

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники

А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин

Новые решения для обеспечения электромагнитной  
совместимости бортовой радиоэлектронной  
аппаратуры космического аппарата

Томск  
Издательство ТУСУРа  
2016

УДК 629.78.05:621.391.823

ББК 39.66

3-125

**Рецензенты:**

**Майстренко В.А.**, д-р техн. наук,  
профессор Омского государственного технического университета  
**Дмитренко А.Г.**, д-р физ.-мат. наук, профессор  
Национального исследовательского  
Томского государственного университета

**Исследования выполнены  
за счет проектов РФФИ 14-29-09254 (алгоритмы),  
РНФ 14-15-01232 (моделирование) в ТУСУРе**

**Заболоцкий, Александр Михайлович**

3-125 Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2016. – 288 с.

ISBN 978-5-86889-741-2

Рассматривается проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) с особым акцентом на бортовую РЭА космического аппарата. Разработаны модели, алгоритмы, программы и методики для моделирования ЭМС РЭА. Представлены модальные технологии обеспечения ЭМС. Описаны новые устройства для помехозащиты РЭА.

Для разработчиков РЭА, студентов и аспирантов радиоэлектронных специальностей.

УДК 629.78.05:621.391.823

ББК 39.66

ISBN 978-5-86889-741-2

© Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.,  
Калимулин И.Ф., 2016

© Томск. гос. ун-т систем упр.  
и радиоэлектроники, 2016

## Оглавление

Список сокращений .....	5
Введение.....	6
<b>1. ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ</b>	
1.1. Технологии помехозащиты радиоэлектронной аппаратуры .....	10
1.2. Модели для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных межсоединений .....	19
1.3. Паразитные параметры компонентов и частотная зависимость диэлектрической проницаемости материалов печатных плат .....	29
<b>2. МОДЕЛИ, АЛГОРИТМЫ, ПРОГРАММЫ И МЕТОДИКИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ</b>	
2.1. Алгоритмы и программы для вычисления отклика в произвольных схемах многопроводных линий передачи.....	32
2.2. Тестирование программной реализации.....	51
2.3. Анализ импеданса низкочастотных пассивных компонентов в диапазоне частот до 20 ГГц .....	59
2.4. Синтез макромоделей пассивных компонентов в виде эквивалентной схемы из <i>RLC</i> -элементов .....	66
2.5. Моделирование частотной зависимости параметров материалов печатных плат.....	78
2.6. Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированных электронных модулей.....	84
2.7. Методика моделирования электрической схемы .....	92
2.8. Методика схемотехнического моделирования печатного узла с учетом паразитных параметров компонентов и печатной платы .	94
2.9. Методика анализа целостности сигнала печатной платы в системе TALGAT .....	94
2.10. Анализ целостности питания в печатном узле .....	95
<b>3. МОДАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ</b>	
3.1. Уменьшение взаимовлияний за счет диэлектрического покрытия печатных плат .....	104
3.2. Уменьшение взаимовлияний в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы .....	111
3.3. Уменьшение искажений импульсного сигнала в меандровой линии .....	117
3.4. Принцип модальной фильтрации .....	127
3.5. Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в печатных платах .....	130

3.6. Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в кабелях .....	141
3.7. Теоретические исследования модального разложения и восстановления в микрополосковых линиях .....	158
3.8. Моделирование модального разложения и восстановления в кабелях .....	161
3.9. Экспериментальные исследования модального разложения и восстановления в кабелях .....	163
<b>4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА</b>	
4.1. Модальная фильтрация в межсоединениях печатных плат .....	177
4.2. Модальный фильтр с боковой связью .....	189
4.3. Исследование временных и частотных откликов модального фильтра с боковой связью .....	195
4.4. Исследование рассеяния мощности в модальном фильтре с боковой связью .....	200
4.5. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой .....	206
4.6. Создание макетов модальных фильтров с боковой связью .....	209
4.7. Экспериментальные исследования модальных фильтров с боковой связью .....	
4.8. Модальный фильтр с лицевой связью .....	221
4.9. Модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля .....	233
4.10. Расположение модального фильтра в блоке бортовой аппаратуры .....	246
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ</b> .....	252
<b>ЛИТЕРАТУРА</b> .....	256

## Список сокращений

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  
HPREMS – High-power electromagnetic systems  
LISN – Line impedance stabilization network  
МОМ – метод моментов  
RE – Radiated emission  
RS – Radiated susceptibility

## Введение

Массовое проникновение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в самые различные сферы деятельности людей, особенно в управление критическими системами в военной, атомной, транспортной и космической отраслях, сделало общество сильно зависящим от нее. Эта зависимость особенно опасна из-за уязвимости РЭА к воздействию электромагнитных помех (ЭМП), 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). Все чаще выявляются ситуации, когда вследствие ЭМП удовлетворительное функционирование систем невозможно, что для критических систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском больших материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф. Поэтому при проектировании РЭА необходимо 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 ее повторное проектирование из-за несоответствия все 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. 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 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 создания отечественного программного обеспечения для разработчиков РЭА показана в трудах Ю.М. Ёлшина.

Увеличение 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 спрогнозировать. В 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 закономерностей и связей в ходе исследования многопроводных линий передачи печатных плат и кабелей бортовой РЭА КА. Детальное исследование модальных (обусловленных разностью задержек мод поперечных волн в многопроводной линии передачи) процессов в печатных структурах бортовой РЭА позволит выявить

скрытые возможности совершенствования ЭМС и сформулировать новые принципы радиационно стойкой 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. Кириллова, С.Ф. Чермошнцева. Оценке устойчивости цифровых вычислительных комплексов к воздействию электромагнитных полей и разработке методов и средств оценки влияния электромагнитных импульсов посвящены исследования Ю.В. Парфенова, Л.О. Мыровой, С.А. Сухорукова. Между тем анализ известных исследований показывает, что ряд важных проблем в обозначенных выше направлениях остается нерешенным и требует новых подходов. Тем временем их решение крайне актуально, особенно для импортозамещения и технологической независимости России в современной обстановке.

Среди отечественных публикаций, в которых отражены результаты исследований проблемы ЭМС летательных и космических аппаратов, выделяется серия монографий авторов из Московского авиационного института [1–5]: В.Ю. Кириллова, С.Б. Резникова, В.А. Иванова, М.М. Томила и др. В этих монографиях приведены пути проникновения и распространения электромагнитных помех в конструкции летательного аппарата и в электрических цепях бортовых устройств, даны описания методов и технических средств защиты от электромагнитных помех, изложены методы испытания бортовых устройств и рекомендации по обеспечению ЭМС бортовых комплексов и систем.

Авторы настоящей монографии и их коллеги также опубликовали несколько работ, посвященных обеспечению ЭМС бортовой РЭА КА [6–11]. В них рассмотрены задачи компьютерного моделирования

и оптимизации ЭМС бортовой РЭА КА, представлены новые подходы к обеспечению контроля и диагностики электрических соединений бортовой аппаратуры КА, описаны оригинальные решения и устройства для защиты аппаратуры от электрических сигналов опасного уровня на основе модальных технологий. В данной монографии систематизированы полученные ранее результаты и добавлены новые.

Авторы выражают признательность за помощь в этой работе коллегам: А.О. Мелкозерову, И.Е. Самотину, П.Е. Орлову, В.К. Салову, А.Т. Газизову.

# **1. Обзор исследований по обеспечению электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры**

## **1.1. Технологии помехозащиты радиоэлектронной аппаратуры**

При проектировании РЭА все более острой становится проблема обеспечения электромагнитной совместимости. Она крайне актуальна для бортовой РЭА космического аппарата в силу ее 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 [12], AEROSPACE № TOR-2005(8583)-1 [13], МЭК 61000-2-13 [14], AIAA S-121-2009 [15], 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) [16].

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.

Особое внимание следует уделить мощным преднамеренным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную РЭА [17, 18]. 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 [19].

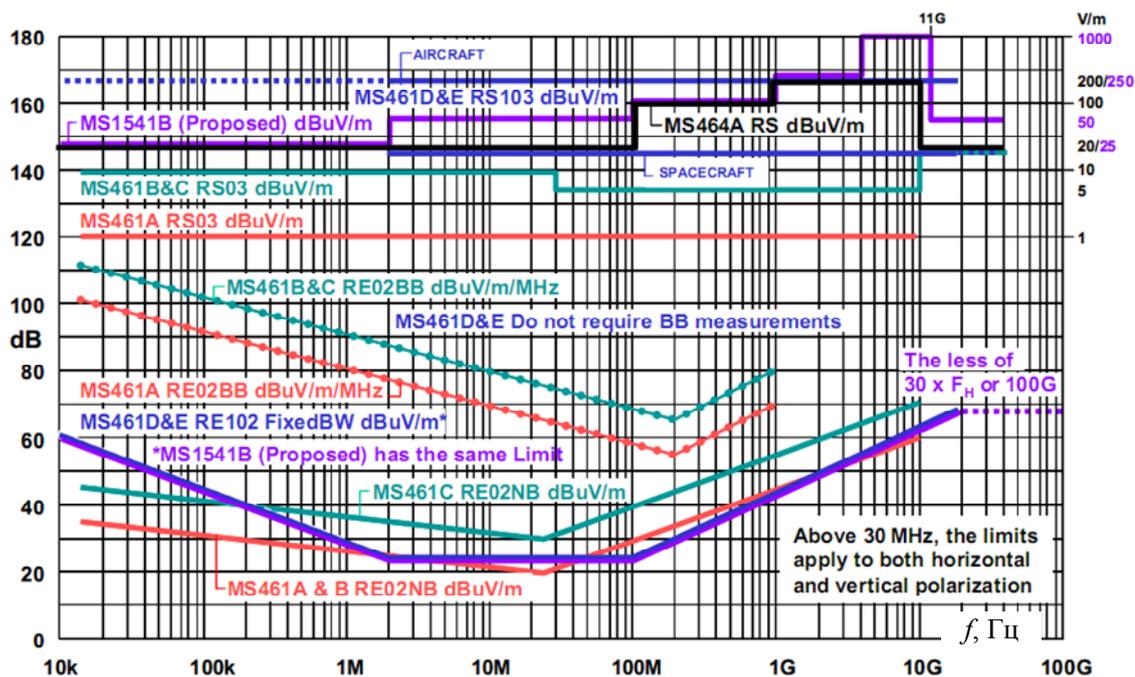
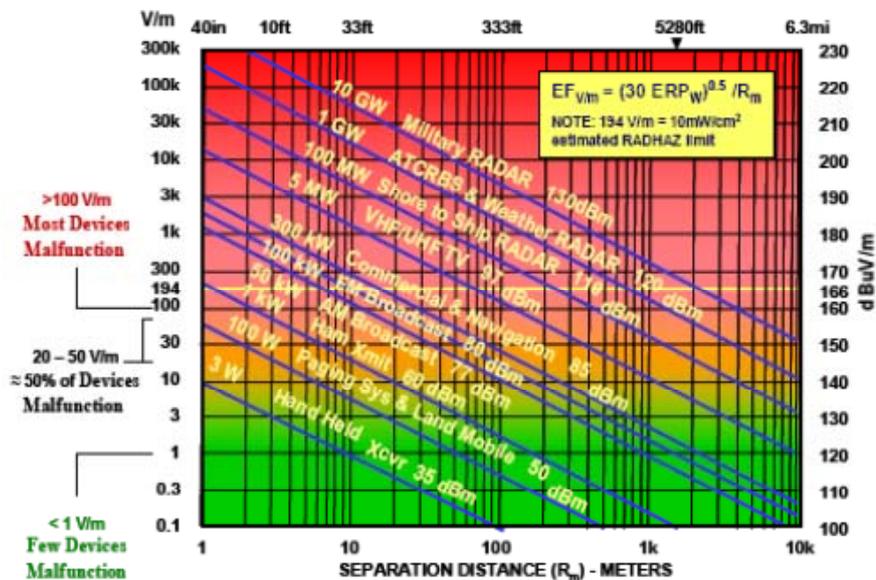


Рисунок 1.1 – Сравнение пределов на излучаемые эмиссии и восприимчивость к излучаемым эмиссиям MIL-STD-461A, B, C, D, E; 464A; 1541B

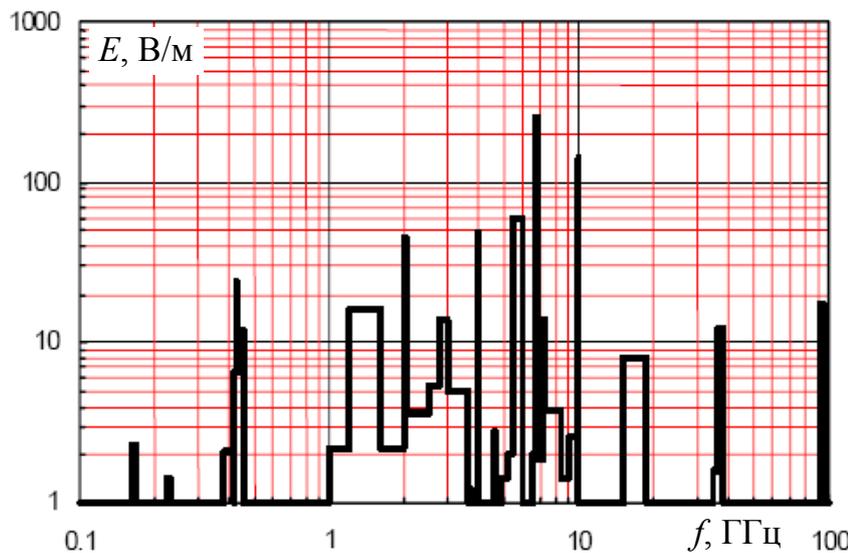
Результатом развития этих технологий являются электромагнитные системы высокой мощности (high-power electromagnetic systems — HPEMS), способные посылать на объект направленные импульсы, что может вывести из строя РЭА, контролирующую его работу. Такие системы могут быть установлены на различную наземную технику, морские суда или летательные аппараты. При этом мощность СКИ на расстоянии от источника до объекта зависит от технологии изготовления HPEMS и конструкции излучателя [20].

Проведем анализ возможных воздействий электромагнитных помех. На рисунке 1.2,*а* представлены значения напряженности электрического поля в зависимости от удаленности передатчика [21]. 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 и 10 ГГц напряженность превышает значение 100 В/м, что является критической отметкой для большинства полупроводниковых приборов. Следует отметить, что для данных диапазонов частот экранирование уже не является эффективным средством помехозащиты.



*a*



*б*

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

Так, на рисунке 1.3,*a* 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 (в 3 раза) уже примерно на 3 ГГц и 6 дБ (в 2 раза) примерно на 10 ГГц. Учитывая, что уже по данным на 2008 г. [22] прогресс в развитии FID-технологии достиг 1 МВ, для проектирования КА, который должен функционировать не менее 15 лет, частотный диапазон при моделировании необходимо расширять хотя бы до 18 ГГц, а лучше до 40 ГГц или даже до 100 ГГц.

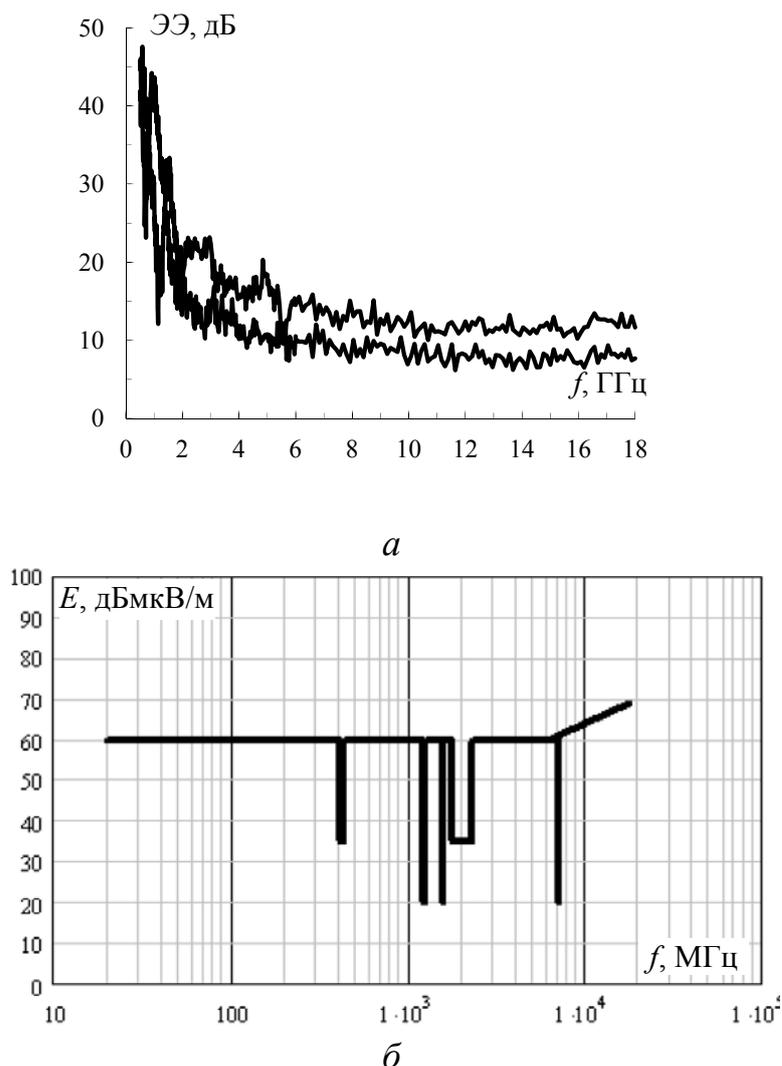


Рисунок 1.3 – Измеренная ЭЭ корпуса типового ПК в двух разных точках (а) и предельные уровни излучаемых эмиссий по AIAA S-121-2009 (б)

Кроме того, для бортовой РЭА КА актуально подавление сигналов на частотах до 40 дБ относительно общего уровня, как в AIAA S-121-2009 [15]. Предельно допустимые уровни излучений представлены на рисунке 1.3,б.

