межсоединениях печатных плат / А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева, Т.Р. Газизов // Сб. науч. тр. «Электронные и электромеханические системы и устройства». Томск: Изд-во НТЛ. – 2011. – С. 540–547.
218. Заболоцкий А.М. Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: материалы докладов 6-й всероссийской научно-практической конференции. Томск, 2–4 июня 2004 г. – 2004. – С. 125–128.
219. Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – №11. – С. 18–22.
220. Заболоцкий А.М. Исследование искажений импульсных сигналов в сложных межсоединениях помехозащищённой теплопроводной монтажной платы / А.М. Заболоцкий, К.В. Ковалькова // Научная сессия ТУСУР-2005: материалы докладов научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 26–28 апреля 2005 г. – 2005. – С. 115–118.

221. Заболоцкий А.М. Влияние покрывающих диэлектрических слоёв печатной платы на погонную задержку и волновое сопротивление микрополосковой линии передачи / А.М. Заболоцкий, Р.С. Суровцев// Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2013». Томск, 2013. – Т. 1. – С. 144–146.

222. Broyde F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F. Broyde, E. Clavelier // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2005. – Vol. 52, № 2. – P. 405-416.

223. Canavero F. SI and EMC at board level: modeling // Workshop on EMC and Signal Integrity for Electronic Design, Turin, Italy, 15-16 December 2005.

224. Заболоцкий А.М. Уменьшение дальней перекрестной помехи в печатных платах нанесением лака / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Технологии ЭМС. – 2006. – №4. – С. 36–39.

225. Гефле О.С. Частотные спектры комплексной диэлектрической проницаемости композиционных диэлектриков на основе поливинилхлорида / О.С. Гефле, С.М. Лебедев, Ю.П. Похолков. – Томск: Известия Томского политехнического университета. – 2007. – С. 87–91.

226. Заболоцкий А.М. Учет потерь и диэлектрического заполнения при исследовании дальней перекрестной помехи в межсоединениях печатных плат / А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс». – Томск, 2010 г. – С. 295–297.

227. Заболоцкий А.М. Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях печатных плат / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2007. – №3. – С. 21–24.

228. Заболоцкий А.М. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2006. – Т. 4, № 3. – С. 34–38.

229. Орлов П.Е. Влияние длины и количества витков на задержку микрополосковой линии / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – 2014. – Том 13, №4. – С. 93–96.

230. №2556438 РФ. Линия задержки, неискажающая импульс // Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – № 2013159347/08; заявл. 30.12.2013, опубл. 10.07.2015.

231. Носов А.В. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 29–35.

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

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

234. ПАТ. № 79355 РФ. МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР / Т.Р. ГАЗИЗОВ, А.М. ЗАБОЛОЦКИЙ И ДР. (РФ). – № 2 008 127 527/22 (033 781); ЗАЯВЛ. 07.07.2008; ОПУБЛ. 27.12.2008, БЮЛ. №36.

235. Gazizov T.R. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky other // Proc. of the 13th Int. Conf. Of Numerical Analysis and Applied Mathematics / Rhodes, Greece. September, 23–29, 2015. – PP. 1–3.

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

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

238. Заболоцкий А.М. О возможности опасного применения модальных искажений импульсного сигнала / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электронные средства и системы управления: материалы докладов международной научно-практической конференции. Томск, 6–8 октября 2004 г. – 2004. – С. 112–115.

239. Dangerous pulse excitation of coupled lines / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.G. Bova, W.A. Radasky // Proc. of the 17-th Int. Zurich Symp. on EMC. Singapore, February 27–March 3, 2006. – 2006. – pp. 164–167.

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

241. Broyde F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F Broyde, E Clavelier // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2005. – Vol. 52, № 2. – P. 405–416.

242. You H. Crosstalk Analysis of Interconnection Lines and Packages in High–Speed Integrated Circuits / H. You, M. Soma // IEEE Trans. on Circuits and Systems. – 1990. – № 8. – P. 1019–1026.

243. Jones E.M. Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers / E.M. Jones, J.T. Bolljahn. – IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – №4. – P. 75–81.

244. Малютин Н.Д. Многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та. – 1990. – 164 с.

245. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.

246. Осциллограф вычислительный комбинированный С9-11. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – 2007.

247. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RJ-12 для контроля модальных явлений / А.М. Заболоцкий, Е.Н. Горин, И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: сборник материалов 9-й всероссийской научно-практической конференции. Томск, 15 февраля 2007 г. – 2007. – С. 19–22.

248. Бова А.Г. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в многопроводных кабелях / А.Г. Бова, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2006: материалы докладов научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 4–7 мая 2006 г. – 2006. – С. 101–103.

249. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, И.Г. Бевзенко // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады международной 4-й научно-практической конференции. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – 2007. – С. 258–260.

250. Заболоцкий А.М. Модальное воздействие в среде электромагнитного терроризма / А.М. Заболоцкий, Е.Н. Горин, // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: доклады международной 4-й научно-практической конференции. Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – 2007. – С. 260–263.

251. Модальные искажения импульсного сигнала в трёхпроводных кабелях типа ППВ / И.Г. Бевзенко, Е.Н. Горин, А.М. Заболоцкий // 15-е Туполевские чтения: материалы

международной молодёжной научной конференции. Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 178-180.

252. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин// 15-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции. Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 189-191.

253. Бевзенко И.Г. Влияние параметров дополнительного диэлектрического слоя на погонные задержки кабеля марки АППВ-3×6 / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Современные техника и технологии СТТ 2008: сборник трудов 14-ой Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 24–28 марта 2008 г. – 2008. – Т. 1. – С. 13–14.

254. Заболоцкий А.М. Распространение короткого импульса в плоских кабелях силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин, Т.Р. Газизов // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс». Томск, 10–11 апреля 2008 г. – 2008. – С. 67–69.

255. Бевзенко И.Г. Исследование зависимости модуля разности погонных задержек в трехпроводных силовых кабелях / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2008: материалы докладов научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 5–8 мая 2008. –2008. – С. 45–47.

256. Защита от кондуктивных помех на основе модальной фильтрации: состояние дел и перспективы / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, П.Е. Орлов, И.Г. Бевзенко, Е.С. Долганов, Р.И. Аширбакиев // 9-й Международный Симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сборник трудов. Санкт-Петербург, 13–16 сентября 2011 г. – С. 261–264.

257. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // 15-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции / Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 189-191.

258. Самотин И.Е. Распространение короткого импульса в плоских кабелях силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс» / Томск, 10–11 апреля 2008 г. – С. 67–69.

259. Орлов П.Е. Использование модальных эффектов для диагностики многопроводных соединений / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // Электронные и

электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс» / Томск, 10–11 апреля 2008 г. С. 179–181.

260. Заболоцкий А.М. Защита от короткого импульса в линиях передачи с различными граничными условиями / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // 16-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции. Казань, 28–29 мая 2008 г. – 2008. – С. 243–245.
261. Zabolotsky A.M. Modal Decomposition of UWB Pulse in Power Cable Structures: Simple Experiment Showing Useful Possible Applications / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, I.E. Samotin, // Book of abstracts EUROEM 2008, Switzerland, Lausanne, 21–25 July, 2008. – 2008. – P. 62.
262. Заболоцкий А.М. Разложение короткого импульса в отрезках кабеля силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / А.М. Заболоцкий, Е.И. Самотин, Т.Р. Газизов // Материалы научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». Томск, 29–30 сентября 2008 г. Томск: В-Спектр, 2009. – С. 23–26.
263. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections. Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON–2009). Russia, Tomsk, March 27–28, 2009. P. 264–269.
264. Simple and free mitigation of short pulse lightning effects by flat power cables / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.O. Melkozerov // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Italy, Cagliary, 13–17 September 2010. – 2010. – P. 993-1–993-3.
265. Бевзенко И.Г. Модальные искажения импульсного сигнала в кабеле марки ТРП-3×0,5 / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2007: материалы докладов научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 3–7 мая 2007. – 2007. – С. 105–108.
266. Заболоцкий А.М. Модальные искажения импульсного сигнала в кабеле марки RJ-12 / А.М. Заболоцкий, Е.Н. Горин// Научная сессия ТУСУР-2007: материалы докладов научно-технической конференции студентов и молодых ученых. Томск, 3–7 мая 2007. – 2007. – С. 109–112.
267. Экспериментальные результаты распространения сверхширокополосного импульса в трехпроводных кабелях с плоском и круглом поперечных сечениях / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, Е.И. Самотин// Международная IEEE-сибирская конференция по

управлению и связи (SIBCON-2009). Россия, Томск, 27–28 март 2009. – 2009. – С. 264–269