В настоящее время проблема преднамеренных электромагнитных воздействий (ПДЭМВ) становится все более актуальной и обсуждаемой во многих областях человеческой жизнедеятельности. Эта проблема рассматривается, например, как очевидная угроза для объектов транспортной инфраструктуры, защита от которой требует как новых технических, так и законодательных решений [23]. Реальную угрозу ПДЭМВ видят и представители предприятий топливно-энергетического комплекса [24]. 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 общества, потому что ее неадекватное функционирование может привести к значительным потерям. Кроме того, ПДЭМВ на РЭА может привести к ее сбою или неисправности. В частности, особенно опасно воздействие СКИ, так как существующие сетевые фильтры не защищают от них. 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 том числе 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. Примеча-

тельно, 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 (рисунок 1.4) [25]. Он предназначен для защиты линий электропитания от высоковольтных сверхширокополосных импульсов субнаносекундной длительности.



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

В монографии [26] 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.

Современные решения по конструированию помехозащитных фильтров предложены в [27]. Не теряет своей актуальности работа

[28], весьма полезная для системного подхода к решению задач помехозащиты РЭА. Примечательна также книга по заземлению [29], изучение которой представляется полезным для понимания не только принципов, но и нюансов грамотного проектирования системы схемной, силовой и корпусной земель. Фундаментальные основы целостности сигнала (ЦС) изложены в [30], а системный подход к анализу ЦС при проектировании высокоскоростной аппаратуры – в [31]. Теоретические основы линий передачи, используемые для анализа ЦС при конструировании цифровых и аналоговых электронных систем, представлены в [32, 33]. В [34] рассмотрено электрическое моделирование и проектирование 3D ИС. Для учета специфических вопросов ЭМС ИС полезна книга [35]. Авторы [36] делают акцент на особенностях топологии ИС, позволяющих уменьшить влияние паразитных эффектов, а также освещают вопросы защиты цепей ИС.

Комплекс вопросов, связанных с разработкой эффективных экранов и экранирующих систем для технических средств, функционирующих в широком частотном диапазоне, рассмотрен в [37]. Здесь же дана обобщенная концепция многорубежного экранирования, позволяющая наметить стратегию решения задачи, представлены применяемые материалы, приводятся элементы теории и инженерные методики расчетов электростатических, магнитостатических и электродинамических экранов. В [38] описаны параметры мощных электромагнитных импульсов различной природы, методы и средства оценки стойкости аппаратуры к электромагнитным воздействиям, концепции защиты на этапах схемотехнического и конструкторского проектирования. Полный комплекс вопросов проектирования ПП для быстродействующей цифровой аппаратуры представлен в [39], где дана характеристика современной и перспективной элементных баз, рассмотрены электрофизические параметры ПП и линий передачи в их составе, методы анализа помех в цифровых узлах. Авторами [40] освещается актуальная и сложная проблема ЭМС систем спутниковой связи и вещания, основное внимание они уделяют совместному использованию общей полосы частот спутниковыми системами, так как эта проблема является наиболее острой из-за перегрузки геостационарной орбиты.

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 ее защиты на стадиях схемотехниче-

ского и конструкторского проектирования, а также на этапах изготовления, транспортировки, монтажа на объекте и при эксплуатации, представлена специальная программа контроля и управления электростатической обстановкой на рабочем месте [41]. Сведения, полезные для понимания явлений ЭСР и практики защиты от его последствий, даны в [42].

Примечателен ряд диссертаций (МИЭМ, МАИ, СПбГТУ) по проблеме ЭСР. Так, в [43] 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 [44, 45]. В [46] выполнены оценки воздействия СКИ на сеть Ethernet.

Безусловным лидером по публикациям результатов самых новых в мире исследований в области ЭМС был и остается журнал IEEE Transactions on EMC, в отдельных статьях которого много ценных сведений, применимых для создания технологии помехозащиты критичной РЭА, например по исследованию фильтра электромагнитных помех с экстракцией паразитных элементов каждого из его компонентов [47] или экстракции частотной зависимости параметров материалов [48]. Кроме отдельных статей в текущих номерах, примечательны его тематические выпуски, из которых выделяются посвященные аэрокосмической ЭМС [49], целостности питания (ЦП) и ЭМС на уровне ПП [50], применению нанотехнологий в ЭМС (нано-ЭМС) [51].

Содержательны 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 [52], уровня напряженности электрического поля промышленных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн [53], со стандартизацией в области ЭМС для военных и гражданских систем [54], с развитием многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах [55], с достижениями в функциональной безопасности систем и оборудования [56].

Исследованию влияния паразитной индуктивности на границе контактов неплотно подключенного соединителя на уровень электромагнитных излучений посвящена работа [57]. Моделирование помехоустойчивости ПП рассмотрено в [58] на примере создания

на основе измеренных данных модели ИС (последовательный интерфейс ARINC для авионики) в соответствии с документом IEC 62433-4. В [59] 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. Создание моделей ИС для моделирования ЭСР на системном уровне рассматривается в [60]. Для проектирования сложных электромагнитных систем с учетом ЭМС авторами [61] выполнено сравнение производительности пяти эволюционных алгоритмов оптимизации, из которых дифференциальная эволюция и ГА показали наиболее высокую скорость сходимости. На примере оптимизации межсоединений ИС с помощью ГА в [62] рассмотрено применение облачной и параллельной систем для моделирования и оптимизации ЭМС ИС. В [63] проведено экспериментальное сравнение излучений от двух ПП с идентичными электрическими схемами, показавшее в диапазоне от 120 МГц до 1 ГГц меньший уровень излучений платы (до 22 дБ), спроектированной с учетом рекомендаций по ЭМС.

На семинаре по практическим измерениям в аэрокосмических задачах ЭМС рассмотрены вопросы проектирования заземляющей системы для модульной архитектуры КА [64] и оценки ЭЭ спектрометра КА [65]. На семинаре по ЦС/ЦП в ИС и ПП среди прочих обсуждались проблемы: генерации моделей для виртуального прототипирования задач ЦС/ЦП [66]; совершенствования моделирования ЦС и ЭМП на основе схемы с перешагиванием (Leapfrog) [67]; ускорения моделирования переходных отверстий в ПП с помощью упрощенных моделей [68]; подавления излучений синфазной моды от дифференциальных сигналов с помощью методики резонатора в цепи земли [69]. 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 [70] и РЕЕС-методу с быстрым решением во временной области и примером расчета помех на пассивных выводах соединителя [71]. На аэрокосмической секции обсуждались работы по моделированию электромагнитных полей, проникающих внутрь блоков аппаратуры авионики через подключенные кабели с металлической оплеткой [72], и детектированию радиочастотных утечек на поверхности КА [73].

Активно развиваются технологии разработки фильтров, интегрированных в структуру ПП. Ярким примером является конструкция фильтра, совмещающего в себе фильтр синфазной моды и корректор (equalizer) дифференциальной моды [74]. Также примечательны конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [75–78]. Исследуются паразитные и взаимные связи в фильтрах [79], экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [80]. В [81] представлены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, рассмотрено применение связанных линий для создания корректоров ФЧХ, изложены основы анализа и проектирования таких устройств. Устройства фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами отражены в работах как отечественных, так и зарубежных исследователей [82–86]. Варианты неотражающих фильтров (поглощающего типа) рассмотрены в работах [87–91].

Свойства связанных линий передачи с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением исследованы в [92]. Искажения сигнала, вызванные неоднородным диэлектрическим заполнением, показаны на реальном примере трех связанных микрополосковых линий [93], а также на примере двух связанных линий при наличии существенных отражений сигналов [94]. Сообщается, что искажения могут происходить вследствие учета влияния потерь в земле [95, 96]. Описаны искажения сигнала из-за взаимных связей в витках меандровых линий, которые в цифровых схемах используются в качестве линий задержки [97–103]. В качестве СВЧ-устройств используются специальные связанные структуры в виде *C*-секций [104–107].

## **1.2. Модели для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных межсоединений**

В работе [108] рассматривается эволюция методов моделирования. Приведен общий обзор и кратко изложены актуальные методы, которые сегодня используются. Также делается попытка предсказать будущие тенденции, основанная на результатах наблюдения за прошлым и нынешним развитием. Отмечается, что в индустрии применение моделирования 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 том числе 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. Полная проблема ЭМП/ЭМС разбивается на три основных компонента: окружающие структуры с апертурами на стенках, кабельные жгуты и ПП [109].

Для системного видения проблемы теоретического моделирования важна работа [110]. В ней рассматриваются электромагнитные (ЭМ) помехи обобщенной 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 ее анализировать как целое. Такое представление приводит к трем вариантам анализа. Первый и самый простой из них сводится к известному анализу с помощью законов Кирхгофа схемы из ветвей сосредоточенных элементов, соединенных в узлах (рисунок 1.5,а). Второй, намного более сложный, сводится к решению ВЛТ уравнения схемы из отрезков (многопроводных линий передачи, описываемых телеграфными уравнениями), соединенных окончаниями (рисунок 1.5,б). Третий, самый сложный, сводится к электродинамическому анализу иерархической структуры из конечных объемов, соединенных частями своих поверхностей, описываемых уравнениями Максвелла (рисунок 1.5,в).

Рассмотрим основные уравнения, которые необходимы для анализа многопроводных линий передачи, и теоретические основы трех моделей по вычислению временного отклика в многопроводных линиях передачи [111–113].

На рисунке 1.6,*a* 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.

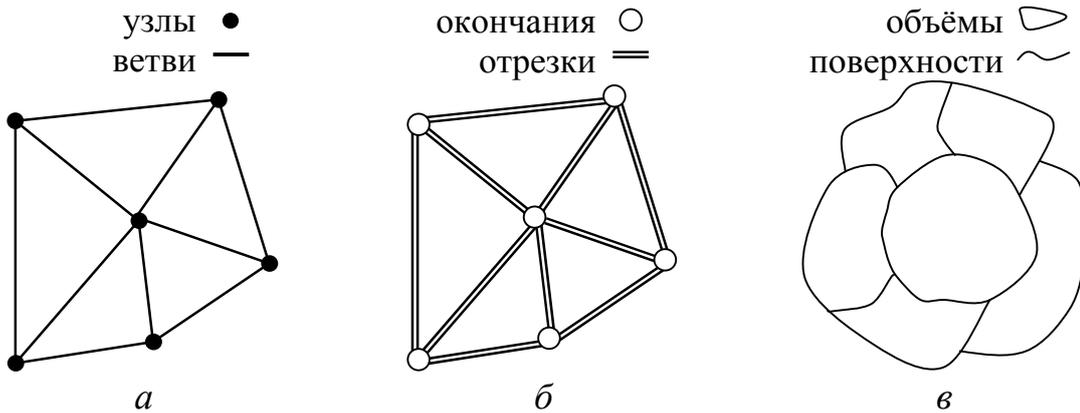


Рисунок 1.5 – Цепная топология (*a*), топология линий передачи (*б*), топология рассеивателя (*в*)

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 [114]. Такие гибридные волны можно аппроксимировать ТЕМ-волнами, которые для большей точности следует называть квази-ТЕМ-волнами. Поэтому далее всегда будет считаться, что в межсоединении распространяются квази-ТЕМ волны. Пример эквивалентной схемы с сосредоточенными элементами для элемента длины двухпроводной 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.

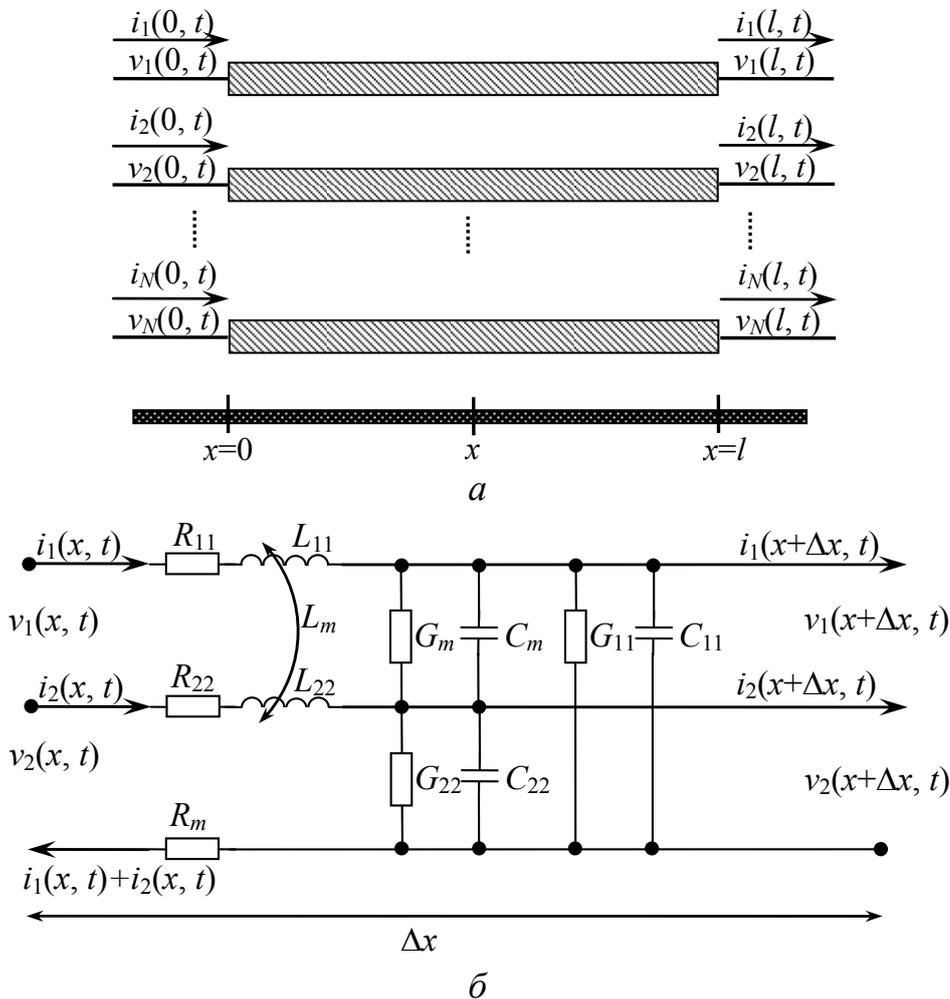


Рисунок 1.6 – Отрезок  $N$ -проводной линии передачи (а) и эквивалентная схема для элемента длины двухпроводной линии передачи (б)

Взаимное сопротивление обусловлено влиянием конечной проводимости земляного (опорного) проводника, а также вихревых токов, наводимых в одном сигнальном проводнике при прохождении тока в другом [114].

**Решение волновых уравнений.** Согласно теории цепей напряжения и токи линий передачи при распространении ТЕМ-волн связаны телеграфными уравнениями:

$$\frac{d}{dx} \mathbf{V} = -\mathbf{Z} \mathbf{I}; \quad (1.1)$$

$$\frac{d}{dx} \mathbf{I} = -\mathbf{Y} \mathbf{V}, \quad (1.2)$$

где  $\mathbf{I}$  и  $\mathbf{V}$  – матрицы-столбцы размера  $N \times 1$  напряжений и токов в линиях;

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}, \quad (1.3)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}, \quad (1.4)$$

где  $j$  – мнимая единица;  $\omega$  – угловая частота;  $\mathbf{C}$  – матрица размера  $N \times N$  погонных коэффициентов электростатической индукции;  $\mathbf{L}$  – матрица размера  $N \times N$  погонных коэффициентов электромагнитной индукции;  $\mathbf{G}$  – матрица размера  $N \times N$  погонных проводимостей;  $\mathbf{R}$  – матрица размера  $N \times N$  погонных сопротивлений. Из телеграфных уравнений получаем волновое уравнение

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

Его решение ищется в виде

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

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

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

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

нетривиальное решение которой возможно при условии

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

где  $\mathbf{U}$  – единичная матрица размера  $N \times N$ .

Решением для уравнения (1.8) является  $N$  комплексных чисел  $\gamma_m^2$ , которые называются собственными значениями. Каждое собственное значение имеет соответствующий собственный вектор  $\mathbf{V}_0^m$ , который является решением для уравнения (1.7) и уникален для константы  $\gamma_m^2$ . Вычисляя квадратный корень из  $\gamma_m^2$ , получают коэффициент распространения для каждой  $m$ -моды, которые записываются в виде диагональной матрицы  $\mathbf{\Gamma}$ . Вычисленные собственные векторы  $\mathbf{V}_0^m$  записываются в столбцы матрицы  $\mathbf{S}_V$ , которая называется матри-

цей модальных напряжений, а  $\mathbf{S}_I$  – матрица модальных токов, столбцы которой являются векторами  $\mathbf{I}_0^m$ . Эти модальные матрицы связаны уравнением

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

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

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

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

где  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$  – векторы констант;

$$\mathbf{E}(x) = \text{diag}(\exp(-\gamma_1 x), \exp(-\gamma_2 x), \dots, \exp(-\gamma_N x)). \quad (1.12)$$

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

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

из которых следует

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

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

**Уравнения для отрезка многопроводной линии передачи.** Матрицы параметров и выражения, описанные выше, используются при формировании системы уравнений для отрезка многопроводной линии передачи. В модели Теше [111] это уравнение называется BLT-уравнением и записывается для напряжения и тока в виде

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

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

где  $\mathbf{S}$  – матрица рассеяния оконечных и соединительных цепей линии передачи;  $\mathbf{\Phi}$  – матрица размера  $2N \times 2N$  распространения линии передачи;  $\mathbf{V}_s$  – «супервектор» размера  $2N \times 1$  входных воздействий.

Матрица рассеяния для оконечных и соединительных цепей линии передачи связывает все отраженные волны с падающими волнами как

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{S} \mathbf{V}_i. \quad (1.17)$$

Отраженные волны на концах линии передачи связаны с падающими волнами уравнением

$$\mathbf{V}_r = \Phi \mathbf{V}_i + \mathbf{V}_s. \quad (1.18)$$

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

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

и

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

где

$$\mathbf{E}(l) = \text{diag} \{ \exp(\gamma_1 l), \dots, \exp(\gamma_N l) \};$$

$$\mathbf{E}(x_s) = \text{diag} \{ \exp(\gamma_1 x_s), \dots, \exp(\gamma_N x_s) \};$$

$$\mathbf{E}(l - x_s) = \text{diag} \{ \exp(\gamma_1 (l - x_s)), \dots, \exp(\gamma_N (l - x_s)) \};$$

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

В моделях Джорджевича [112] и Накхлы [113] используются соотношения для напряжений и токов на ближнем ( $x = 0$ ) и дальнем ( $x = l$ ) концах, полученные из выражений (1.10) и (1.11) в виде

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

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

Для вычисления напряжений или токов по модели Джорджевича [114] вначале необходимо вычислить  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$ , используя матричное соотношение, которое описывает произвольные соединительные и оконечные цепи в рассматриваемой схеме. Затем, подставляя  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$  в (1.21) и (1.22), получают напряжения и токи на ближнем и дальнем концах линии передачи:

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

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

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

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

В модели Накхлы [113] константы  $\mathbf{C}_1$ ,  $\mathbf{C}_2$  в соотношениях (1.21) и (1.22) исключаются, в результате получается

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

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

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

где

$$\mathbf{E}_1 = \text{diag} \left\{ \frac{1 + e^{-2\gamma_k l}}{1 - e^{-2\gamma_k l}} \right\}; \quad \mathbf{E}_2 = \text{diag} \left\{ \frac{2}{e^{-\gamma_k l} - e^{\gamma_k l}} \right\}, \quad k=1, 2, \dots, N. \quad (1.29)$$

Полученная матрица проводимости в дальнейшем подставляется в уравнение модифицированного узлового метода и используется для вычисления отклика схемы.

**Формулировка уравнений схемы для моделирования отклика.** Модели, описанные выше, 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, присоединен к проводнику, принадлежащему к этой же или другой линии передачи.

Описание конечных и соединительных цепей линии передачи в модели Теше [111] осуществляется с помощью матрицы рассеяния  $\mathbf{S}$ .

Для отрезка многопроводной линии передачи, если проводники на ближнем и дальнем концах линии оканчиваются внешним импедансом, матрица  $\mathbf{S}$  равна матрице коэффициентов отражения:

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

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

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

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

Для случая, когда соединительная цепь связывает  $n$  многопроводных линий передачи, матрица рассеяния записывается в виде

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

где  $\mathbf{C}_V$  – матрица размера  $M \times M$  с элементами  $\{1, -1\}$ , отображающая напряжения соединительного узла, которая формируется с использованием закона Кирхгофа для напряжений;  $\mathbf{C}_I$  – матрица размера  $M \times M$  с элементами  $\{0, 1\}$ , отображающая токи соединительного узла, которая формируется с использованием закона 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 цепи;  $M$  – общее число проводников, соединяющихся в цепи.

В модели Джорджевича [112] узлы соединительных и оконечных цепей разделяются на две группы. Первая охватывает узлы, соединяющие линии передачи, которые называются внешними узлами, вторая – все остальные узлы, которые называются внутренними. Число внешних узлов, обозначенное  $X$ , для цепи равно общему числу проводников всех линий передачи, присоединенных к этой цепи. Поскольку цепь линейна, то справедливо матричное соотношение

$$\mathbf{P}\mathbf{V} + \mathbf{Q}\mathbf{I} = \mathbf{E}, \quad (1.34)$$

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

Для описания элементов схемы в модели Накхлы [113] используется модифицированный метод узловых потенциалов. Уравнение модифицированного узлового метода в частотной области для линейных элементов схемы и  $n$  многопроводных линий передачи имеет вид

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

где  $s=j\omega$ ;  $\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{H}$  – матрицы размера  $A \times A$ , описывающие произвольные оконечные и соединительные схемы из активных и реактивных элементов ( $A$  – количество параметров, вычисляемых в модифицированном методе узловых потенциалов);  $\mathbf{D}_k$  – матрица-селектор, отображающая токи, входящие в  $k$ -ю линию, с элементами  $d_{i,j} \in \{0, 1\}$ , где  $i \in \{1, \dots, A\}$ ,  $j \in \{1, \dots, m_k\}$ , 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 уравнения (1.28);  $\mathbf{V}$  – вектор узловых напряжений и токов независимых источников напряжения;  $\mathbf{E}$  – вектор, состоящий из независимых источников напряжения или токов.

**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 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 [115, 116]

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

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

Полная индуктивность при учете потерь в проводниках вычисляется как сумма внешней ( $\mathbf{L}$ , 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 вычисляется  $\mathbf{G}(\omega_0)$ , См/м.

### **1.3. Паразитные параметры компонентов и частотная зависимость диэлектрической проницаемости материалов печатных плат**

Неидеальное поведение компонентов РЭА является важным вопросом ЭМС. Этот вопрос довольно сложен, поскольку касается тонкостей работы компонентов. Примеры эквивалентных схем, а также обобщенные графики модуля и фазы импеданса для идеальных и реальных пассивных компонентов приведены в [117, 118]. Показано, что учет паразитных индуктивностей или емкостей реальных компонентов делает частотную зависимость импеданса существенно отличной от идеальной. 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, остается 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 [119] описано получение модели структур ПП для передачи данных на скорости до 25 Гбит/с, работающей в области частот до 50 ГГц. В [120] описана оптимизация посадочного места коаксиального соединителя 2,4 мм на плату с рабочим диапазоном до 50 ГГц. Для этого применялось трехмерное электродинамическое моделирование соединителя и его посадочного места.

При разработке монолитных интегральных схем (МИС) также используются широкополосные модели пассивных компонентов. Например, в [121] описано получение моделей копланарных компонентов, работающих до 40 ГГц. В [122] рассмотрена 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 при проведении анализа ЭМС сравнительно низкочастотных блоков возникает необходимость в моделях, которые корректно описывают поведение низкочастотного компонента в диапазоне, захватывающем несколько резонансов [123]. 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 учет паразитных параметров компонентов и контактных площадок платы [124].

При расчете первичных параметров трасс и паразитных параметров посадочных площадок используются значения  $\epsilon_r$  диэлектриков ПП, зависящие от частоты [125]. 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 [125], но не отражены для связанных линий. Также результаты численных экспериментов пока-

зали 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) [126]. Учет такого влияния может быть важным, например, при моделировании устройств, использующих модальные явления.

Частотные зависимости  $\varepsilon_r$  диэлектриков разных изготовителей отличаются 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  $\varepsilon_r$  которых неизвестна. Поэтому актуальны измерения  $\varepsilon_r$  материалов ПП в диапазоне частот. Для этого применяются различные методы. Наиболее простой из них основан на измерении емкости плоского конденсатора [127], между пластинами которого размещается образец диэлектрика. По отношению измеренных значений емкости заполненного и пустого конденсаторов определяется  $\varepsilon_r$ . 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 [127]. Достоинство этих методов – измерение параметров материала в широком диапазоне частот, однако при измерении на сверхвысоких частотах метод чувствителен к точности изготовления образцов.

Резонаторные методы базируются на измерении параметров объемного резонатора, например коэффициента отражения [128], импеданса [129, 130] или матрицы рассеяния [131]. Для экстракции  $\varepsilon_r$  из измеренных параметров часто используют вычислительную технику и различные алгоритмы, в том числе алгоритмы глобальной оптимизации [129, 132].

В различных методах измерений в качестве измерительных структур применяют линии передачи [133–136]. Точность и ограничения методов зависят от точности измерения и чувствительности к ошибкам измерений, а также от выбранных математических моделей [137].

## 2. Модели, алгоритмы, программы и методики для моделирования электромагнитной совместимости

### 2.1. Алгоритмы и программы для вычисления отклика в произвольных схемах многопроводных линий передачи

Для вычисления временного и частотного откликов произвольных схем многопроводных линий передачи (МПЛП) при моделировании ЭМС печатных узлов бортовой РЭА КА с учетом паразитных параметров пассивных электронных компонентов и частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости материалов ПП разработаны соответствующие модели, алгоритмы, программы и методики [138–148].

Ниже представлены результаты разработки и программной реализации алгоритмов вычисления отклика в произвольных схемах МПЛП. Описывается тестирование программной реализации путем сравнения с опубликованными результатами измерений или моделирования, а также с полученными в программе PSpice [149–155]; вычисление отклика вдоль отрезков МПЛП [156, 157]; программы для имитационного моделирования ЭМС печатных узлов РЭА в системе TALGAT [158–168].

**Алгоритмы.** Рассмотрим алгоритмы для трех моделей, позволяющие выполнять вычисление отклика в частотной и временной областях.

*Алгоритм по модели Теше [111]*

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 конечных 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 выражений (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.17), (1.19), (1.20).

4. Решение ВЛТ 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 [112]*

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  $\Gamma$ ,  $\mathbf{S}_V$ ,  $\mathbf{S}_L$ ,  $\mathbf{Z}_C$ ,  $\mathbf{Y}_C$ ,  $\mathbf{E}(l)$  подстановкой данных из п. 1 в формулы (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.12), (1.14).
4. Решение матрично-векторного уравнения

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^1 \\ \mathbf{C}_2^1 \\ \dots \\ \mathbf{C}_1^n \\ \mathbf{C}_2^n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{P}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{P}^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V^1 & \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n & \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n & \mathbf{S}_V^n \end{bmatrix} + \\
 + \begin{bmatrix} \mathbf{Q}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Q}^n \end{bmatrix} &\begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 & \mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & -\mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & -\mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n & \mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n & -\mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \end{bmatrix}^{-1} \times \\
 &\times \begin{bmatrix} \mathbf{E}^1 \\ \dots \\ \mathbf{E}^n \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

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 уравнения (1.23)–(1.26).
6. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).
7. Вывод результатов.

*Алгоритм по модели Накхлы [113]*

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров источников воздействий; числа узлов схемы и источ-

ников 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 формулы (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.

**Сравнительный анализ моделей.** Сравним результаты вычислений, полученных по трем моделям, с опубликованными данными. Программная реализация моделей выполнена в системах MathCAD, MatLab. Сделан качественный анализ моделей.

Вычислим временной отклик для схемы из [112] (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  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{G}$  (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 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.

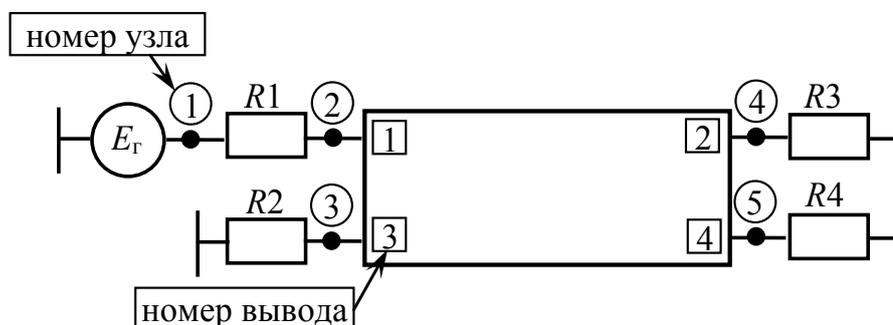
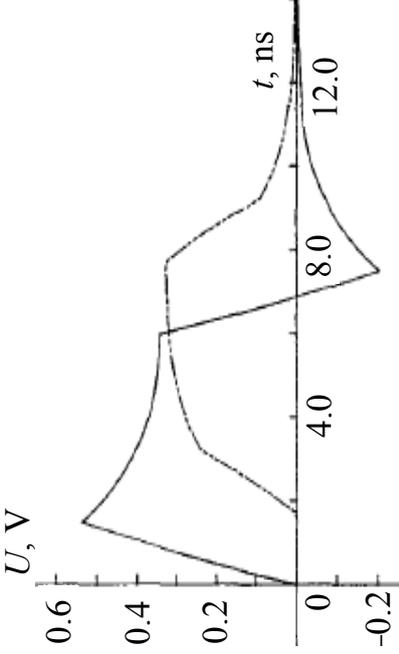
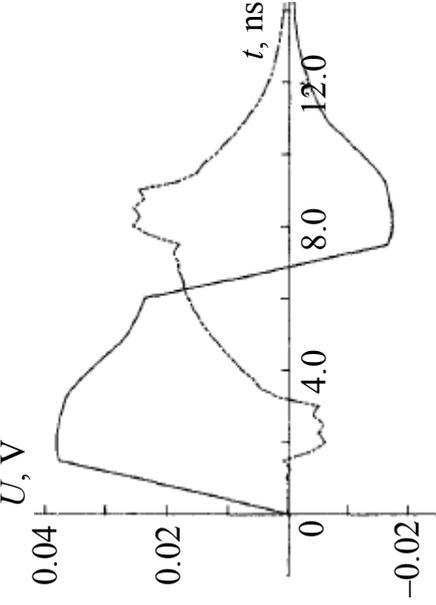
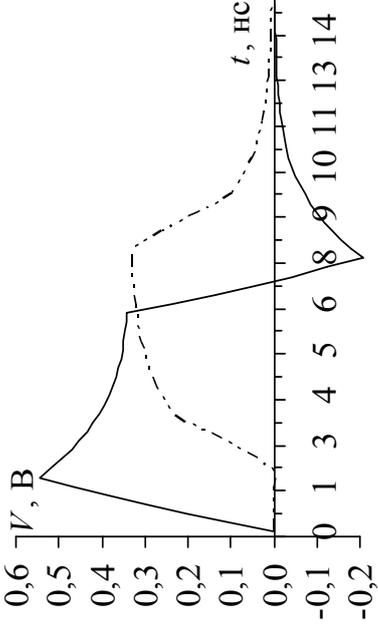
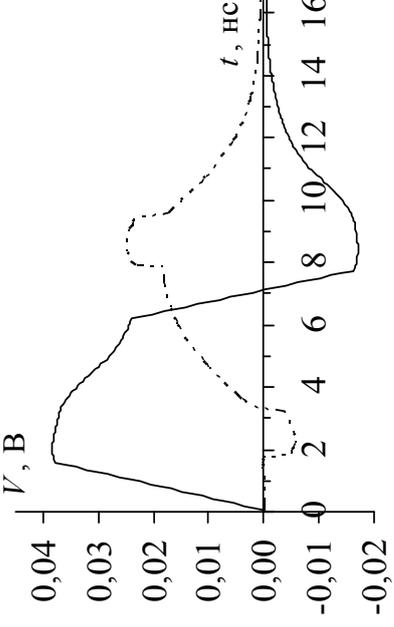


Рисунок 2.1 – Отрезок двухпроводной линии передачи

Результаты вычислений представлены в таблице 2.1. Как видно, они отлично совпадают.

Таблица 2.1 – Сравнение результатов вычисления отклика с потерями для схемы на рисунке 2.1

	Активный проводник	Пассивный проводник
Рисунки из [112]		
Модель Теше [111]		

Окончание таблицы 2.1

	Активный проводник	Пассивный проводник
Модель Джорджевича [112]		
Модель Накхлы [113]		

Различия результатов с опубликованными связаны с явлением Гиббса. В [112] 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).

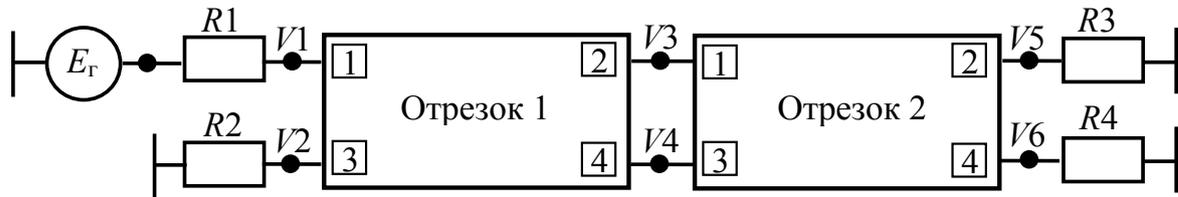


Рисунок 2.2 – Структура из двух последовательно соединенных отрезков

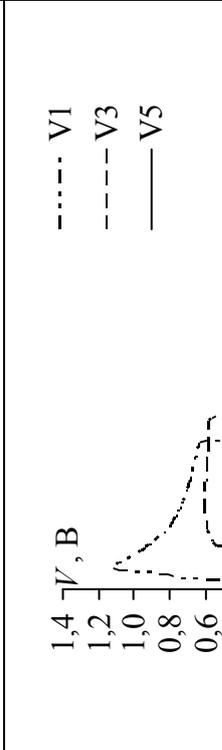
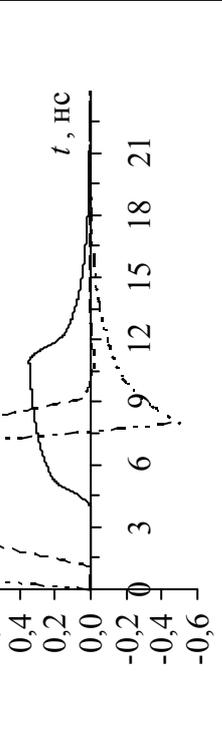
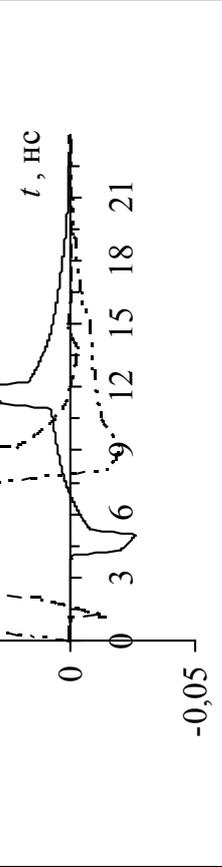
Значения параметров отрезка 1:  $l=0,2$  м;  $L_{11}=L_{22}=494,6$  нГн/м,  $L_{12}=L_{21}=63,3$  нГн/м;  $C_{11}=C_{22}=62,8$  пФ/м,  $C_{12}=C_{21}=-4,9$  пФ/м;  $R_{11}=R_{22}=0,1$  Ом/м,  $R_{12}=R_{21}=0,02$  Ом/м;  $G_{11}=G_{22}=0,1$  См/м,  $G_{12}=G_{21}=-0,01$  См/м. Значения параметров отрезка 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 трем 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  $\mathbf{R}$ , так и  $\mathbf{G}$ ). Отметим, что в данном примере это приводит к занижению уровня сигнала ( $V4$ ) до двух раз.