268. Zabolotsky A.M. Experimental Results on UWB Pulse Propagation in Low-Voltage Power Cables With Different Cross Sections / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2012. – Vol. 54, № 1. – PP. 229–231.
269. Орлов П.Е. Экспериментальное подтверждение возможности бесконтактной диагностики многопроводных структур посредством модального зондирования / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Известия вузов. Физика. – 2013. – Том 56. № 6. – С. 44–47.
270. Газизов Т.Р. Частотный анализ модальных искажений и его применение в диагностике электрических соединений / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий // Известия вузов. Физика. – 2013. – Том 56, № 9. – С. 113–114.
271. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: материалы докладов 7-й всероссийской научно-практической конференции. Томск, 16–18 февраля 2005 г. – 2005. – С. 61–64.
272. Заболоцкий А.М. Разложение и восстановление импульса в линиях передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – №11. – С. 4–7.
273. Бевзенко И.Г. Выбор параметров модальных антиподов для силовых кабелей / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // 16-е Туполевские чтения: материалы международной молодёжной научной конференции. Казань, 28–29 мая 2008 г. – 2008. – С. 218–219.
274. Бевзенко И.Г. Вариант антипода для кабеля марки АППВ-3×6 / Бевзенко И.Г., Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс». Томск, 10–11 апреля 2008 г. – 2008. – С. 69–71.
275. Пат. № 79213 РФ. Устройство воздействия на аппаратуру / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. – №2 008 127 574/22 (033 831); заявл. 07.07.2008, опубл. 20.12.2008, Бюл. №35.
276. Бевзенко И.Г. Влияние изменения параметров антипода на временной и частотный отклики двух отрезков плоского трехпроводного кабеля / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Материалы научно-технической конференции студентов, аспирантов

и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2011». – г. Томск. 4–6 мая 2011. – С. 110–113.

277. Бевзенко И.Г. Сравнение откликов на импульсное и гармоническое воздействия структуры из модальных антиподов плоского трехжильного кабеля / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции студентов и молодых учёных «Современные техника и технологии» (СТТ-2011). – г. Томск. – 2011 г. – С. 21–22.
278. Экспериментальное подтверждение модального разложения и восстановления импульса / И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, Э.С. Семенов // Материалы научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 29–30 сентября 2008. – Томск: В-Спектр, 2009. – С. 81–84.
279. Заболоцкий А.М. Экспериментальные исследования разложения и восстановления электрических импульсов в структурах с различными модальными антиподами / А.М. Заболоцкий, И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2011. – Том 54, №10. – С. 17–24.
280. Бевзенко И.Г. Модальные антиподы плоских трехпроводных кабелей / И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – №11. – С. 71–74.
281. Заболоцкий А.М. Интегрированная защита и возможность ее реализации в помехозащищенных теплопроводных монтажных платах / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: сборник материалов 9-й всероссийской научно-практической конференции. Томск, 15 февраля 2007 г. – 2007. – С. 23–26.
282. Zabolotsky A.M. New approach to EMC protection / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. Germany, Munich, 24–28 September, 2007. – 2007. – P. 273–276.
283. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
284. Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Белоусов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 36–41.

285. Орлов П.Е. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космического аппарата /П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – №5. – С. 20–23.

286. ГОСТ 23751-86. Печатные платы. Основные параметры конструкции. Классификация, номенклатура и общие нормы. – М. : Изд-во стандартов, 1986.

287. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.O. Melkozerov, A.M. Zabolotsky // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Italy, Cagliary, 13–17 September 2010. – 2010. – P. 1246-1–1246-3.

288. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе: моногр. / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.

289. Surovtsev R.S. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.M. Zabolotsky, A.V. Nosov // 16-th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2015: Conference Proceedings. Novosibirsk State Technical University. Altai, Erlagol, 29 June – 3 Jule, 2015. – 2015. – P. 175-177.

290. Surovtsev R. Pulse Decomposition in the Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses / R. Surovtsev, T. Gazizov, A. Zabolotsky // 2015 Int. Sib. Conf. Control Commun. – Russia, Omsk, 21–23 May 2015. – 2015. – P. 1–5.

291. Заболоцкий А.М. Анализ частотного отклика модального фильтра для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата / И.В. Дмитренко, А.М. Заболоцкий // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 4(38). – С. 157–160.

292. Analysis of power dissipation in resistive terminations of single- and multistage modal filters / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.O. Melkozerov, P.E. Orlov, E.S. Dolganov // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. Austria, Vienna, 2–7 September 2012. – 2012.

293. Официальный сайт Корпорации Semtech [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.semtech.commages/datasheet/lc03_3v3.pdf, свободный (дата обращения 17.05.2010).

294. Evaluations of Protection Methods Using TVS-array and Modal Filter / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.O. Melkozerov, P.E. Orlov, I.G. Bevzenko, E.S. Dolganov,

A.M. Zabolotsky // Book of abstracts EUROEM 2012. France, Toulouse, 2-6 July 2012. – 2012. – P. 106.

295. Заболоцкий А.М. Модальный фильтр с TVS-сборкой для защиты сети Fast Ethernet / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2010. – №2(22), ч. 2. – С. 160–164.

296. Разработка конструкции и технологии изготовления макетов модальных фильтров для сети Fast Ethernet / О.М. Кузнецова-Таджибаева, Л.Н. Жеребцова, В.В. Поспелов, Д.В. Дроздов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин, С.В. Пономарев // Доклады ТУСУР. 2010. №2(22), ч. 2. – С. 164–169.

297. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality / A.R. Djordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar–Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Electromagn. Compart. – 2001. – No. 4. – P. 662–667.

298. Improved design of modal filter for electronics protection / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.O. Melkozerov, P.E. Orlov, E.S. Dolganov // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. Austria, Vienna, 2–7 September 2012. –2012.

299. Zabolotsky A.M. New approach to the power network protection against ultrawide band pulses / A.M. Zabolotsky, A.T. Gazizov // 2014 International Conference on Energy, Environment and Material Science (EEMAS '14). Russia, Saint Petersburg, State Politechnical University, 23-25 September 2014. – 2014. – P. 104-107.

300. Газизов А.Т. Разложение сверхкороткого импульса в модальных фильтрах с лицевой и торцевой связью / А.Т. Газизов, А.М. Заболоцкий // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – С. 317-319.

301. Gazizov A.T. Printed Structures for Protection Against UWB Pulses / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, O.A. Gazizova // 16-th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2015: Conference Proceedings. Novosibirsk State Technical University. Altai, Erlagol – 29 June – 3 Jule, 2015. – 2015. – P. 120-122.

302. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.

303. Gazizov A. UWB Pulse Decomposition in Asymmetrical Modal Filter with Different Boundary Conditions / A. Gazizov, A. Zabolotsky // 2015 Int. Sib. Conf. Control. Russia, Omsk, 21–23 May, 2015. – 2015. – P. 1–3.

304. Заболоцкий А.М. Моделирование гибкого печатного кабеля в системе TALGAT / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов // Научная сессия ТУСУР-2008: материалы докладов научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 5–8 мая 2008. – 2008. – С. 57–60

305. Смирнова М.К. Моделирование гибкого печатного кабеля и кабельного жгута в системе TALGAT / М.К. Смирнова, А.М. Заболоцкий // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: сборник материалов научно-технической конференции молодых специалистов ОАО «ИСС имени академика М.Ф. Решетнева». Железногорск, 2011 г. – С. 156-158.

306. Заболоцкий А.М. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных кондуктивных помех / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – №7. – С. 18–27.

307. Заболоцкий А.М. Вычисление собственных значений и векторов для исследования модального разложения импульса в гибком печатном кабеле бортовой аппаратуры космического аппарата / Заболоцкий А.М., А.Т. Газизов // VI общероссийская молодежная научно-техническая конференция «Молодежь. Техника. Космос»: сборник трудов. Санкт-Петербург. 19-21 марта 2014 г. – С. 244-245.

308. IEC 61000-4-2 (2003), Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.

309. Заболоцкий А.М. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов, Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Том 55, №3. – С. 39–43.

310. Пат. № 800100 РФ. Устройство модального зондирования / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. – № 2008127580/22 (033 837); заявл. 07.07.2008; опубл. 20.01.2009, Бюл. №2.

311. Пат. № 2431912 РФ. Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. – №2010108518/07(012013); заявл. 9.03.2010; опубл. 20.10.2011, Бюл. №29.

312. Пат. № 2386964 РФ. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. – №2 009 108 905/28(011919); заявл. 10.03.2009; опубл. 20.04.2010, Бюл. № 11.

313. Пат. № 2456588 РФ. Устройство обнаружения импульсов в многопроводных линиях передачи // Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий. – № 2 010 152 388/28; заявл. 21.12.2010, опубл. 20.07.2012, Бюл. № 20.