Сравнение данных трех моделей с опубликованными данными вычислений и для случая без потерь в PSpice показало отличное совпадение. Таким образом, разработанные программы позволяют корректно вычислять временной отклик фрагментов межсоединений с учетом взаимовлияний проводников в рамках квазистатического подхода.

Таблица 2.2 – Сравнение результатов вычисления отклика с потерями для схемы на рисунке 2.2

	Активный проводник	Пассивный проводник
PSpice	<p> <math>V, B</math>  <math>t, нс</math>            --- V1            --- V3            — V5         </p>	<p> <math>V, B</math>  <math>t, нс</math>            --- V2            --- V4            — V6         </p>
Модель Теше [111]	<p> <math>V, B</math>  <math>t, нс</math>            --- V1            --- V3            — V5         </p>	<p> <math>V, B</math>  <math>t, нс</math>            --- V2            --- V4            — V6         </p>

Окончание таблицы 2.2

	Активный проводник	Пассивный проводник
Модель Джорджевича [112]	 <p>Graph showing voltage <math>V</math> (V) versus time <math>t</math> (нс) for Model 112 Active Conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 1,4 V. The x-axis ranges from 0 to 21 ns. Three curves are shown: V1 (dotted), V3 (dashed), and V5 (solid). All curves show a step-like increase starting around 3 ns and reaching a plateau of approximately 1,0 V by 9 ns.</p>	 <p>Graph showing voltage <math>V</math> (V) versus time <math>t</math> (нс) for Model 112 Passive Conductor. The y-axis ranges from -0,05 to 0,1 V. The x-axis ranges from 0 to 21 ns. Three curves are shown: V2 (dotted), V4 (dashed), and V6 (solid). All curves show a step-like increase starting around 3 ns and reaching a plateau of approximately 0,05 V by 9 ns.</p>
Модель Накхлы [113]	 <p>Graph showing voltage <math>V</math> (V) versus time <math>t</math> (нс) for Model 113 Active Conductor. The y-axis ranges from -0,6 to 1,4 V. The x-axis ranges from 0 to 21 ns. Three curves are shown: V1 (dotted), V3 (dashed), and V5 (solid). All curves show a step-like increase starting around 3 ns and reaching a plateau of approximately 1,0 V by 9 ns.</p>	 <p>Graph showing voltage <math>V</math> (V) versus time <math>t</math> (нс) for Model 113 Passive Conductor. The y-axis ranges from -0,05 to 0,1 V. The x-axis ranges from 0 to 21 ns. Three curves are shown: V2 (dotted), V4 (dashed), and V6 (solid). All curves show a step-like increase starting around 3 ns and reaching a plateau of approximately 0,05 V by 9 ns.</p>

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, так как 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  $C_1$  и  $C_2$ , 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 [169].

**Построение схемы и вычисление отклика на основе текстовых команд.** Рассмотрим вычисление отклика на примере схемы, приведенной на рисунке 2.1. Вычисление выполняется с использованием команд TALGAT\_Script входного файла (или командной строки системы). Для этого необходимо загрузить модули UTIL, MATRIX, RESPONSE и GRAFH.

После подключения необходимых модулей задаются матрицы погонных параметров МПЛП. Затем для выполнения анализа необходимо задать временной шаг "step\_time" и число отсчетов ( $2^{\text{count\_degree}}$ ) на период повторения импульсов для алгоритмов БПФ с помощью команды TRANSIENT\_ANALYSIS\_SETUP (рисунок 2.3).

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.

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

Рисунок 2.3– Команды для ввода параметров при выполнении анализа

Для задания источника воздействия используется сочетание команд. Вначале задается команда

```
SOURCE "I1" 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.
```

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

```
TRANSMISSION_LINE "t11"  $N$   $in_1$   $out_1$  ...  $in_N$   $out_N$ ,
```

где первый аргумент – имя МПЛП, второй аргумент – количество проводников  $N$ ,  $in_N$  – номер узла, с которым соединен проводник  $N$  в начале линии,  $out_N$  – 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  $\mathbf{L}$  – матрица погонных коэффициентов электромагнитной индукции,  $\mathbf{C}$  – матрица погонных коэффициентов электростатической индукции,  $\mathbf{R}$  – матрица погонных сопротивлений,  $\mathbf{G}$  – 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 "t11" 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

После построения схемы и ввода ее параметров можно приступить 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 команды `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 для вычислений в частотной области при гармоническом воздействии. Диапазон частот и шаг вычисления задаются 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. Причем 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

**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,  $h_1$  и  $h_2$  – толщины слоев диэлектрика,  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

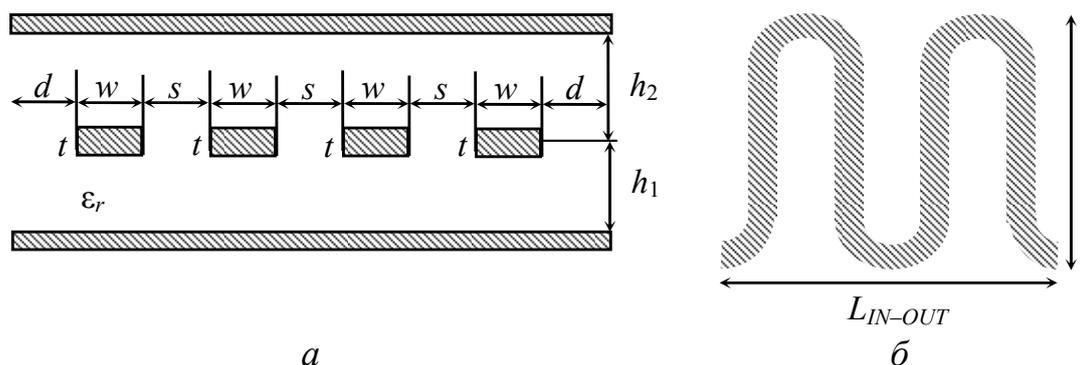


Рисунок 2.7 – Геометрия меандровой линии задержки:  
 $a$  – поперечное сечение;  $b$  – вид сигнального проводника сверху

Длины меандровой линии и ее проводника:

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

где  $N$  – количество проводников.

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

Для задания этой 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  $l$ .

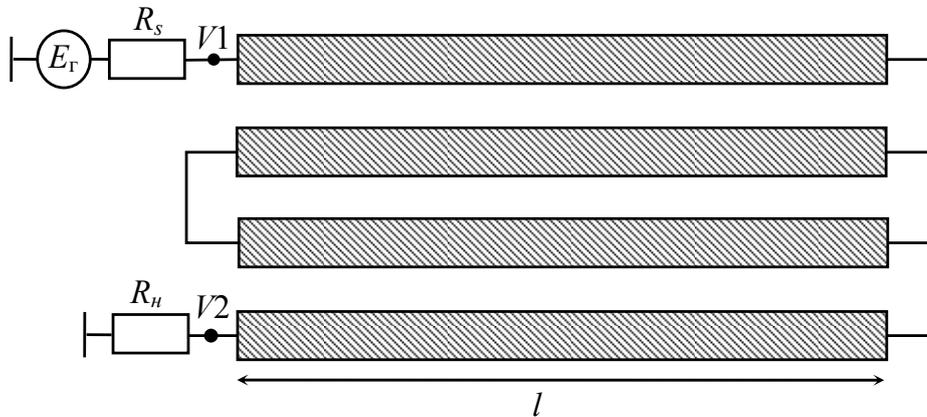


Рисунок 2.8 – Меандровая линия из двух витков без учета задержек на стыках полувитков

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

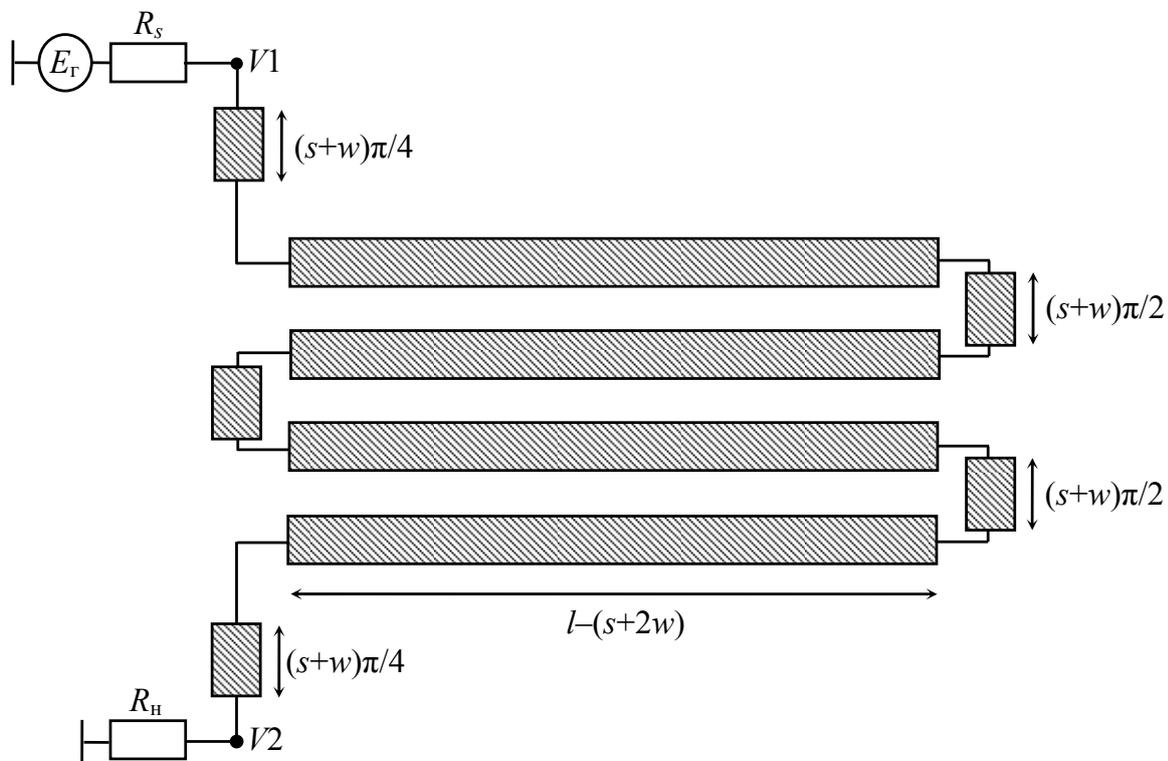


Рисунок 2.9 – Меандровая линия из двух витков

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  $l-(s-2w)$ .

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 взаимодействия не только ближайших проводников, но и всех (сколько бы их ни было), т.е. каждого с каждым, что важно в случае усиления связи, получаемого 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).

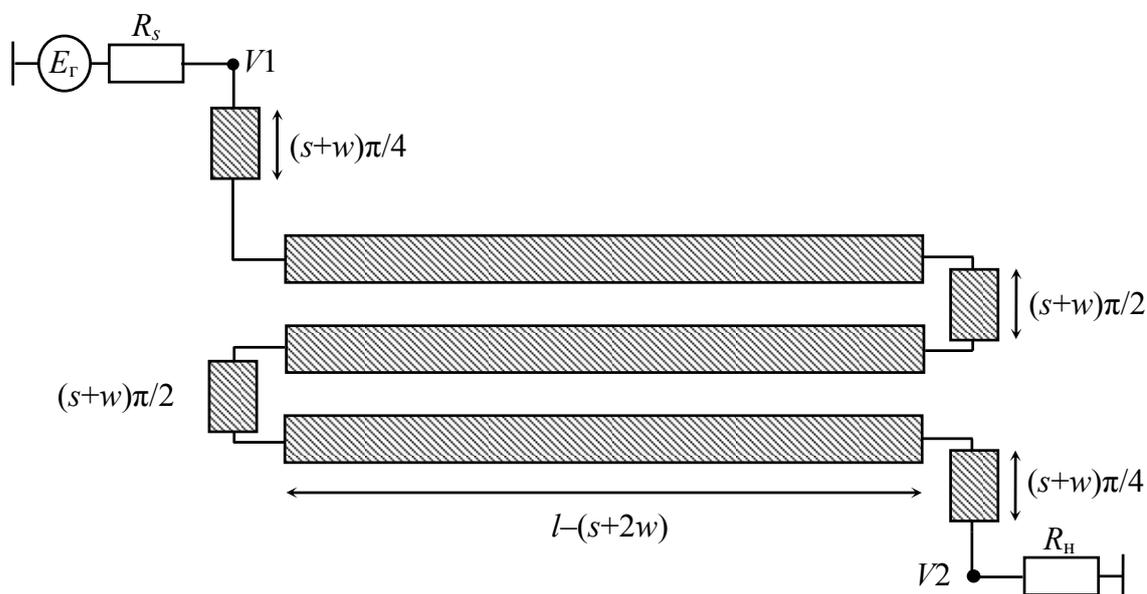


Рисунок 2.10 – Меандровая линия из полутора витков

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

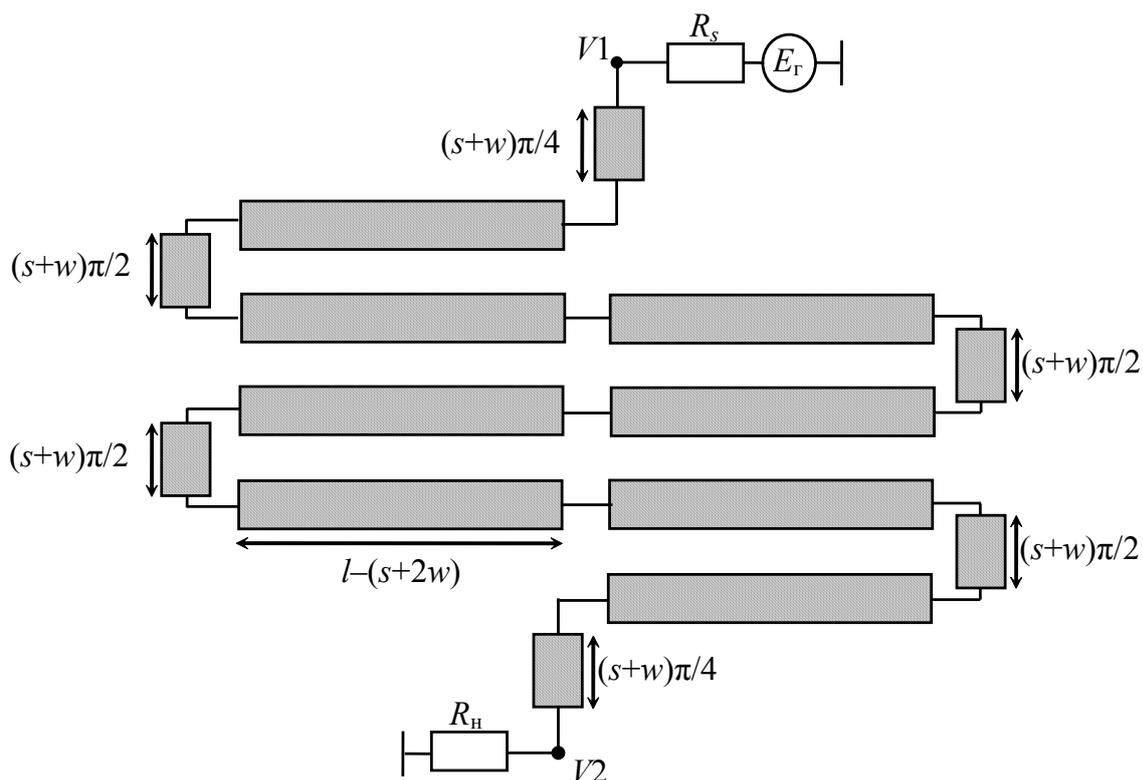
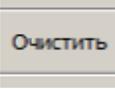


Рисунок 2.11 – Меандровая линия из четвертьвитков

**Редактор принципиальных схем.** Рассмотрим редактор принципиальных схем, который используется для построения произвольной схемы и вычисления отклика (рисунок 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.