314. Пат. №2584502 РФ. Микрополосковая линия со стабильной задержкой / В.К. Салов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий. – № 2013159316/08; заявл. 30.12.2013.

315. Пат. №2568327 РФ. Меандровая линия с дополнительной задержкой // Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – № 2 014 108 688; заявл. 05.03.2014, опубл. 20.11.2015, Бюл. № 32.

316. Заявка № 2015114495 РФ. Устройство защиты от импульсных сигналов на основе печатных трасс с лицевой связью / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов, Т.Р. Газизов; заявл. 17.04.2015.

317. Заявка № 2015120797 РФ. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др.; заявл. 1.06.2015.

318. Заявка № 2015129255 РФ. Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Газизов Т.Р. и др.; заявл. 16.07.2015.

319. Заявка 2015137545 РФ. Меандровая линия задержки с лицевой связью, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.А. Газизов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко; заявл. 02.09.2015.

320. Заявка 2015137528 РФ. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др.; заявл. 02.09.2015.

321. Заявка 2015137545 РФ. Меандровая линия задержки из двух витков с разными разносами, защищающая от сверхкоротких импульсов / Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др.; заявл. 02.09.2015.

322. Заявка № 2014154086 РФ. Устройство защиты от импульсных сигналов с выравниванием амплитуд разложенных импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов; заявл. 29.12.2014.

323. Заявка № 2014154084 РФ. Устройство защиты от импульсных сигналов с заданным уровнем их ослабления / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов; заявл. 29.12.2014.

324. Заявка № 2014154089 РФ. Устройство защиты от импульсных сигналов с удвоенным коэффициентом ослабления / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов; заявл. 29.12.2014.

325. Заявка 2015137540 РФ. Трехпроводная микрополосковая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий и др; заявл. 02.09.2015.

326. Заявка 2015137539 РФ. Четырехпроводная микрополосковая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий и др; заявл. 02.09.2015.

327. Заявка 2015137537 РФ. Пятипроводная микрополосковая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий и др; заявл. 02.09.2015.

328. Заявка № 2015114493 РФ. Устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов; заявл. 17.04.2015.

329. Заявка № 2015120812 РФ. Двухкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов, П.Е. Орлов; заявл. 01.06.2015.

330. Заявка № 2015120805 РФ. Трехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, О.С. Каймонов; заявл. 01.06.2015.

331. Заявка № 2015120801 РФ. Четырехкаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко; заявл. 01.06.2015.

332. Заявка № 2015129257 РФ. Семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко; заявл. 16.07.2015.

333. Заявка № 2015129261 РФ. Уплотненное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов; заявл. 16.07.2015.

334. Заявка № 2015129259 РФ. Безрезистивное семикаскадное устройство защиты порта Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко; заявл. 16.07.2015.

335. Заявка № 2015137542 РФ. Семикаскадное устройство без резисторов, защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко; заявл. 02.09.2015.

336. Заявка № 2015137543 РФ. Семикаскадное устройство без резисторов и отверстий, защищающее порт Ethernet 100 Base-T от опасных импульсных сигналов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко; заявл. 02.09.2015.

337. Заявка № 2014151794 РФ. Устройство контроля уровня кондуктивных эмиссий / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов; заявл. 19.12.2014.

338. Заявка № 2015151645 РФ. Способ резервирования электрических цепей / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов; заявл. 19.12.2014.

339. Заявка № 2015129253 РФ. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др.; заявл. 16.07.2015.

340. Заявка № 2015129263 РФ. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с резервированием / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др; заявл. 16.07.2015.

341. Заявка № 2015137532 РФ. Способ компоновки печатных плат для цепей с резервированием / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др; заявл. 02.09.2015.

342. Заявка № 2015137548 РФ. Способ внутренней компоновки печатных плат для цепей с резервированием / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др; заявл. 02.09.2015.

343. Заявка № 2015137547 РФ. Способ резервирования для печатных плат / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др; заявл. 02.09.2015.

344. Заявка № 2015156667 РФ. Способ резервирования плоских кабелей / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов и др; заявл. 28.12.2015.

ПРИЛОЖЕНИЕ

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель генерального конструктора по электрическому проектированию и системам управления КА открытого акционерного общества «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», председатель секции №2 НТС, лауреат премии Правительства Российской Федерации, доктор технических наук, профессор

_____ В.Б. Тартов

_____ 2009 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы

Заболоцкого Александра Михайловича

Комиссия в составе:

главного конструктора проектирования и испытаний РЭА – начальника отдела 600 ОАО «ИСС» В.Н. Школьного,

начальника отдела конструирования бортовой РЭА ОАО «ИСС» С.Б. Сунцова,

начальника сектора В.П. Ершкова

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в открытом акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (ОАО «ИСС») следующих результатов диссертационной работы А.М. Заболоцкого:

1) программная реализация квазистатических моделей для вычисления временного отклика в составе системы TALGAT 2008;

2) выполнение в системе TALGAT 2008 квазистатического моделирования тестовых и реальных структур (кабели, платы, корпусы) бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) разработки ОАО «ИСС»;

3) рекомендации по уменьшению взаимовлияний электрических сигналов (ВЭС) за счет выбора оптимальных параметров проводников и диэлектриков межсоединений, в т.ч. за счет использования модальных явлений.

Результаты использованы в ходе выполнения составной части опытно-конструкторской работы по теме: Разработка и поставка аппаратно-программного комплекса для проведения анализа взаимовлияний электрических сигналов бортовой аппаратуры (хоздоговор 28/08 от 14.04.2008, шифр «АПК–ТУСУР»). А.М. Заболоцкий являлся ответственным исполнителем данной работы.

Комплекс предназначен для анализа блоков управления космических аппаратов связи и навигации. Система TALGAT 2008 включена в состав специализированного лицензионного программного обеспечения данного комплекса, а указанные результаты, представленные в техническом отчёте от 18.09.2009 № 28/08-ОТ-БЭМС РЭС-001, использованы в программно-методическом обеспечении комплекса (методика создания электротехнических моделей блоков и приборов; методика проведения анализа ВЭС в БА КА; конструктивные приемы и способы уменьшения ВЭС в БА КА). Результаты экспериментальной проверки достоверности используемых в разработанном комплексе расчетных моделей и методик, представленные в отчёте об отработке от 16.10.2009 № 28/08-ОТ-БЭМС РЭС-002, показали обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе.

Главный конструктор проектирования и испытаний РЭА –
начальник отдела 600 ОАО «ИСС»

В.Н. Школьный

Начальник отдела конструирования бортовой РЭА ОАО «ИСС»

С.Б. Сунцов

Начальник сектора

11.11.2009
В.П. Ершков

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель генерального
директора по научной работе
ОАО «НПЦ «Полюс»»
_____И.В. Балюс
«17» 04 2007 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Заболоцкого А.М.

Научно-техническая комиссия в составе начальника отделения к.т.н. Гордеева К.Г., начальника отдела д.т.н. Казанцева Ю.М., начальника отдела Поспелова В.В. составила настоящий акт в том, что модуль квазистатического вычисления отклика в составе системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости TALGAT использовался для оценки паразитных электромагнитных эффектов в печатных платах и в кабелях. Он позволил существенно сократить время компьютерного моделирования, что ускорило анализ ряда проектных решений с учетом электромагнитной совместимости.

Начальник отделения, к.т.н. _____ К.Г. Гордеев

Начальник отдела, д.т.н. _____ Ю.М. Казанцев

Начальник отдела _____ В.В. Поспелов

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по НР ТУСУР

д.т.н., проф. Ремпе Н.Г.

УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер ФГУП «СХК»

Гаврилов П.М.

АКТ

Настоящим актом подтверждается, что Газизов Т.Р. и Заболоцкий А.М. являлись исполнителями НИР «Разработка технической документации прибора для прямого видеонаблюдения состояния элементов эксплуатационных и фильтровых колонн нагнетательных и контрольных скважин полигона подземного захоронения ЖРО СХК» (Рег. № 0120.0 509654" ВНТИЦ), выполненной по ХД № 20-05 от 20.03.2005.

В ходе НИР, при разработке малогабаритной многослойной печатной платы (с быстродействующей элементной базой и межсоединениями высокой плотности) для аппаратно-программного устройства сжатия и восстановления видеоданных, использованы следующие научные результаты Газизова Т.Р. и Заболоцкого А.М.:

1. Программные реализации алгоритмов моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи.

2. Результаты компьютерного моделирования распространения импульсов в упрощенных и реальных фрагментах плотных межсоединений (многопроводных шинах, меандровых линиях, связанных линиях).

3. Количественные оценки уровня помех в указанных межсоединениях.

4. Оценки эффективности путей уменьшения помех в указанных межсоединениях.

5. Результаты улучшения формы импульса после прохождения по меандровым линиям.

Использование указанных результатов позволило обеспечить целостность сигналов в разработанной плате без повторной трассировки.

От ТУСУР

Научный руководитель НИР

д.т.н., проф. Пустынский И.Н.

16.04.07

От ФГУП «СХК»

Главный геолог

к.г-м.н. Зубков А.А.

Приложение к **Договору**
№ 20-05 от 20 марта 2005 г.

Исполнитель: ГОУ ВПО «ТУСУР»
Юридический адрес:
634050, г. Томск, Ленина 40
ИНН 7021000043/КПП 701701001
ОФК по г. Томск УФК МФ РФ по Томской области
((ГОУВПО) ТУСУР
л/сч 06073137150)
Р/с 40503810600001000257 в ГРКЦ ГУ БАНКА РОССИИ по Томской области
Код доходов 07330201010010000130
БИК 046902001
Код ОКПО: 02069326

Заказчик: ФГУП «СХК»
Юридический адрес: 636000, ЗАТО г. Северск Томской обл., ул. Курчатова, 1
Банковские реквизиты: ИНН 7024002440 КПП 702401001
наименование банка: банк Филиал АБ «ГАЗПРОМБАНК» (ЗАО) в г. Томске, г. Томск

Р/с 40502810100000001510
кор./с 30101810800000000758

БИК 046902758
Коды: ОКПО 07622928, ОКОНХ12315

А К Т

сдачи-приемки научно-технической продукции
(заключительный)

по **договору** № 20-05 от 20 марта 2005 г. составлен " 05 " декабря 2005 г.
НИР «Разработка технической документации прибора для прямого видеонаблюдения состояния элементов эксплуатационных и фильтровых колонн нагнетательных и контрольных скважин полигона подземного захоронения ЖРО СХК» – этапы №1, №2, №3, №4 по календарному плану работ.

Мы, нижеподписавшиеся, представитель Исполнителя проректор по научной работе ГОУ ВПО «ТУСУР» Ильюшенко В.Н., с одной стороны, и представитель Заказчика главный инженер ФГУП «СХК» Гаврилов П.М., с другой стороны, составили настоящий **акт** в том, что научно-техническая продукция удовлетворяет условиям договора, технического задания и календарного плана от 20.03.05 г. и в надлежащем порядке оформлена.

Краткое описание научно-технической продукции: аннотированный отчет по этапу №1; аннотированный отчет по этапу №2, техническая документация, макет блока; аннотированный отчет по этапу №3, техническая документация, лабораторный образец; итоговый отчет по НИР.

Договорная цена составляет по **договору** 500000 (пятьсот тысяч) руб.

Научно-исследовательская работа выполнена с начала действия **договора** по состоянию на " 05 " декабря 2005 г., на 100 (сто) % от общей стоимости работы, что составляет 500000 (пятьсот тысяч) руб., в том числе по этапам:

Этапы	В процентах	В рублях
1	20	100000
2	40	200000
3	30	150000
4	10	50000

Итого: 500000 (пятьсот тысяч) руб.
Ранее оплачено Исполнителю Заказчиком 450000(четыреста пятьдесят тысяч) руб.
Следует к перечислению Исполнителю по данному акту 50000 (пятьдесят тысяч) руб.
В том числе: без НДС согласно пп. 16 п. 3 стр. 49 гл. 21 раздела VIII второй части НК РФ.

От Исполнителя:

Проректор по НР _____ В.Н. Ильюшенко

Научн. рук. _____ И.Н. Пустынский

От Заказчика:

Гл. инженер _____ П.М. Гаврилов

Гл. геолог _____

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по
информатизации ТУСУРа
_____ Ехлаков Ю.П
«18» 04 2007г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Заболоцкого А.М.
в систему компьютерного моделирования электромагнитной совместимости

Комиссия в составе Назаркина С.Н. начальника отдела ЦТТ, Безходарнова И.В. директора ООО «Томскксофт», Бойченко И.В. доцента кафедры АСУ и Сенченко П.В. доцента кафедры АОИ составила настоящий акт о внедрении результатов диссертационной работы Заболоцкого А.М. в систему компьютерного моделирования электромагнитной совместимости.

В рамках реализации системы выполнены следующие работы:

1. Изучение особенностей математических моделей. (Проведен анализ теоретических основ моделей вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи. Из рассмотренных выделены три основные модели (Теше, Джорджевича, Накхлы), в которых вычисления выполняются: с учетом потерь и их частотной зависимости; использованием алгоритмов БПФ и численного метода обратного преобразования Лапласа.)
2. Предварительная разработка алгоритмов. (Разработаны алгоритмы для трех основных моделей.)
3. Программирование на уровне системы, комплексов, компонентов и функций. (Кодирование компонента вычисления временного отклика.)
4. Автономная отладка исходного кода на уровне системы, комплексов, компонентов и функций. (Автономная отладка исходного кода на уровне компонента вычисления временного отклика.)
5. Комплексное тестирование и отладка. (Комплексное тестирование и отладка работы системы при вычислении временного отклика.)
6. Разработка программных документов, проведение испытаний. (Корректировка программы и программной документации по результатам испытаний. Локализация выявленных ошибок в системе по результатам испытаний. Окончательная отладка кода. Внесение изменений в программную документацию по результатам испытаний.)

_____ Безходарнов И.В.

_____ Бойченко И.В.

_____ Назаркин С.Н.

_____ Сенченко П.В.

А К Т № 31315
ввода в эксплуатацию

«15» декабря 2006 г.

Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости
(название Произведения)

Комиссия в составе:

Ехлаков Ю.П - Проректор по информатизации ТУСУРа , председатель комиссии;
Безходарнов И.В. - директор ООО «Томсксофт», член комиссии;
Бойченко И.В. - доцент кафедры АСУ, член комиссии;
Назаркин С.Н. - начальник отдела ЦТТ, член комиссии;
Сенченко П.В. - доцент кафедры АОИ, член комиссии;

Созданная, на основании приказа ректора № 5609 от 11.07.06 г., составила настоящий акт о нижеследующем:

1. Комиссия в период с 1 декабря по 15 декабря 2006 года провела приемку работ временного трудового коллектива № 31315 «Разработка системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости», выполненных в рамках мероприятия 3.1.3,а. «Разработка и внедрение информационных систем обеспечения и мониторинга учебного процесса, научной и организационно-экономической деятельности».

2. Комиссии при приемке были предъявлены:

- Служебное задание на выполнение работ;
- Заявка;
- План работ;
- Техническая документация;
- Программное обеспечение;

3. Комиссия установила:

3.1. В рамках реализации мероприятия выполнены следующие работы:

- Разработана система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости;
- Произведено документирование системы.

3.2. Разработанное программное обеспечение соответствует требованиям служебного задания и заявкам на разработку.

3.3. Представленная техническая документация соответствует версии программного обеспечения.

Комиссия постановила:

- Принять работы в целом;
- Зарегистрировать программный продукт в отраслевом фонде алгоритмов и программ;
- Внедрить программный продукт в учебно-научном процессе;
- Установить срок полезного использования продукта – 2 год.

Комиссия считает целесообразным:

- Произвести доработку технической документации в соответствии с заданием.



Ехлаков Ю.П.

Безходарнов И.В.

Бойченко И.В.

Назаркин С.Н.

Сенченко П.В.

УТВЕРЖДАЮ
Проектор по образовательной деятельности
КНИТУ-КАИ,
д.п.н., профессор

_____ Н.Н. Маливанов

«____» _____2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Мы, нижеподписавшиеся, зав. каф. САПР, д.т.н., профессор Чермошенцев С.Ф., к.т.н., доцент Гизатуллин З.М., настоящим актом подтверждаем внедрение в учебный процесс результатов диссертационной работы А.М. Заболоцкого, изложенных в монографиях:

1. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
2. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы уменьшения искажений импульсных сигналов в них / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.
3. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.
4. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
5. Салов В.К. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий и др. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.
6. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учёта паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.

Указанные монографии использованы для преподавания следующих дисциплин:

– Информационные технологии электромагнитной совместимости электронных средств, по направлению подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника»;

– Электромагнитная совместимость, по направлению подготовки 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств»;

– Современные проблемы информатики и вычислительной техники, по направлению подготовки 09.04.01 «Информатика и вычислительная техника».