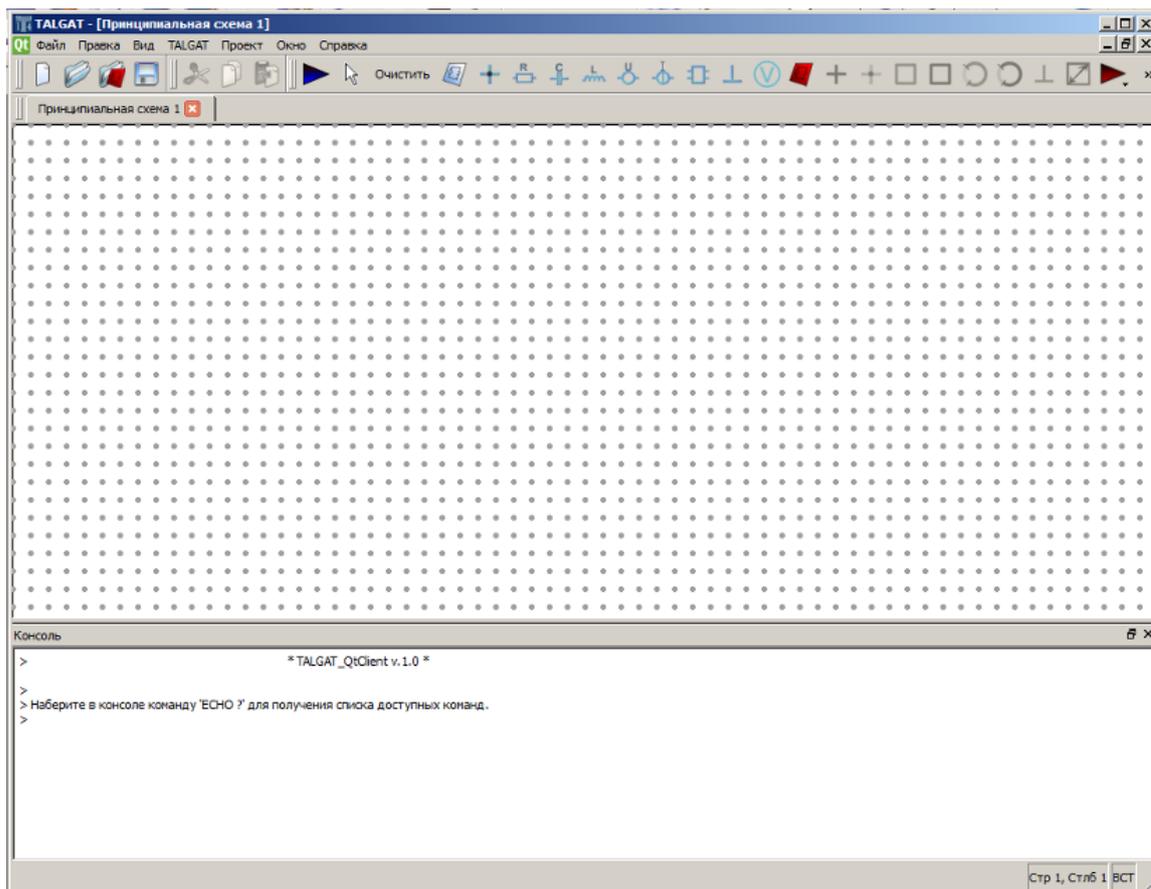


Рисунок 2.12. – Окно редактора принципиальных схем в системе TALGAT

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 землей, то номер узла 0. Для таких элементов, как резистор, конденсатор, индуктивность, источник тока, источник напряжения, отрезок МПЛП, создано

дополнительное окно «Параметры». С его помощью 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)

**Команды для задания воздействующих сигналов и нагрузок.** Параметры сигналов и нагрузок, используемых при проведении испытаний на восприимчивость к кондуктивным помехам в электрических кабелях и цепях питания, соответствуют MIL-STD-461F.

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

`SIMULATION_SOURCES_IPULSE  $I_0$   $I_A$   $t_{TD}$   $t_{RT}$   $t_{FT}$   $t_D$  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 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  $50 \times 10^6$  1/с, 0) команда запишется в следующем виде:

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

Экспоненциальное воздействие 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 эту 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 виде

SIMULATION\_SOURCES\_IEXP 0. 5. 0. 2.e9 2.e9 20.e9.

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

SIMULATION\_SOURCES\_VGAUSS  $V_{pv} f_{cr} b_w t_{pr} b_{wr}$ ,

где  $V_{pv}$  – максимальное значение амплитуды, В;  $f_{cr}$  – 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 impedance stabilization network) для измерения кондуктивных эмиссий по MIL-STD-461F [170] 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.

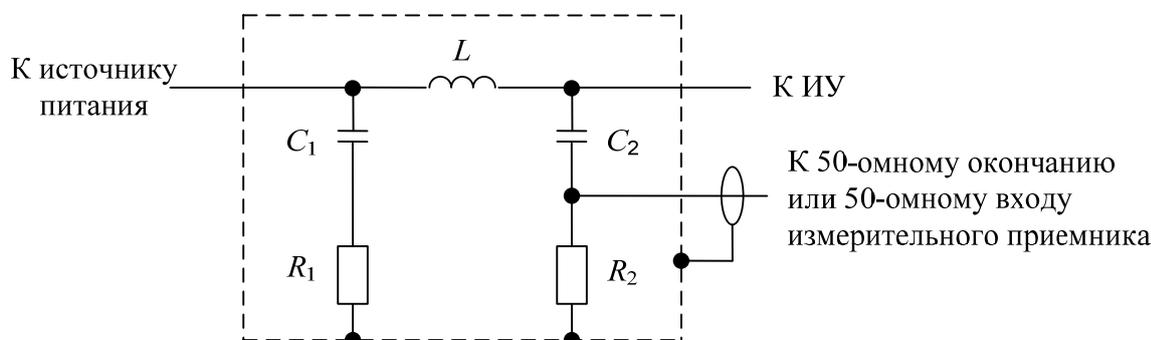


Рисунок 2.14 – Принципиальная схема LISN по MIL-STD-461F

**Вычисление токов и напряжений вдоль многопроводной линии передачи.** Рассмотрим квазистатическое вычисление токов и напряжений вдоль МПЛП [171, 172].

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

$$\mathbf{V}(x) = \mathbf{S}_V (\mathbf{E}0 \cdot \mathbf{C}_1 + \mathbf{E}\mathbf{D} \cdot \mathbf{C}_2), \quad (2.2)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{S}_I (\mathbf{E}0 \cdot \mathbf{C}_1 - \mathbf{E}\mathbf{D} \cdot \mathbf{C}_2), \quad (2.3)$$

где  $\mathbf{E0} = \text{diag}(\exp(-\gamma_1 x), \dots, \exp(-\gamma_N x))$ ;  $\mathbf{ED} = \text{diag}(\exp(-\gamma_1(l-x)), \dots, \exp(-\gamma_N(l-x)))$ ;  $l$  – длина отрезка МПЛП;  $x$  – координата вдоль отрезка, в которой необходимо вычислить значение тока или напряжения. В алгоритм вычисления по модели Джорджевича в п. 1 «Ввод входных данных» добавляется новый параметр  $n_{\text{TLS}}$  (количество подынтервалов, на которые разбивается отрезок МПЛП) и вычисления напряжений и токов выполняются по формулам (2.2), (2.3). Количество значений  $x$  определяется параметром  $n_{\text{TLS}}$ .

Для вычисления по модели Накхлы тоже используются выражения (1.10) и (1.11), но в алгоритм добавляется новый параметр  $n_{\text{TLS}}$  и вычисляется матрица  $\mathbf{E}(x)$  и векторы констант  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$ . Вычисление матрицы  $\mathbf{E}(x)$  выполняется на основе выражения (1.12). Для вычисления  $\mathbf{C}_1$  и  $\mathbf{C}_2$  используется соотношение (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 выражения (2.4) видно, что для вычисления необходимо знать напряжения на ближнем  $\mathbf{V}(0)$  и дальнем  $\mathbf{V}(l)$  концах МПЛП, которые определяются после решения уравнения (1.35) (п. 4 алгоритма по модели Накхлы).

Таким образом, можно вычислять формы напряжений и токов вдоль проводников каждого отрезка МПЛП. Для визуального отображения изменения форм сигнала разработана принципиальная схема (рисунок 2.15). На ней необходимо указать начальный узел А и конечный узел В (рисунок 2.15,б). После этого путь распространения импульса определяется автоматически по алгоритму GoThrough [148]. При этом проводник отрезка МПЛП, по которому распространяется сигнал, окрашивается в цвет, соответствующий форме сигнала.

## 2.2. Тестирование программной реализации

Программная реализация в системе TALGAT вычисления отклика тестировалась путем сравнения с опубликованными результатами измерений или моделирования, а также с полученными программой PSpice и системой CST MWS.

При тестировании программной реализации рассмотрено несколько схем: Т-образная схема; три отрезка с замкнутым контуром;

меандровая линия; линии со сложными соединительными цепями [173].

**Сравнение с результатами электродинамического анализа.** Исследовалась микрополосковая меандровая линия из двух витков, включенная в тракт 50 Ом, с длиной полувитков по 27 мм (см. рисунок 2.15). 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.

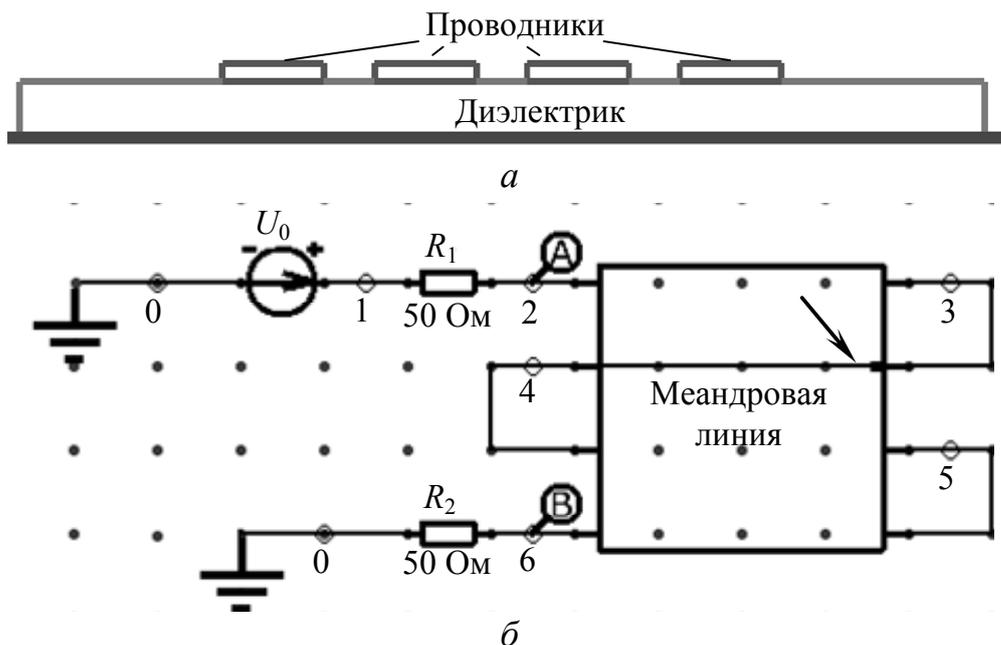


Рисунок 2.15 – Поперечное сечение (а) и схема меандровой линии (б)

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 [174] при прочих равных условиях (рисунок 2.17). Более ранний приход сигнала, полученного в системе TALGAT, вызван неучетом задержки в перемычке, соединяющей первый и второй полувитки. Для приближения к реальной структуре проведено еще одно моделирование в TALGAT со схемой, в которой вместо трех перемычек между полувитками включены соответствующие отрезки одиночной линии с такими же параметрами, как у меандровой. Как

видно на рисунке 2.17, основные формы импульса практически полностью совпадают.

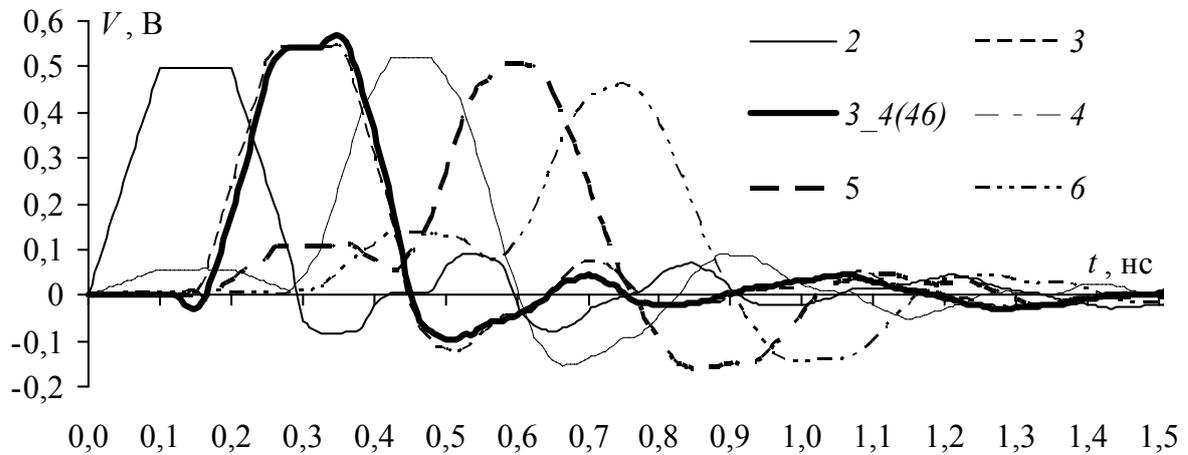


Рисунок 2.16 – Формы напряжений вдоль меандровой линии, вычисленные в системе TALGAT

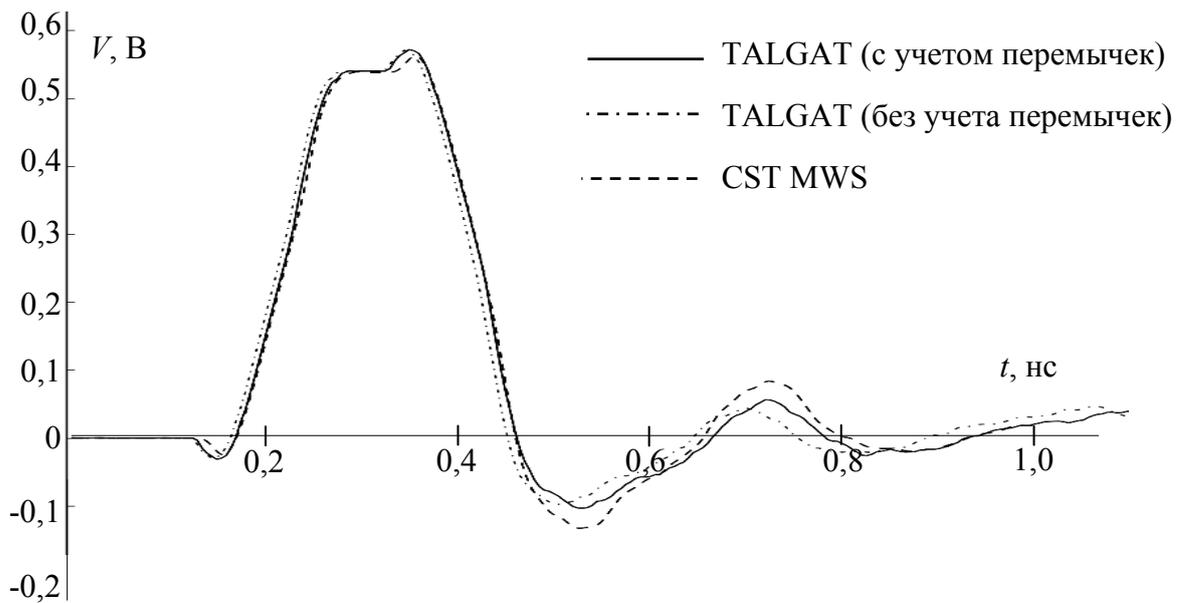


Рисунок 2.17 – Сравнение форм напряжений, вычисленных в системах CST MWS и TALGAT

Далее выполнялось моделирование 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 с  $\epsilon_r = 3,8$  толщиной 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	$\Delta T$ , пс	$\frac{ T_{0,5CST} - T_{0,5TALGAT} }{T_{0,5CST} + T_{0,5TALGAT}} \cdot 100\%$
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

**Два отрезка линии с активными и реактивными нагрузками.**

Приведем результаты вычисления временного отклика в структуре из двух последовательно соединенных отрезков с резистивными и реактивными компонентами методом обратного преобразования Лапласа (рисунок 2.19).