Зав. каф. САПР, д.т.н., профессор С.Ф. Чермошенцев

Доцент каф. САПР, к.т.н., доцент З.М. Гизатуллин

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель начальника Главного
управления МЧС России
по Томской области (по АКУ)
полковник внутренней службы
_____ П.С. Плюхин
«26» 08 2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича

Комиссия в составе: председателя комиссии-начальника отдела информационных технологий, автоматизированных систем управления и связи-начальника связи Главного управления МЧС России по Томской области подполковника О.С. Каймонова и членов комиссии – заместителя начальника отдела информационных технологий, автоматизированных систем управления и связи Главного управления МЧС России по Томской области майора внутренней службы П.В. Черепанова, главного специалиста отдела информационных технологий, автоматизированных систем управления и связи Главного управления МЧС России по Томской области майора внутренней службы Н.Г. Лазичевой и начальника отдела информационных технологий, автоматизированных систем управления и связи ФКУ «ЦУКС Главного управления МЧС России по Томской области» капитана внутренней службы А.А. Макаренко составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в Главном управлении МЧС России по Томской области результатов диссертационной работы А.М. Заболоцкого, реализованных в макетах модальных фильтров для защиты Ethernet 100 Base-T от импульсных помех.

С января 2015 г. по настоящее время в Главном управлении МЧС России по Томской области проводится тестовая эксплуатация макетов модальных фильтров, установленных для защиты сетевых адаптеров вычислительной техники и серверного оборудования (5 персональных компьютеров, 3 сервера). Во время эксплуатации происходили скачки напряжения, в результате которых вышло из строя некоторое оборудование, а оборудование, защищенное модальными фильтрами, не пострадало. Результаты испытаний показали обоснованность выводов, сделанных в работе.

Председатель комиссии: _____ О.С. Каймонов

Члены комиссии: _____ П.В. Черепанов
_____ Н.Г. Лазичева
_____ А.А. Макаренко

УТВЕРЖДАЮ

Директор НИИ ПММ ТГУ,
д-р физ.-мат. наук, профессор

_____ А. А. Глазунов
«17» 08 2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича

Комиссия в составе:
зав. лаб. НИИ ПММ ТГУ, д-ра физ.-мат. наук С. В. Пономарёва,
учёного секретаря НИИ ПММ ТГУ, канд. физ.-мат. наук И. В. Еремина
составила настоящий акт, подтверждающий факт внедрения в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» следующих результатов диссертационной работы А. М. Заболоцкого.

1. Программно-математические средства вычисления временного и частотного откликов произвольных структур линий передачи. Демонстрация использования разработанных средств выполнена на примерах анализа реальных электрических соединений в печатных узлах бортовой аппаратуры (БА) космического аппарата (КА).

2. Технология уменьшения искажений сигналов в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров проводников и диэлектриков линии с диэлектрическим покрытием и меандровой линии.

3. Технология модальной фильтрации, основанная на новом принципе защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи. Применение технологии позволило повысить устойчивость унифицированного электронного модуля (УЭМ) с компонентами типа «система-на-кристалле» к воздействию помех по цепям питания и сигналов.

4. Технология модального разложения и восстановления для выявления скрытых возможностей модального разложения и последующего восстановления импульсных или синусоидальных сигналов помех опасной амплитуды в структурах БА КА.

5. Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости (ЭМС) УЭМ БА КА, которая позволяет разработать конкретные рекомендации по улучшению ЭМС УЭМ, без знания специфики схемотехники УЭМ и только посредством изменений трассировки УЭМ. Методика апробирована разработкой рекомендаций для 5 реальных УЭМ разработки АО «ИСС». По разработанным рекомендациям внесены изменения в УЭМ перед их изготовлением.

6. Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в печатных платах, кабелях и отдельных модальных блок-фильтрах БА КА АО «ИСС». Результаты работ подтвердили реальность модальной фильтрации, как теоретически, так и экспериментально.

7. Общая методика одиночного и комплексного использования модальных фильтров и их совместного использования с традиционными методами защиты от электромагнитного импульса. Показано применение пунктов методики для создания модальных фильтров на основе ГПК и печатного модального фильтра. Разработана конструкторская документация для создания печатных модальных фильтров.

8. Подход для учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатных плат, позволяющий моделирование реальных плат производства АО «ИСС».

9. Методика анализа пассивных цепей с учетом паразитных параметров компонентов и монтажа.

10. Анализ импеданса резистора и конденсатора в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц и модели для резистора и конденсатора до 1 ГГц.

11. Анализ индуктивности цепи земля-питание в печатных платах БА КА, показавший возможность уменьшения индуктивности до 8–9 раз только за счет трассировки.

Использование указанных результатов позволяет повысить качество проектирования и эффективность разрабатываемых элементов радиоэлектронной аппаратуры КА.

Результаты работы внедрялись при выполнении ОКР «Разработка комплекса программных и технических средств проектирования, изготовления и испытаний унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов (КА) связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования», шифр «УЭМ» (Договор № 2148 от 05.07.2010 между НИ ТГУ и АО «ИСС») в рамках реализации Постановления Правительства РФ № 218 1 очередь (Госконтракт от 07.09.2010 № 13.G25.31.0017 между Минобрнауки и АО «ИСС»). В 2010 – 2012 г. А. М. Заболоцкий являлся исполнителем данной работы.

Зав. лаб. НИИ ПММ ТГУ,
д-р физ.-мат. наук _____ С. В. Пономарёв

Учёный секретарь НИИ ПММ ТГУ,
канд. физ.-мат. наук _____ И. В. Еремин

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе ТГУ

_____ В.В. Дёмин

_____ 2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов
диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Настоящим актом подтверждается внедрение в учебный процесс результатов диссертационной работы А.М. Заболоцкого, изложенных в монографиях:

1. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. –152 с.
2. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
3. Салов В.К. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий и др. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.
4. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учёта паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.

Указанные монографии использованы для преподавания по дисциплинам: «Электромагнитная совместимость», «Основы надежности и технической диагностики электронных систем», «Космическое приборостроение» в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет» для целевой подготовки магистрантов физико-технического факультета (ФТФ) по программе « Проектирование и конструирование промышленных космических систем» для предприятия «Газпром космические системы» (г. Королев) в весеннем семестре 2012–2015 гг.

Декан ФТФ ТГУ _____ д.ф.-м.н. Шрагер Э.Р.

«УТВЕРЖДАЮ»
Проректор по учебной работе ТУСУР
к.ф.-м.н., доцент
_____ Боков Л.А.
_____ 2015 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ) ТУСУР, д.т.н., с.н.с. Газизов Т.Р., заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, к.т.н. Булдаков А.Н. настоящим актом подтверждаем внедрение результатов исследований по докторской диссертации Заболоцкого А.М. в учебный процесс по дисциплинам «Защита бытовой радиоэлектронной аппаратуры»; «Защита аудиовизуальной и компьютерной информации»; «Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры»; «Электромагнитная совместимость и управление радиочастотным спектром»; «Теория электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и систем», а также в рамках группового проектного обучения по дисциплине «Математическое моделирование процессов электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств».

Внедрены следующие научные и практические результаты, полученные в диссертации:

1. Программно реализованные алгоритмы для вычисления временного и частотного откликов произвольных структур линий передачи.
2. Технология уменьшения искажений сигналов в печатных проводниках за счет оптимального выбора параметров диэлектрического покрытия связанных линий и параметров меандровой линии.
3. Технология модальной фильтрации, основанная на новом принципе защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением.
4. Технология модального разложения и восстановления для выявления скрытых возможностей проникновения импульсных или синусоидальных помех.
5. Методики и математические модели для учета паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).
6. Методика предварительного анализа ЭМС печатных узлов РЭА.

Данные результаты изложены в следующих монографиях:

1. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. –152 с.
2. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы уменьшения искажений импульсных сигналов в них / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.
3. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.
4. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
5. Салов В.К. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий и др. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.
6. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учёта паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.

Заведующий каф. ТУ _____ Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе _____ А.Н. Булдаков

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ООО «Эремекс»

С.А. Сорокин

«13» 08 2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича

Настоящим актом подтверждается факт использования в ООО «Эремекс» следующих результатов диссертационной работы Заболоцкого А.М.:

1. Новые подходы к совершенствованию проектирования меандровых линий задержки в печатных платах.
2. Методики проектирования меандровых линий без учета и с учетом связей в витках.
3. Результаты моделирования меандровых линий для восьми стеков печатных плат в широких диапазонах изменения диэлектрической проницаемости и толщины препрега, подложки, паяльной маски и влагозащитного покрытия, а также толщины, ширины и разноса проводников.

Указанные результаты использованы в ходе выполнения научно-исследовательской работы (НИР) по теме: Разработка математических моделей для трассировки меандровых линий задержки с оптимальными параметрами (тема «Змейки» договор № Р-20130122 от 18.01.2013). Результаты представлены в техническом отчёте по НИР (регистрационный номер 01201367746, зарегистрировано 30.07.2013 в государственном информационном фонде неопубликованных документов ФГАНУ «Центр информационных технологий и систем органов исполнительной власти»).

Результаты, представленные в указанном отчете, показали обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе. Заболоцкий А.М. являлся руководителем указанной НИР в 2013 г.

Технический директор ООО «Эремекс» _____ д.т.н., проф. С.Ю. Лузин

УТВЕРЖДАЮ
Проектор по образовательной деятельности
КНИТУ-КАИ,
д.п.н., профессор
_____ Н.Н. Маливанов
«___» _____2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Мы, нижеподписавшиеся, зав. каф. САПР, д.т.н., профессор Чермошенцев С.Ф., к.т.н., доцент Гизатуллин З.М., настоящим актом подтверждаем внедрение в учебный процесс результатов диссертационной работы А.М. Заболоцкого, изложенных в монографиях:

1. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
2. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы уменьшения искажений импульсных сигналов в них / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.
3. Самотин И.Е. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.
4. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
5. Салов В.К. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий и др. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.
6. Калимулин И.Ф. Методики и модели для учёта паразитных параметров печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.

Указанные монографии использованы для преподавания следующих дисциплин:

– Информационные технологии электромагнитной совместимости электронных средств, по направлению подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника»;

– Электромагнитная совместимость, по направлению подготовки 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств»;

– Современные проблемы информатики и вычислительной техники, по направлению подготовки 09.04.01 «Информатика и вычислительная техника».

Зав. каф. САПР, д.т.н., профессор С.Ф. Чермошенцев

Доцент каф. САПР, к.т.н., доцент З.М. Гизатуллин

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по НРиИ ТУСУРа
_____ д.т.н., проф. Мещеряков Р.В.
«20» 01 2015 г.

АКТ внедрения №1/2015 от 20.01.2015

Настоящим актом подтверждается факт внедрения (использования) на этапе 4 ОКР «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит», тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012, выполняемой в ТУСУРе для ОАО «ИСС» в ходе реализации Постановления 218 Правительства РФ, следующих результатов интеллектуальной деятельности:

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014617440. SEbox. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р., Куксенко С.П. – Заявка №2014615102. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 июля 2014 г.
2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014617441. Квазистатический анализ плоского трехпроводного кабеля. Орлов П.Е., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявка №2014615105. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 июля 2014 г.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014660639. MicrostripNcond. Салов В.К., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. – Заявка №2014615106. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13 октября 2014 г.
4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661020. ConnectorDB9Reponse. Салов В.К., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. – Заявка №2014615113. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 октября 2014 г.
5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661617. ConnectorSNP393Parameters. Суровцев Р.С., Газизов Т.Р. – Заявка №2014619248. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 10 ноября 2014 г.
6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661022. SEplate. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р., Куксенко С.П. – Заявка №2014615110. Дата поступления 29 мая 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 октября 2014 г.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661507. Квазистатический анализ многослойной печатной платы. Орлов П.Е., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявка №2014619241. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.
8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661619. Электромагнитная наводка посадочного места корпуса KD-V99D59-A/ Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявка №2014619243. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.
9. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661509. Емкостная матрица тестовой 3D-структуры. Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявка №2014619245. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.
10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014661616. Quasi-static simulation of TEM/GTEM-cells. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. – 2014619247. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 10 ноября 2014 г.

Указанные программы использовались для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости цепей электрических принципиальных схем, элементов печатных плат и конструкции блока системы автономной навигации. Результаты внедрения (использования) представлены в технических отчётах по теме «САН».

Руководитель темы «САН» директор НИИ космических технологий ТУСУРа
д.т.н. Ю.А. Шиняков

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

РЕШЕТНЕВ
АО «ИСС»

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

УТВЕРЖДАЮ

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

_____ С.Г. Кочура

«10» 09 2015 г.

АКТ
о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Комиссия в составе:
главного конструктора проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС» В.Н. Школьного,
начальника отдела конструирования бортовой РЭА АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова,
начальника сектора АО «ИСС» О.А. Климкин
составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Заболоцкого А.М.:

1. Программное обеспечение для моделирования печатных узлов системы автономной навигации.
2. Программное обеспечение и методики для получения математических моделей пассивных электронных компонентов и диэлектриков печатных плат.
3. Программное обеспечение, макеты и методики для создания устройств защиты на основе технологии модальной фильтрации.
4. Рекомендации по изменению конструкции печатных плат и выбору пассивных компонентов, учтённые в процессе проектирования системы автономной навигации.
5. Результаты анализа и моделирования различных цепей печатных плат системы автономной навигации.

Указанные результаты представлены в технических отчётах по опытно-конструкторской работе «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит» ТУСУРа для АО «ИСС» в рамках реализации Постановления №218 Правительства РФ, тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012. В 2013–2015 гг. Заболоцкий А.М. являлся исполнителем каждого этапа этой работы.

Главный конструктор проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»
В.Н. Школьный

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

Начальник сектора АО «ИСС»
О.А. Климкин



УТВЕРЖДАЮ
Проректор по НРиИ
_____ д.т.н., проф. Мещеряков Р.В.
18.12.2015

АКТ внедрения №2/2015 от 18.12.2015

Настоящим актом подтверждается факт внедрения (использования) в ОКР по теме «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012, выполняемой в ходе реализации Постановления 218 Правительства РФ, следующих результатов интеллектуальной деятельности:

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015611088. PCBsensor. Орлов П.Е., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявка №2014661973. Дата поступления 25 ноября 2014 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 23 января 2015 г.
2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015614365. TALGAT 2013. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Р.Р., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р., Новикова Е.А. Заявка №2015611288. Дата поступления 3 марта 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615835. ILU(0)-разложение матрицы, хранимой в разреженном строчном формате, с последовательным перебором элементов. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612781. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 май 2015 г.
4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616205. ILU(0)-разложение матрицы, хранимой в модифицированном разреженном строчном формате. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612783. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 03 июня 2015 г.
5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616124. ILU(0)-разложение матрицы, хранимой в модифицированном разреженном строчном формате, с использованием вспомогательного вектора. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612895. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 01 июня 2015 г.
6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615730. Организация хранения плотной матрицы в модифицированном строчном разреженном формате после предфильтрации, основанной на максимальном элементе матрицы. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612891. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 мая 2015 г.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615837. Многократное решение СЛАУ итерационным методом BiCGStab с использованием переформирования матрицы предобусловливания по заданному порогу числа итераций. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов

Т.Р. Заявка №2015612782. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.

8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615729. Многократное решение СЛАУ итерационным методом BiCGStab с переформированием матрицы предобусловливания при превышении среднего времени решения одной системы. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612890. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 мая 2015 г.
9. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615793. Многократное решение систем линейных алгебраических уравнений. Авторы: Суровцев Р.С., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612566. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25 мая 2015 г.
10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615987. Вычисление дифференциальной ёмкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращено-подвешенных полосковых линий. Авторы: Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Заявка №2015612593. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2015 г.
11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616060. Вычисление дифференциальной ёмкости, индуктивности и сопротивления для связанных подвешенных полосковых линий. Авторы: Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Заявка №2015612715. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
12. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615988. Многорезонансная модель индуктивности Murata LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612601. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616087. Многорезонансная модель конденсатора Murata GRM21BR71H224K для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612625. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615845. Модель LC-фильтра на базе компонентов Murata GRM21BR71H224K и LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612624. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.
15. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615589. Оптимизация параметров измерительных плат набора TRL Calkit for UTF3680 с учётом технологии производства. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612554. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21 мая 2015 г.
16. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615880. Вычисление напряжений и токов вдоль двухпроводной линии

передачи на основе квазистатического анализа / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612556. Дата поступления 2 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.

17. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615794. Вычисление временного отклика модального фильтра с лицевой связью / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов, Т.Р. Газизов – Заявка №2015612568. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25 мая 2015 г.
18. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616321. Решение СЛАУ с матрицей, полученной с помощью ILU(0)-разложения и хранимой в модифицированном разреженном строчном формате. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612893. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05 июня 2015 г.
19. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616320. Многократное решение СЛАУ итерационным методом BiCGStab с использованием матрицы предобусловливания, полученной при решении первой системы. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612892. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05 июня 2015 г.
20. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616322. Многократное решение СЛАУ итерационным методом BiCGstab с использованием при решении текущей системы вектора решения предыдущей. Авторы: Ахунов Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612894. Дата поступления 09 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05 июня 2015 г.
21. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617207. Временной отклик последовательного интерфейса процессора. Авторы: Зырянова Н.А., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е, Газизов Т.Р. Заявка №2015614262. Дата поступления 22 мая 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 03 июля 2015 г.
22. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617542. Вычисление дифференциальной ёмкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращенных полосковых линий. Авторы: Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Заявка №2015612552. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 июля 2015 г.
23. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015618664. Вычисление комлексной емкостной матрицы многопроводной микрополосковой линии на подложке из FR-4 в диапазоне частот с помощью блочного LU-разложения. Авторы: Суровцев Р.С., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Заявка №2015612938. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13 августа 2015 г.
24. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617550. TALGAT 2014. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Р.Р., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р., Новикова Е.А., Газизов Руст.Р., Веселовский А.В.