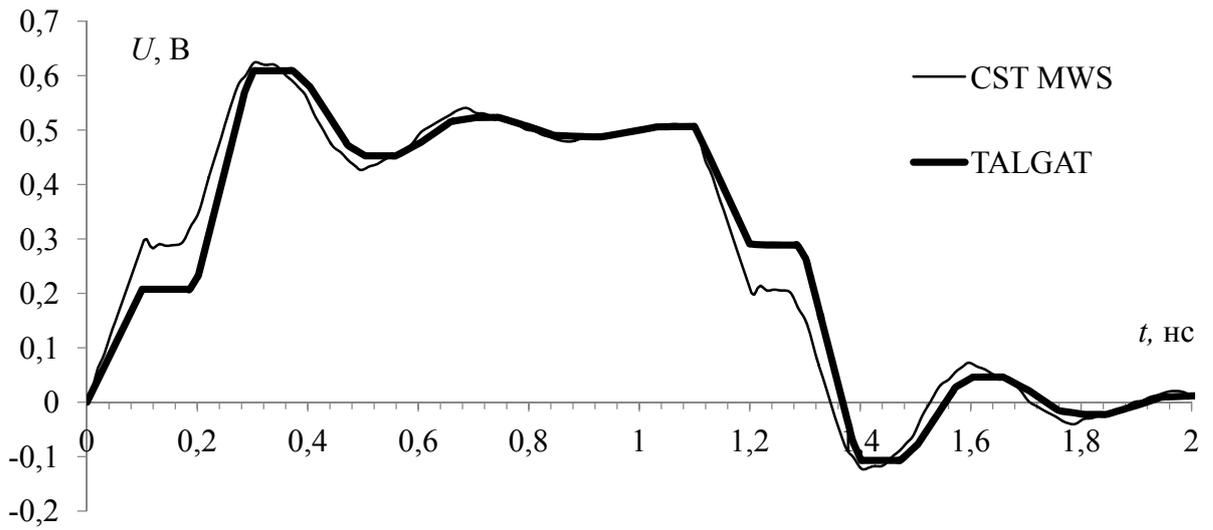
Значения параметров отрезка 1:  $l=0,1$  м;

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

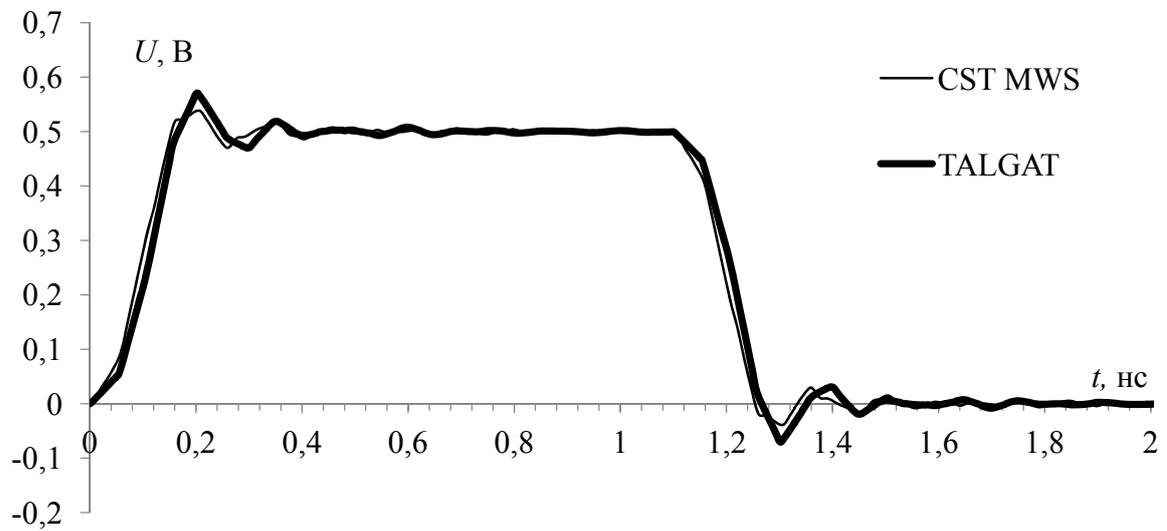
Значения параметров отрезка 2:  $l=0,1$  м;

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 494,6 & 63,3 & 7,8 & 0 \\ 63,3 & 494,6 & 63,3 & 7,8 \\ 7,8 & 63,3 & 494,6 & 63,3 \\ 0 & 7,8 & 63,3 & 494,6 \end{bmatrix} \text{нГн/м};$$

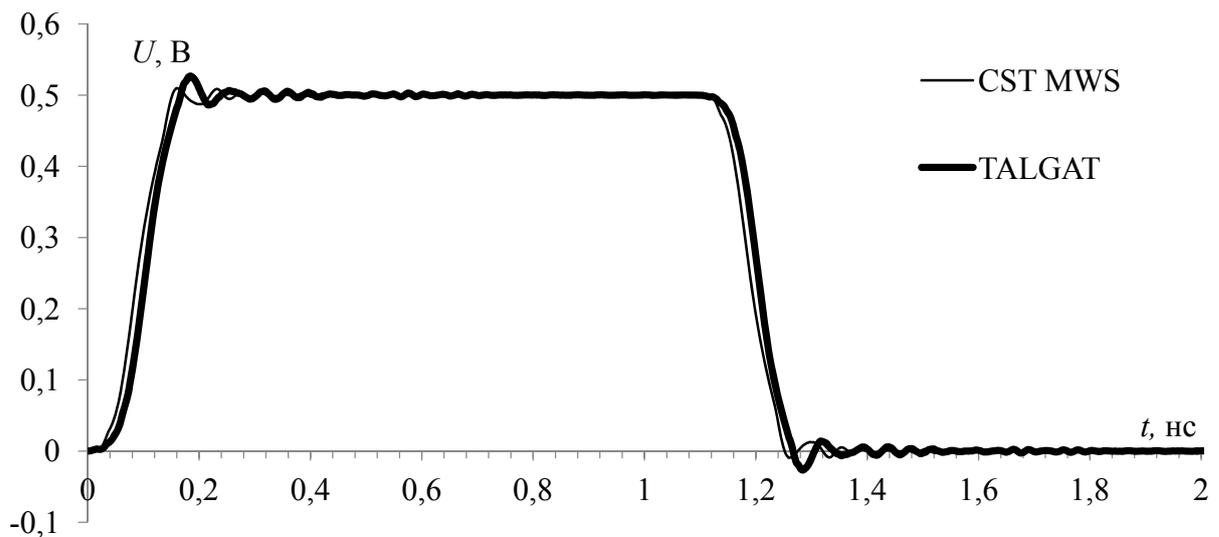
$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 62,8 & -4,9 & -0,3 & 0 \\ -4,9 & 62,8 & -4,9 & -0,3 \\ -0,3 & -4,9 & 62,8 & -4,9 \\ 0 & -0,3 & -4,9 & 62,8 \end{bmatrix} \text{пФ/м.}$$



*a*



*б*



*в*

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

Значения параметров схемных элементов:  $R_1=50$  Ом,  $R_2=100$  Ом,  $R_3=25$  Ом,  $R_4=50$  Ом,  $R_5=100$  Ом,  $R_6=25$  Ом,  $R_7=50$  Ом,  $R_8=100$  Ом,  $R_9=100$  Ом,  $R_{10}=75$  Ом;  $C_1=1$  пФ,  $C_2=1$  пФ,  $C_3=2$  пФ;  $L_1=10$  нГн. Значения параметров импульсного источника  $E_r$ : амплитуда  $E_0 = 1$  В, время нарастания и спада  $t_r = t_f = 1,5$  нс, длительность плоской вершины  $t_d = 6$  нс.

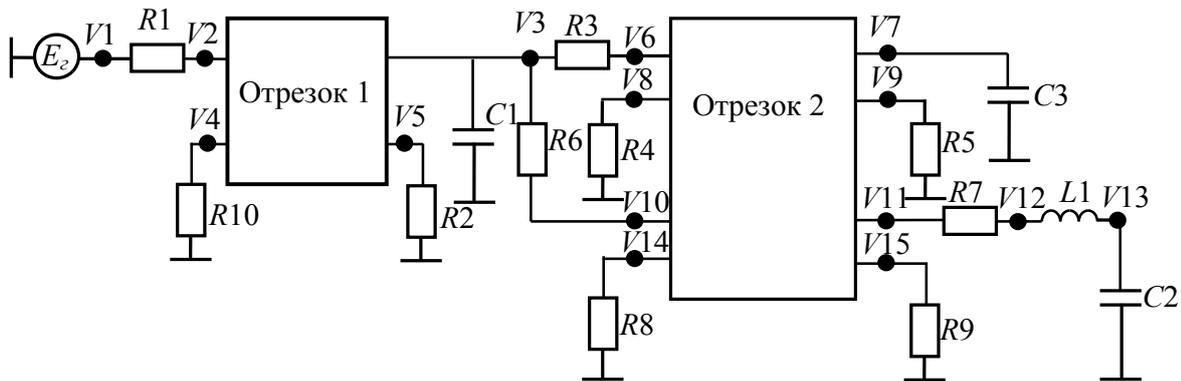


Рисунок 2.19 – Схема из двух отрезков линий передачи с активными и реактивными компонентами на концах

Результаты вычисления временного отклика с использованием преобразования Фурье для схемы на рисунке 2.19 представлены на рисунке 2.20,а. Для вычисления отклика с использованием 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.

Сравнение полученных результатов показывает, что формы сигналов согласуются. Максимальная ошибка по напряжению при использовании преобразования Лапласа равна 2 % для  $M=14$ ,  $N=8$  (значения, задающие точность вычислений).

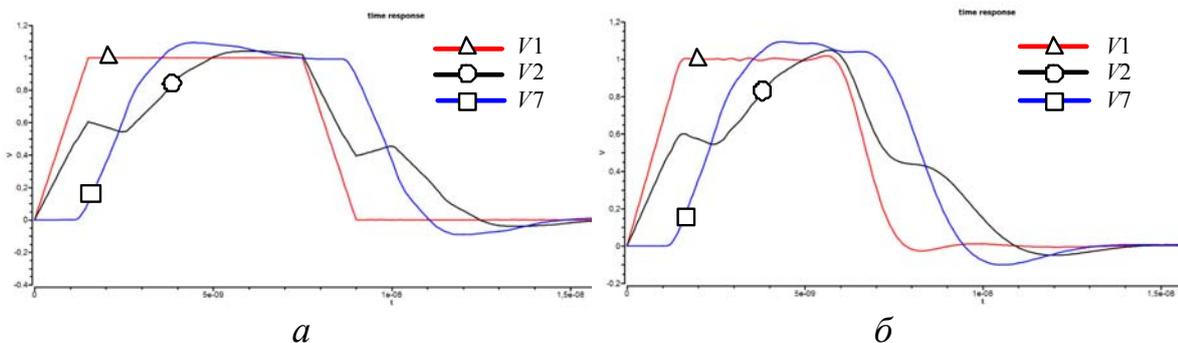


Рисунок 2.20 – Временные отклики (В, с) в узлах  $V_1$ ,  $V_2$  и  $V_7$  при использовании преобразований Фурье (а) и Лапласа (б)

**Вычисление частотных откликов произвольных структур линий передачи.** Вычисление частотного отклика в произвольных структурах линий передачи представим на примере схемы по рисунку 2.19.

В системе 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, показанные на рисунках 2.21 и 2.22:

```
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 представлены на рисунке 2.23.

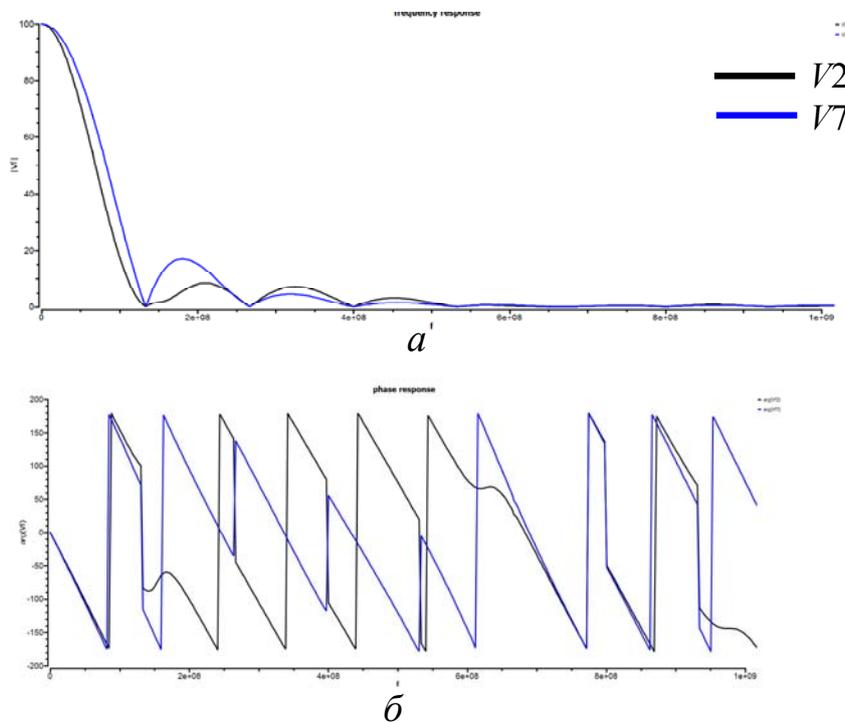


Рисунок 2.23 – Модуль (В, Гц) (а) и фаза (рад, Гц) (б) частотного отклика напряжения в узлах V2 и V7

Для вычисления частотных откликов на гармоническое воздействие необходимо прежде задать частотный диапазон и шаг (рисунок 2.24).

```

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, представленном на рисунке 2.25.

```

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 рисунке 2.26.

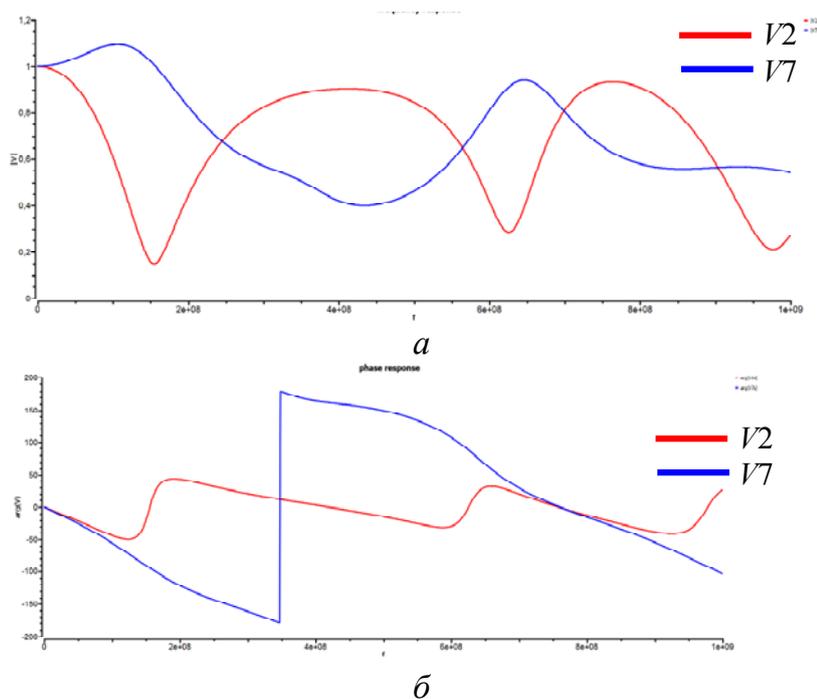


Рисунок 2.26 – Модуль (В, Гц) (а) и фаза (рад, Гц) (б) частотного отклика при гармоническом воздействии в узлах V2 и V7

Далее выполним анализ импеданса пассивных компонентов в диапазоне частот до 20 ГГц и покажем различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами [175]. Представим методику синтеза многорезонансных моделей пассивных компонентов [176, 177] и математические модели для типовых пассивных компонентов с учетом паразитных параметров [178–186].

### **2.3. Анализ импеданса низкочастотных пассивных компонентов в диапазоне частот до 20 ГГц**

Для измерения  $S_{11}$  и анализа импеданса в диапазоне частот до 20 ГГц исследовались два низкочастотных компонента: резистор P1-12-0.062 51 ±5% Ом и конденсатор K10-17a-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). Алгоритм 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-микроразветвляющему переходу с розеткой типа SMA. Перед пайкой укорачивался центральный проводник перехода. Один из контактов измеряемого компонента припаивался к центральному проводнику, другой – к внешнему.

Резистор P1-12-0.062 51±5% Ом имеет безвыводное исполнение (тип корпуса 0603) для уменьшения паразитной индуктивности и предназначен для поверхностного монтажа. Конденсатор K10-17a-0.47±5% мкФ имеет формованные выводы длиной около 1,5 см, и для максимального влияния паразитных параметров выводов он припаивался 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  $1 \cdot 10^{-7}$  [187]; для Rohde-Schwarz ZVA40 – 1 дБ, 6° и  $8 \cdot 10^{-6}$  [188].

В результате измерений получилась зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  от частоты. Из нее для каждой частотной точки рассчитывался импеданс [189]:

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

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 ноль 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).

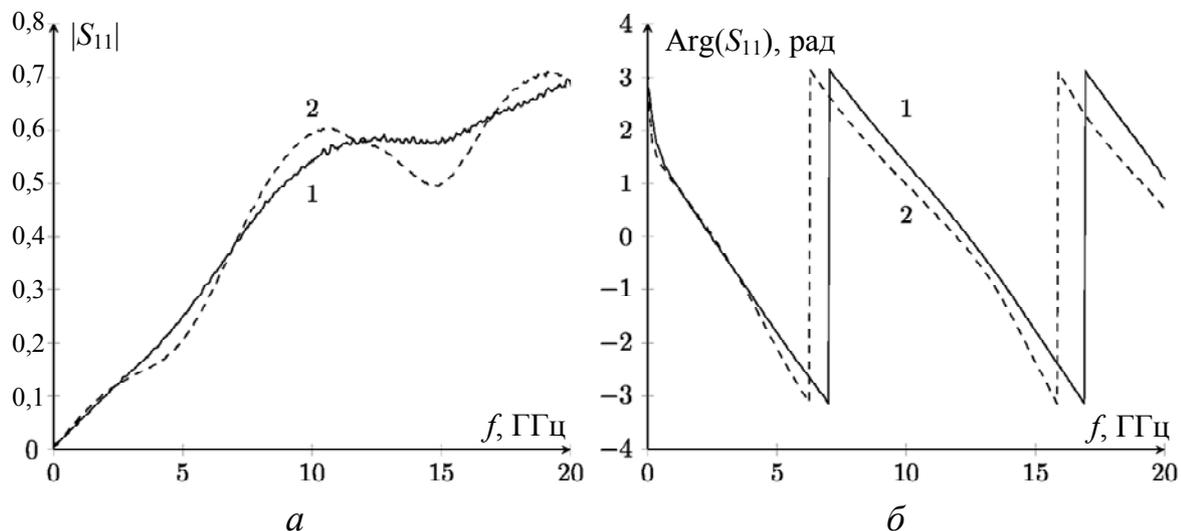


Рисунок 2.27 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б)  $S_{11}$  резистора P1-12-0.062  $51 \pm 5\%$  Ом в безвыводном исполнении (тип корпуса 0603): 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Переход от коэффициента отражения  $S_{11}$  к импедансу проясняет поведение исследуемых структур с изменением частоты. Рассчитанные по формуле (2.5) частотные зависимости для импеданса пред-

ставлены на рисунках 2.28 (модуль и фаза) и 2.29 (действительная и мнимая части).

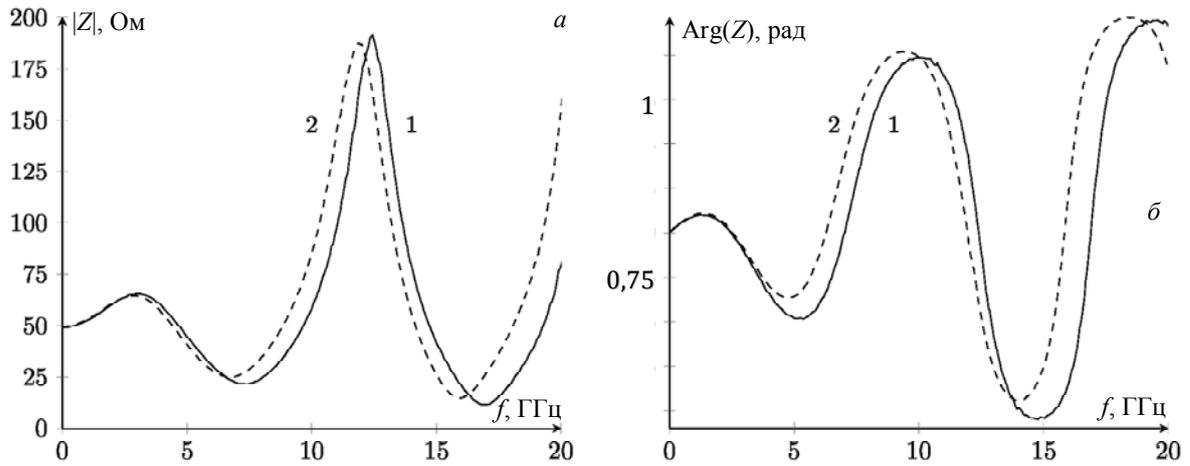


Рисунок 2.28 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б)  $Z$  резистора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

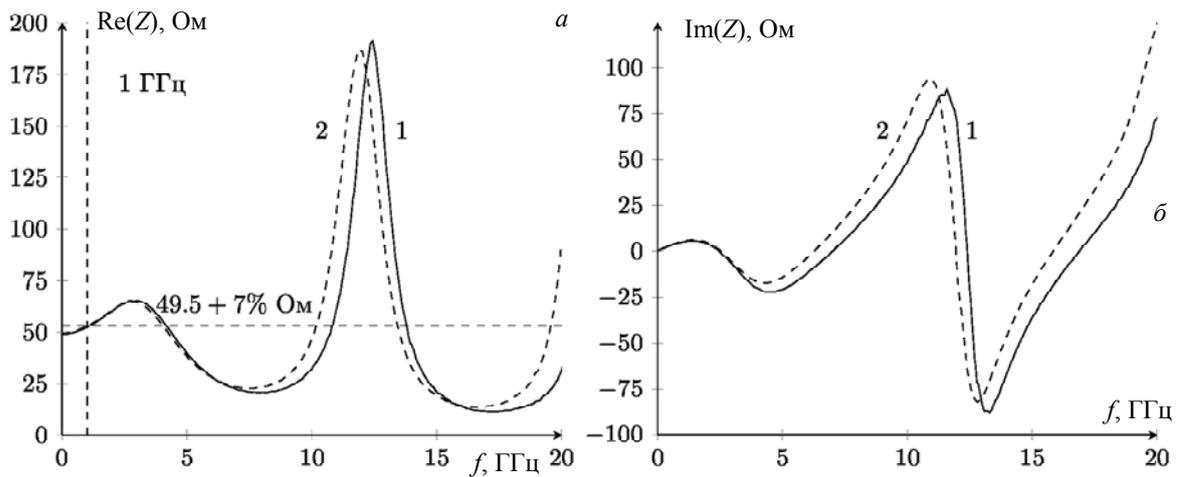


Рисунок 2.29 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей  $Z$  резистора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Как видно из рисунка 2.28,а,  $|Z|$  не меняется только до определенной, сравнительно низкой частоты – менее 1 ГГц. Дальше, в отличие от обычной модели [118], поведение  $|Z|$  носит не емкостный, а индуктивный характер. Это объясняется тем, что на рисунках в [118] представлена модель типового резистора, а в данном эксперименте использован керамический резистор для поверхностного монтажа. Действительно, мнимая часть  $Z$  (см. рисунок 2.29,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 упрощенная эквивалентная схема из последовательно включенных сопротивления и индуктивности (рисунок 2.30). Импеданс такой схемы

$$Z = R + j\omega L. \quad (2.26)$$

Из начала графика реальной части импеданса (см. рисунок 2.29,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, получена модель исследуемого резистора до 1 ГГц в виде эквивалентной схемы, приведенной на рисунке 2.30, где  $R = 49,5$  Ом и  $L = 0,8$  нГн.

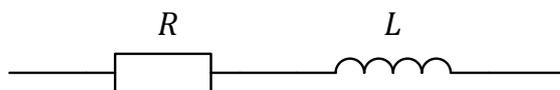


Рисунок 2.30 – Упрощенная эквивалентная схема реального резистора

Конечно, нельзя оставить без внимания поведение характеристик 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, 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).

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 имеет сильное влияние, например может увеличить рассеяние мощности на резисторе в 5 раз и вывести его из строя. Что же касается корректного моделирования резистора до частоты 18 ГГц, то 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 коэффициент  $|S_{11}|$  практически равен 1, что означает полное отражение падающей волны от исследуемого компонента.

дуемой 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.

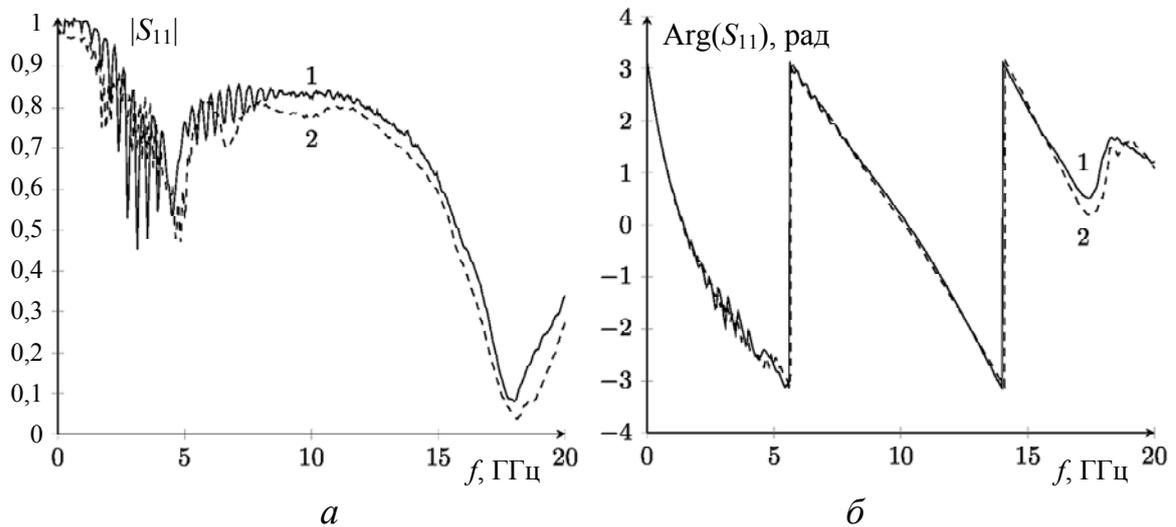


Рисунок 2.31 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б)  $S_{11}$  конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Рассчитанные по формуле (2.5) частотные зависимости импеданса приведены на рисунках 2.32 и 2.33.

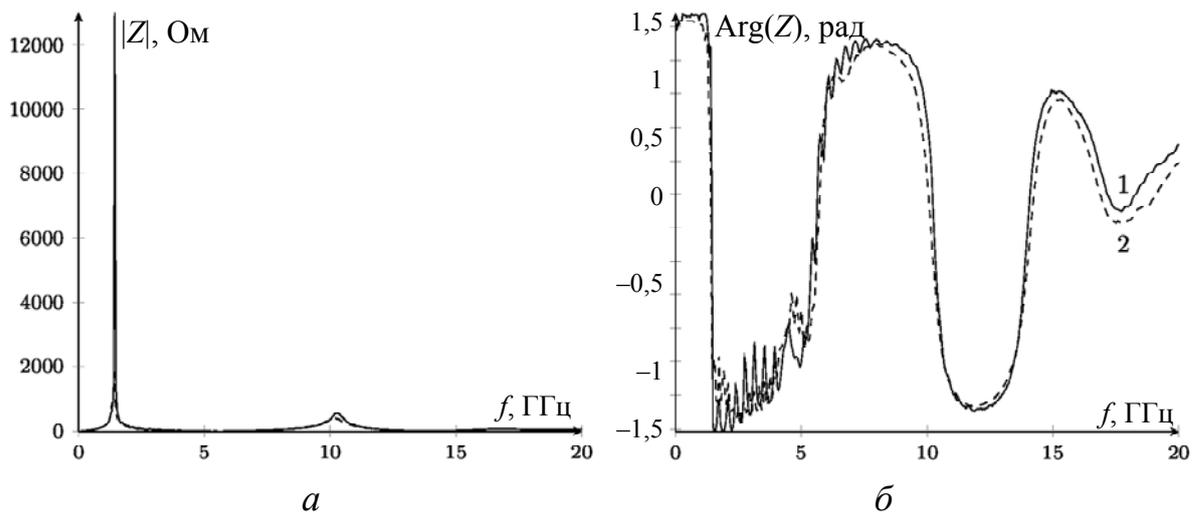


Рисунок 2.32 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б)  $Z$  конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Индуктивный характер (при фазе  $+90^\circ$ ) роста импеданса до частоты около 1 ГГц (см. рисунок 2.32) показывает, что начальный

спадающий участок импеданса конденсатора, который должен быть [118], отсутствует. Очевидно, резонансная частота конденсатора оказалась ниже первой частоты измерения 10 МГц.

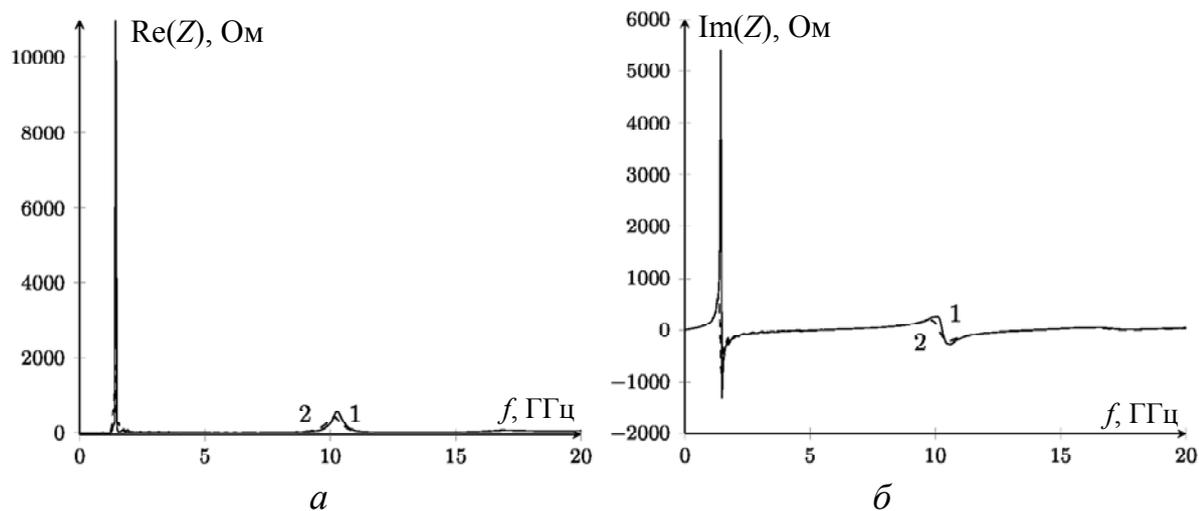


Рисунок 2.33 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей  $Z$  конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA

Попытаемся получить приближенную модель конденсатора. Линеиный участок (до 1 ГГц) в начале графика мнимой части импеданса (см. рисунок 2.33,б) соответствует  $L = 14$  нГн и резонансной частоте конденсатора 2 МГц. (При вычислении в системе 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 ведет себя как емкость лишь до частоты порядка 2 МГц, тогда как после нее реактивная часть его импеданса определяется индуктивностью выводов. Отметим, что уменьшение индуктивности (за счет укорочения выводов), например, в 16 раз даст увеличение резонансной частоты всего в 4 раза, т.е. всего до 8 МГц.

Что касается определения величины  $R$ , 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 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 емкостного характера дает возможность построения не очень сложной модели (на основе нескольких индуктивностей и емкостей), 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 распределенными 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.

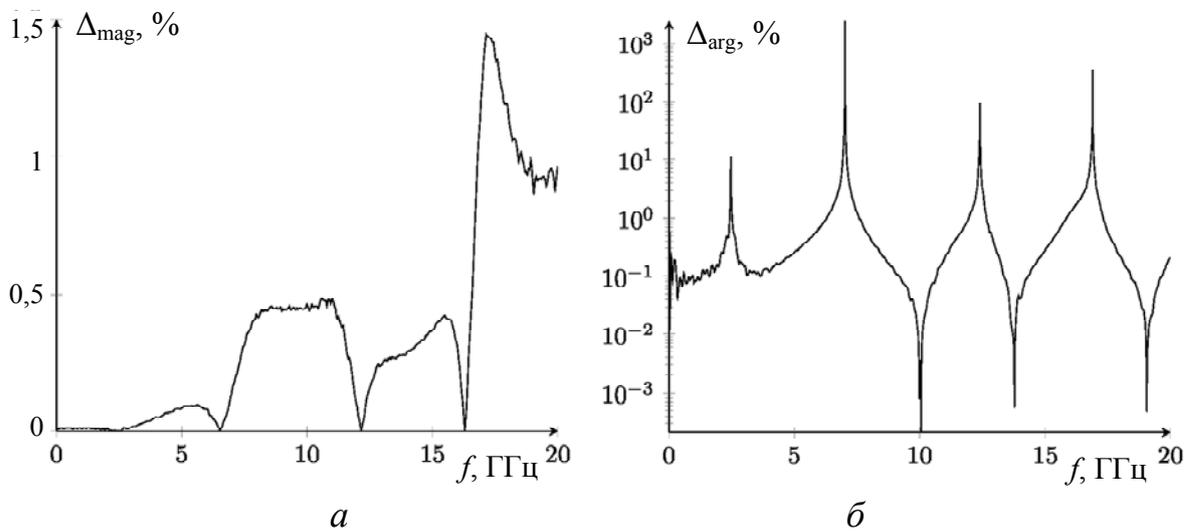


Рисунок 2.34 – Разность  $\Delta$  между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б)  $Z$  резистора

Видно, что  $\Delta_{\text{mag}}$  меньше 2 %, причем до 17 ГГц – меньше 0,5 %. Для  $\Delta_{\text{arg}}$  наблюдается 7 пиков, что объясняется некоторым сдвигом по частоте. Аналогичные графики для конденсатора (рисунок 2.35) показывают значения для  $\Delta_{\text{mag}}$  меньше 1 % и от 6 ГГц – меньше