Заявка №2015614488. Дата поступления 27 мая 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 17 июля 2015 г.

25. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015660487. TALGAT 2015. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Русл.Р., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р., Газизов Руст.Р., Веселовский А.В. Заявка №2015617580. Дата поступления 17 августа 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 1 октября 2015 г.
26. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615988. Многорезонансная модель индуктивности Murata LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612601. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
27. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015616087. Многорезонансная модель конденсатора Murata GRM21BR71H224K для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612625. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.
28. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615845. Модель LC-фильтра на базе компонентов Murata GRM21BR71H224K и LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01–40 ГГц. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612624. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.
29. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615589. Оптимизация параметров измерительных плат набора TRL Calkit for UTF3680 с учётом технологии производства. Авторы: Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М. Заявка №2015612554. Дата поступления 02 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21 мая 2015 г.
30. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015615880. Вычисление напряжений и токов вдоль двухпроводной линии передачи на основе квазистатического анализа / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий – Заявка №2015612556. Дата поступления 2 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.
31. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617207. Временной отклик последовательного интерфейса процессора. Авторы: Зырянова Н.А., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е, Газизов Т.Р. Заявка №2015614262. Дата поступления 22 мая 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 03 июля 2015 г.

Указанные программы использовались для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости цепей электрических принципиальных схем, элементов печатных плат и конструкции блока системы автономной навигации космического аппарата. Результаты внедрения (использования) представлены в технических отчетах по теме «САН».

Руководитель темы «САН» директор НИИ космических технологий ТУСУРа

д.т.н. Ю.А. Шиняков

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по НРиИ
_____ д.т.н., проф. Мещеряков Р.В.
«10» 03 2016 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Настоящим актом подтверждается факт внедрения (использования) в НИР «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе» по гранту РНФ № 14-19-0123 от 17.16.2014 следующих результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича:

1. Результаты обзора исследований по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры использованы при выполнении аналитического обзора и патентного поиска, представленных в отчете по данной НИР за 2014 г.
2. Модели, алгоритмы, программы, методики, модальные технологии и устройства для моделирования и обеспечения помехозащиты использованы для теоретического обоснования модальной технологии, а также возможностей совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств, представленного в отчете по данной НИР за 2015 г.
3. Результаты экспериментальных исследований в ходе данной НИР показали обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе.

Руководитель НИР д.т.н. Т.Р. Газизов

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по НРиИ
_____ д.т.н., проф. Мещеряков Р.В.
«10» 03 2016 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Заболоцкого Александра Михайловича

Настоящим актом подтверждается факт внедрения (использования) в НИР «Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля вычислительных систем на основе модальных явлений» по гранту РФФИ № 14-29-09254 следующих результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича:

1. Результаты обзора исследований по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры использованы для подготовки аналитического обзора и анализа основных подходов к математическому моделированию численными методами, представленных в отчете по данной НИР за 2014 г.

2. Модели, алгоритмы, программы, методики, модальные технологии и устройства для моделирования и обеспечения помехозащиты использованы для разработки алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования и выявления новых ресурсов повышения сбоеустойчивости аппаратуры, представленных в отчете по данной НИР за 2015 г.

3. Результаты экспериментальных исследований в ходе данной НИР показали обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе.

Руководитель НИР д.т.н. Т.Р. Газизов

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по НРиИ
_____ д.т.н., проф. Мещеряков Р.В.
«10» 03 2016 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы

Заболоцкого Александра Михайловича

Настоящим актом подтверждается факт внедрения (использования) в НИР «Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры» в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 8.1802.2014/К следующих результатов диссертационной работы Заболоцкого Александра Михайловича:

1. Результаты обзора исследований по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры использованы для обоснования направления исследований и выполнения предварительных исследований, представленных в отчете по данной НИР за 2014 г.

2. Модели, алгоритмы, программы, методики, модальные технологии и устройства для моделирования и обеспечения помехозащиты использованы для выполнения основных теоретических исследований (разработка выбранных моделей; разработка тестовых задач для моделирования, демонстрирующих наличие эффектов, позволяющих создать новую продукцию) и предварительных экспериментальных исследований (обоснование необходимости проведения экспериментальных исследований; выполнение выбора вида экспериментальной реализации; разработка технической документации на экспериментальную реализацию), представленных в отчете по данной НИР за 2015 г.

3. Результаты экспериментальных исследований в ходе данной НИР показали обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе.

Руководитель НИР д.т.н. Т.Р. Газизов

ЗАКАЗЧИК

ФГУП "ЦентрИнформ"
Россия, 119123,
г. Санкт-Петербург,
ул. Шпалерная, д.26, а/я149

ИСПОЛНИТЕЛЬ

ООО «Твердь»
Россия, 634021,
г.Томск, ул. Жуковского,
35-225

АКТ
Сдачи-приемки Продукции
По Договору № НИИЦ/НИР/10-01 от 15.01.2010

г. Томск 15.07.2010 г.

Мы, нижеподписавшиеся, от лица Исполнителя Директор ООО «Твердь» Газизова А.В., и от лица Заказчика
ВрИО Генерального директора ФГУП „ЦентрИнформ" Головко В. А.

подписали настоящий Акт о том, что Исполнитель сдал, а Заказчик принял Продукцию в полном объеме и в указанные сроки.

Стоимость работ по договору согласно товарной накладной №1 от 12.07.2010 г. составляет 300000,0 (Триста тысяч рублей, НДС не предусмотрен).

К качеству Продукции Заказчик претензий не имеет.

От Заказчика

Должность ВрИО Генерального директора ФГУП „ЦентрИнформ"
Подпись _____
Расшифровка подписи В. А. Головко
М.П.

От Исполнителя

Должность директор
Подпись _____
Расшифровка подписи _____
М.П.

Приложение № 1

к договору № НИИЦ/НГР/10-01

Техническое задание

на изготовление продукции

«Модальный фильтр»

1. Технические характеристики инжектируемого сигнала

1.	Амплитуда импульса для всех диапазонов	5÷500 В
2.	Длительность импульса по уровню 0,5: ➢ Диапазон №1 ➢ Диапазон №2 ➢ Диапазон №3 ➢ Диапазон №4	 10÷100 пс 100÷1000 пс 1÷1000 нс 1÷100 мкс
3.	Частота следования импульсов для всех диапазонов	1,0 кГц ÷ 100,0 МГц

Модальный фильтр должен обеспечить затухание амплитуды инжектируемого импульса в каждом из диапазонов не хуже 40 дБ.

Количество представляемых фильтров – всего 8 комплектов,

по 2 к-та для каждого диапазона.

От Поставщика

Директор ООО «Твердь»

_____ А.В. Газизова

«____» _____

От Заказчика

Генеральный директор

ФГУП «ЦентрИнформ»

_____ В.Н. Богданов

«15» 04 2010

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 79213

УСТРОЙСТВО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА АППАРАТУРУ

Патентообладатель(ли): ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2008127574**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации ***20 декабря 2008 г.***

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 79355

МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР

Патентообладатель(ли): ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2008127527**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации ***27 декабря 2008 г.***

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 80010

УСТРОЙСТВО МОДАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Патентообладатель(ли): ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2008127580**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации ***20 января 2009 г.***

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2386964

УСТРОЙСТВО ОБНАРУЖЕНИЯ, ИДЕНТИФИКАЦИИ И ДИАГНОСТИКИ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Патентообладатель(ли): ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2009108905**

Приоритет изобретения **10 марта 2009 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***20 апреля 2010 г.***

Срок действия патента истекает **10 марта 2029 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2431912

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Патентообладатель(ли): ***Общество с ограниченной ответственностью "Твердь" (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2010108518**

Приоритет изобретения **09 марта 2010 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***20 октября 2011 г.***

Срок действия патента истекает **09 марта 2030 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2456588

УСТРОЙСТВО ОБНАРУЖЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ В МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Патентообладатель(ли): ***Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования Томский государственный университет (ТГУ) (RU)***

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2010152388**

Приоритет изобретения **21 декабря 2010 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***20 июля 2012 г.***

Срок действия патента истекает **21 декабря 2030 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2556438

ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ, НЕИСКАЖАЮЩАЯ ИМПУЛЬС

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

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2013159347**

Приоритет изобретения **30 декабря 2013 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***16 июня 2015 г.***

Срок действия патента истекает **30 декабря 2033 г.**

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2568327

МЕАНДРОВАЯ ЛИНИЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЗАДЕРЖКОЙ

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

Автор(ы): ***см. на обороте***

Заявка № **2014108688**

Приоритет изобретения **05 марта 2014 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации ***16 октября 2015 г.***

Срок действия патента истекает **05 марта 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

Приложение к форме № 01 ИЗ-2014
10,401

ЗАКЛЮЧЕНИЕ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ЭКСПЕРТИЗЫ

(21) Заявка № 2013159316/08(092233) (22) Дата подачи заявки 30.12.2013

(24) Дата начала отсчета срока действия патента 30.12.2013

ПРИОРИТЕТ УСТАНОВЛЕН ПО ДАТЕ

(22) подачи заявки 30.12.2013

(72) Автор(ы) Салов В.К., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., RU

(73) Патентообладатель(и) Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", RU

(54) Название изобретения МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ СО СТАБИЛЬНОЙ ЗАДЕРЖКОЙ

(см. на обороте)

01 2	ДОМ 30.12.2015 ИЗФ 30.12.2015	081502

ВНИМАНИЕ! С целью исключения ошибок просьба проверить сведения, приведенные в заключении, т.к. они без изменения будут внесены в Государственный реестр изобретений Российской Федерации, и незамедлительно сообщить об обнаруженных ошибках.

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

ФГНУ «ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КООРДИНАЦИОННЫЙ ЦЕНТР ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ»

ОТРАСЛЕВОЙ ФОНД АЛГОРИТМОВ И ПРОГРАММ

СВИДЕТЕЛЬСТВО ОБ ОТРАСЛЕВОЙ РЕГИСТРАЦИИ РАЗРАБОТКИ

№ 8376

Настоящее свидетельство выдано на разработку:

Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT

зарегистрированную в Отраслевом фонде алгоритмов и программ.

Дата регистрации: **24 мая 2007 года**

Авторы: **Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Костарев И.С.**

Организация-разработчик: **Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники**

Директор _____ **Е.Г. Калинкевич**

Руководитель ОФАП _____ **А.И. Галкина**

Дата выдачи 06.06.2007

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2009614871

TALGAT 2008

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

Автор(ы): ***Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2009613644**

Дата поступления **9 июля 2009 г.**

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ

8 сентября 2009 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2010613497

TALGAT 2009

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

Автор(ы): ***Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2010612008**

Дата поступления **13 апреля 2010 г.**

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ

28 мая 2010 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012610712

TALGAT 2010

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

Автор(ы): ***Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович, Аширбакиев Ренат Ихсанович, Вершинин Евгений Анатольевич, Салов Василий Константинович, Лежнин Евгений Владимирович, Орлов Павел Евгеньевич, Бевзенко Иван Геннадьевич, Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***

Заявка № **2011617178**

Дата поступления **26 сентября 2011 г.**

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ

13 января 2012 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012660373

TALGAT 2011

Правообладатель(ли): ***Общество с ограниченной ответственностью «ТУСУР – Модальные Технологии» (RU)***

Автор(ы): ***Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович, Аширбакиев Ренат Ихсанович, Лежнин Евгений Владимирович, Салов Василий Константинович, Лежнин Егор Владимирович, Орлов Павел Евгеньевич, Калимулин Илья Фидаильевич, Суровцев Роман Сергеевич, Комнатнов Максим Евгеньевич (RU)***

Заявка № **2012618426**

Дата поступления **5 октября 2012 г.**

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ

16 ноября 2012 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013619615

TALGAT 2012

Правообладатель: ***Общество с ограниченной ответственностью «ТУСУР - Модальные Технологии» (RU)***

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2013617773**
Дата поступления **29 августа 2013 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***11 октября 2013 г.***

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015614365

TALGAT 2013

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

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2015611288**
Дата поступления **03 марта 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***16 апреля 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015617550

TALGAT 2014

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

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2015614488**
Дата поступления **27 мая 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***14 июля 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015660487

TALGAT 2015

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

Авторы: ***см. на обороте***

Заявка № **2015617580**

Дата поступления **17 августа 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***01 октября 2015 г.***

Заместитель руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013661350

Программное обеспечение MOM2DSCHEME

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

Авторы: ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Аширбакиев Ренат Ихсанович (RU), Лежнин Евгений Владимирович (RU), Лежнин Егор Владимирович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***

Заявка № **2013618999**

Дата поступления **08 октября 2013 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***05 декабря 2013 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013661351

Программное обеспечение MOM3DVIA

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

Авторы: ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Аширбакиев Ренат Ихсанович (RU), Лежнин Евгений Владимирович (RU), Лежнин Егор Владимирович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***



Заявка № **2013619000**

Дата поступления **08 октября 2013 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***05 декабря 2013 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014610616

Программное обеспечение TLPCB

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

Авторы: ***Газизов Тальгат Рашитович (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Аширбакиев Ренат Ихсанович (RU), Лежнин Евгений Владимирович (RU), Лежнин Егор Владимирович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***



Заявка № **2013618685**

Дата поступления **30 сентября 2013 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***15 января 2014 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014617441

Квазистатический анализ плоского трехпроводного кабеля

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

Авторы: ***Орлов Павел Евгеньевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***



Заявка № **2014615105**

Дата поступления **29 мая 2014 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***22 июля 2014 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014661507

Квазистатический анализ многослойной печатной платы

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

Авторы: ***Орлов Павел Евгеньевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2014619241**

Дата поступления **15 сентября 2014 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***30 октября 2014 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014661508

Электромагнитная наводка посадочного места корпуса KD-V97034

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2014619243**

Дата поступления **15 сентября 2014 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***30 октября 2014 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014661509

Ёмкостная матрица тестовой 3D-структуры

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***



Заявка № **2014619245**

Дата поступления **15 сентября 2014 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***30 октября 2014 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014661619

Электромагнитная наводка посадочного места корпуса KD-V99D59-A

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2014619262**
Дата поступления **15 сентября 2014 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***10 ноября 2014 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015611088

PCBsensor

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

Авторы: ***Орлов Павел Евгеньевич (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU)***

Заявка № **2014661973**

Дата поступления **25 ноября 2014 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***23 января 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615589

Оптимизация параметров измерительных плат набора TRL Calkit for UTF3680 с учётом технологии производства

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU),***
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)

Заявка № **2015612554**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***21 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615794

Вычисление временного отклика модального фильтра с лицевой связью

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

Авторы: ***Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Александр Тальгатович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU)***

Заявка № **2015612568**

Дата поступления **02 апреля 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***25 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615845

Модель LC-фильтра на базе компонентов Murata GRM21BR71H224K и LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01-40 ГГц

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU),***
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)

Заявка № **2015612624**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***26 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615880

Вычисление напряжений и токов вдоль двухпроводной линии передачи на основе квазистатического анализа.

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

Авторы: ***Газизов Руслан Рифатович (RU),***
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)

Заявка № **2015612556**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***26 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615987

Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращено-подвешенных полосковых линий

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

Авторы: ***Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***



Заявка № **2015612593**

Дата поступления **02 апреля 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***28 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615988

Многорезонансная модель индуктивности Murata LQW2BHN33NJ03 для диапазона частот 0,01-40 ГГц

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU),***
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)

Заявка № **2015612601**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***28 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015616060

Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных подвешенных полосковых линий

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

Авторы: ***Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***

Заявка № **2015612715**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***29 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015616087

Многорезонансная модель конденсатора Murata GRM21BR71H224K для диапазона частот 0,01-40 ГГц

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

Авторы: ***Калимулин Илья Фидаильевич (RU),***
Заболоцкий Александр Михайлович (RU)

Заявка № **2015612625**
Дата поступления **02 апреля 2015 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ ***29 мая 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015617542

Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращенных полосковых линий

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

Авторы: ***Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Калимулин Илья Фидаильевич (RU)***



Заявка № **2015612552**

Дата поступления **02 апреля 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***14 июля 2015 г.***

Врио руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

ЗАКОНОДАТЕЛЬНАЯ ДУМА ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ

ДИПЛОМ

лауреата Премии
Законодательной Думы
Томской области
в номинации

«ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ»

награждается

ЗАБОЛОЦКИЙ
Александр Михайлович

кандидат технических наук,
ФГБОУ ВПО «Томский государственный
университет систем управления
и радиоэлектроники»

ЗАКОНОДАТЕЛЬНАЯ ДУМА ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ
РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

Председатель
Законодательной Думы
Томской области
О.В. Козловская
5 апреля 2016 года

ЛАУРЕАТ ПРЕМИИ ЗАКОНОДАТЕЛЬНОЙ ДУМЫ ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