0,4 %. Для  $\Delta_{\text{arg}}$  наблюдаются 4 узких пика из-за сдвига по частоте. Максимальный относительный сдвиг по частоте из обоих измерений составил 12 % (6,2 ГГц и 7 ГГц на рисунке 2.27,б).

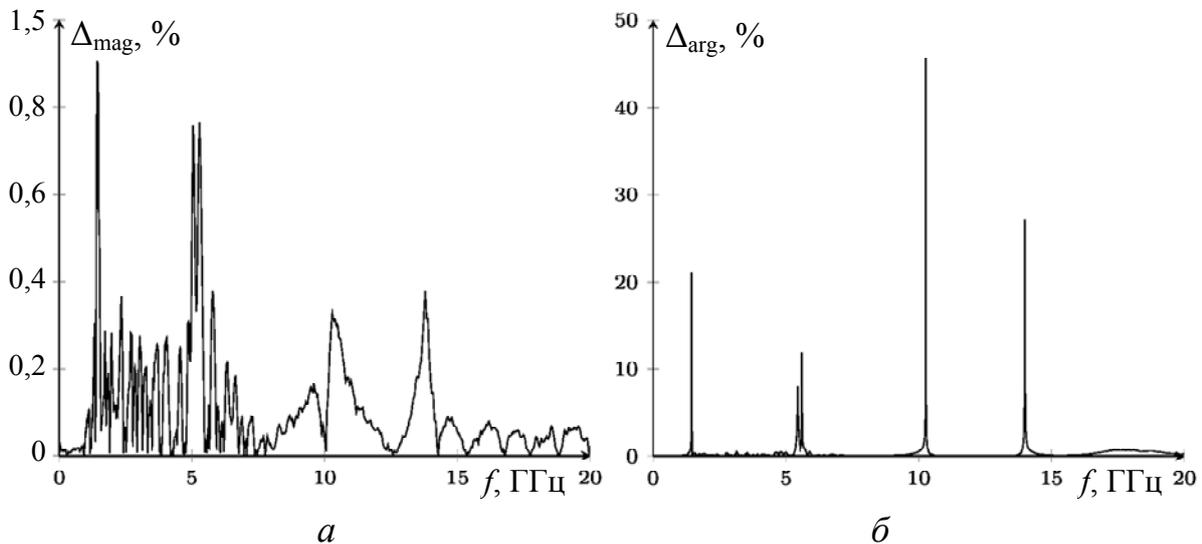


Рисунок 2.35 – Разность  $\Delta$  между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б)  $Z$  конденсатора

Таким образом, результаты измерений коэффициента  $S_{11}$  конденсатора и резистора в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц двумя приборами хорошо согласуются. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами.

## 2.4. Синтез макромоделей пассивных компонентов в виде эквивалентной схемы из $RLC$ -элементов

**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-микрострипковому 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 [190]. Он уже содержит соединители, поэто-

му на платах их нет. Для исключения влияния подводющих микрополосковых 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 line 2 (рисунок 2.36).

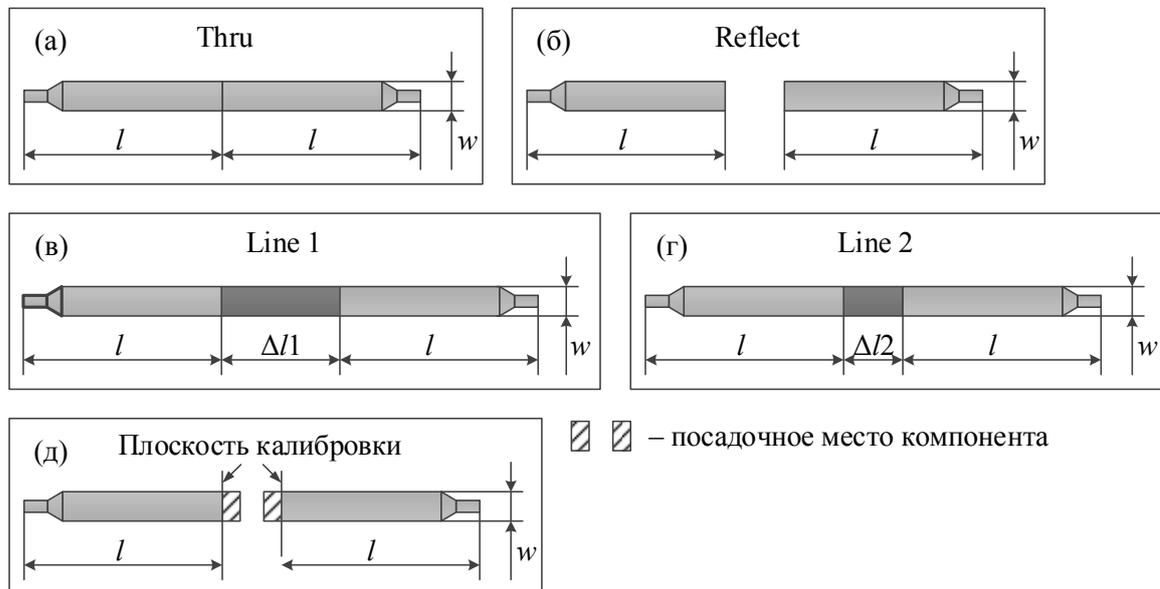


Рисунок 2.36 – Набор измерительных ПП, верхний слой: перемычка (а), отражение (б), микрополосковые линии двух разных длин (в, г); плата для впайки и измерения компонента (д). Нижний сплошной слой фольги является схемной землей

Значения  $\Delta l1 = 2,86$  см и  $\Delta l2 = 0,48$  см взяты в соответствии с рекомендациями из [191]. Ширина микрополосковой линии  $w$  вычислена в системе 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,  $\epsilon_r$  в диапазоне 5,0–3,2); ширина ( $\pm 100$  мкм) и толщина (30–50 мкм) микрополосковой линии из-за подтрава и гальванизации; толщина диэлектрика ( $\pm 10$  %). 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 (см. рисунок 2.36) до 1,4 мм (длиной 2 мм) для снижения рассогласования,

выполненное в виде трапеции длиной 1 мм. У изготовленных плат сточены кромки сторон, прижимаемых к контактному устройству, чтобы обеспечить наилучший контакт.

**Методика синтеза макромоделей компонентов.** Измерение частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  компонента выполнялось на векторном анализаторе цепей Agilent PNA-X в диапазоне частот 0,01–40 ГГц. Калибровка проводилась с помощью программы WinCal [192] 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 ее 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 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 всем диапазоне частот должны быть равны нулю. Для мер line 1 и line 2 начало кривой  $S_{11}$  должно быть примерно на уровне минус 60–70 дБ, плавно возрастать с увеличением частоты, но не превышать нуля. Кривая  $|S_{21}(f)|$  должна начинаться от нуля 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 нее зависит, будут ли из результатов измерений исключены неоднородности измерительного тракта.

Измерительная плата с питаемым компонентом устанавливается и зажимается в измерительном станке, выполняется измерение  $S$ -параметров.

Чтобы дополнительно удостовериться в корректности процедуры измерения, выбираются компоненты, для которых производитель указывает  $S$ -параметры (в более узком диапазоне частот).

Выполняется пересчет частотной зависимости по формуле [193]

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

При измерении двухполюсного компонента по схеме как для четырехполюсника 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.

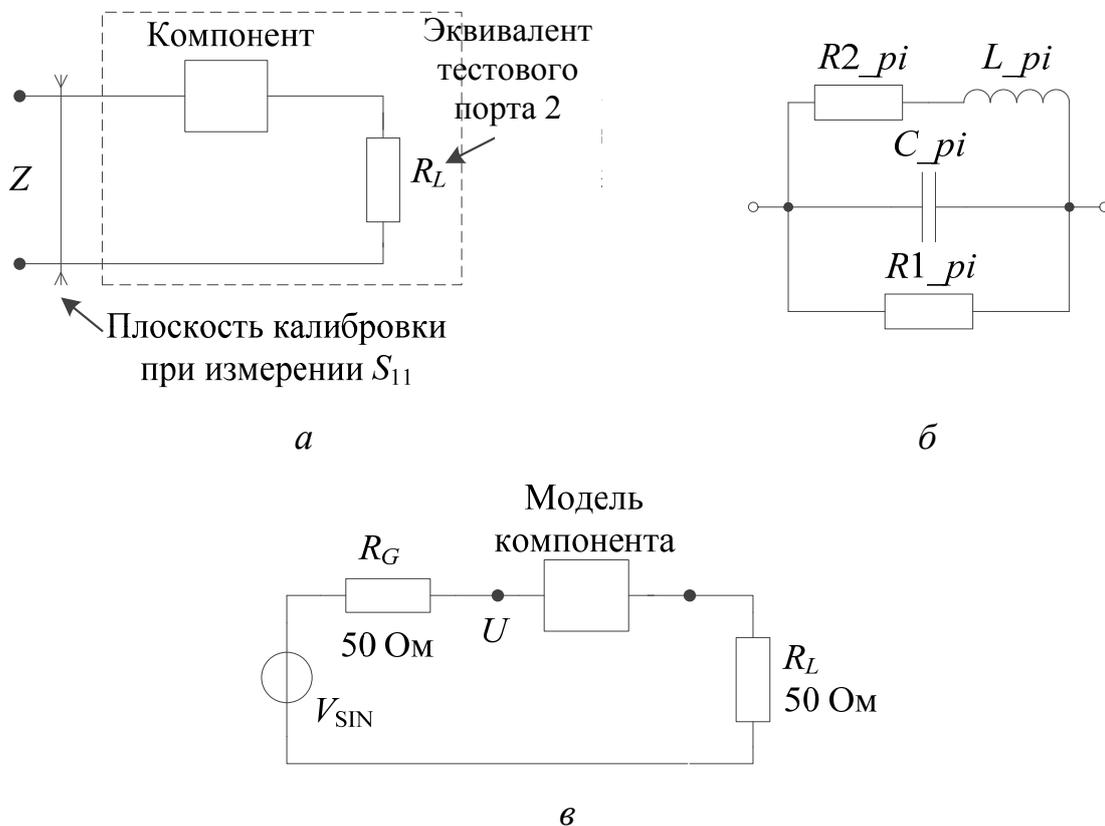


Рисунок 2.37 – Влияние второго порта на характеристику компонента (а); схема параллельного  $i$ -контура (б); схема для вычисления  $S_{11}(f)$  (в)

Для исключения влияния второго порта выполняется преобразование импеданса

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

В результате векторной аппроксимации частотной зависимости импеданса  $Z(f)$  [194–196] получается функция вида

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

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.

Каждая пара сумм первых слагаемых из выражения (2.9) преобразуется в сумму дробей с комплексно-сопряженными корнями

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

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.

Параллельные контуры включаются последовательно. Используя стандартный синтаксис, формируется Spice-модель.

Для верификации модели необходимо вычислить частотную зависимость ее входного импеданса и сравнить с  $Z_2(f)$ . Для этого модель включается по схеме, изображенной на рисунке 2.37,в, и вычисляется  $S_{11}(f)$  по формуле

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

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

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

где  $N$  – количество частотных точек;  $i$  – номер частотной точки. Аналогичная формула используется для фазы.

Вначале по предложенной методике получены модели для чип-резистора P1-12-0.062  $51 \pm 5\%$  Ом и конденсатора K10-17a-0.47  $\pm 5\%$  мкФ по результатам измерений из рисунков 2.27 и 2.31 до 20 ГГц. Эквивалентная схема резистора состоит из четырех последовательно соединенных контуров,  $R_{s5}$  и  $L_{s6}$  (рисунок 2.38).

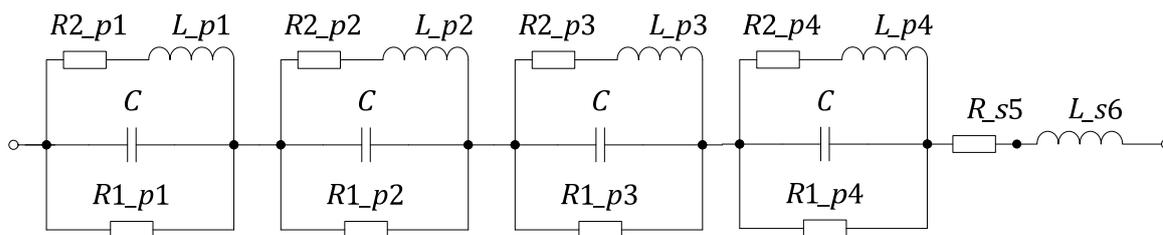


Рисунок 2.38 – Многорезонансная модель чип-резистора P1-12-0.062 51±5% Ом

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

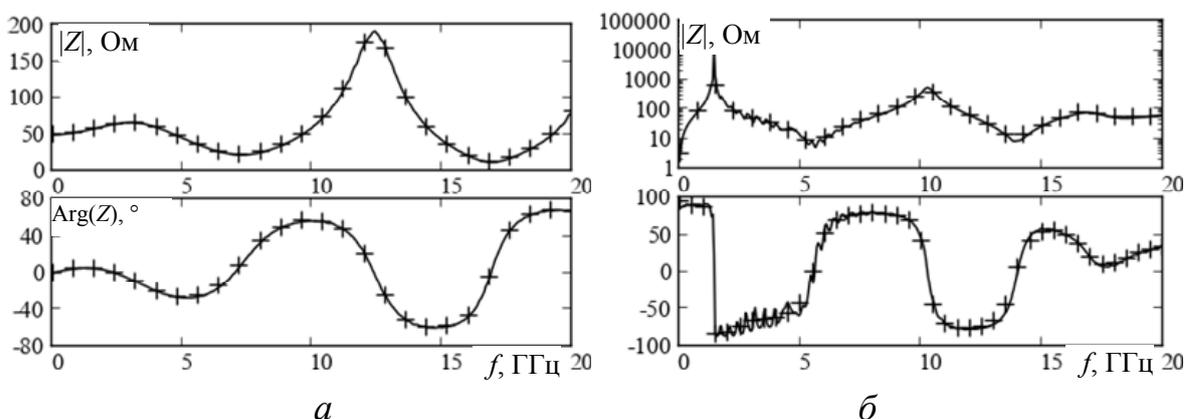


Рисунок 2.39 – Частотная зависимость импеданса резистора (а) и конденсатора (б): измерения (–), модель (+)

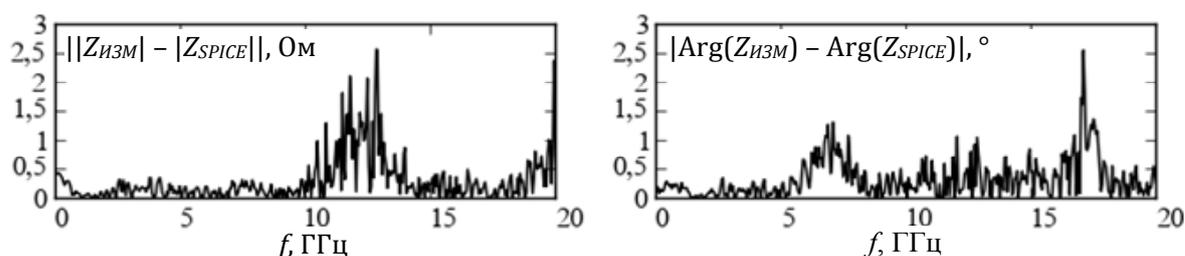


Рисунок 2.40 – Верификация модели резистора: частотная зависимость модуля разности результатов измерений и моделирования

Аналогичным образом получена Spice-модель конденсатора K10-17a-0.47±5% мкФ (по результатам измерений из рисунка 2.31). Она состоит из 6 последовательно соединенных контуров (рисунок 2.41). Ее частотная характеристика и верификация показаны на рисунках 2.39,б и 2.42.

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.

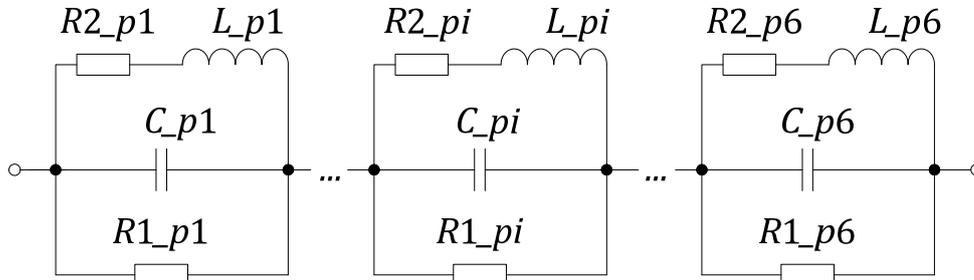


Рисунок 2.41 – Многорезонансная модель выводного конденсатора К10-17а-0.47±5% мкФ

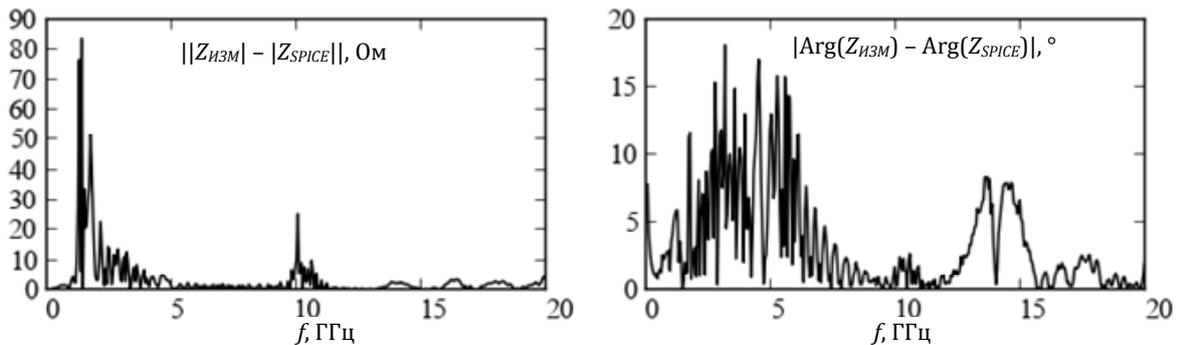


Рисунок 2.42 – Верификация модели конденсатора: частотная зависимость модуля разности результатов измерений и моделирования

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; учет 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 выше. 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:

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

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  $\pi$ . Однако при вычислении функции  $F$  в таких точках ее 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 контуров ( $N=4$ ) и последовательно включенного 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.

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.

С использованием разработанных плат (рисунок 2.44,а, б) и методик выполнено измерение  $S_{11}(f)$  конденсатора GRM21BR71H224K 0,22 мкФ и индуктивности LQW2BHN33NJ03 33 нГн (рисунок 2.45) в диапазоне частот до 40 ГГц.

Получены модели для конденсатора и индуктивности (рисунок 2.46). Для конденсатора модель состоит из 22 контуров ( $N=22$ ) со

значениями элементов из таблицы 2.4, а для индуктивности ( $N=16$ ) – из таблицы 2.5.

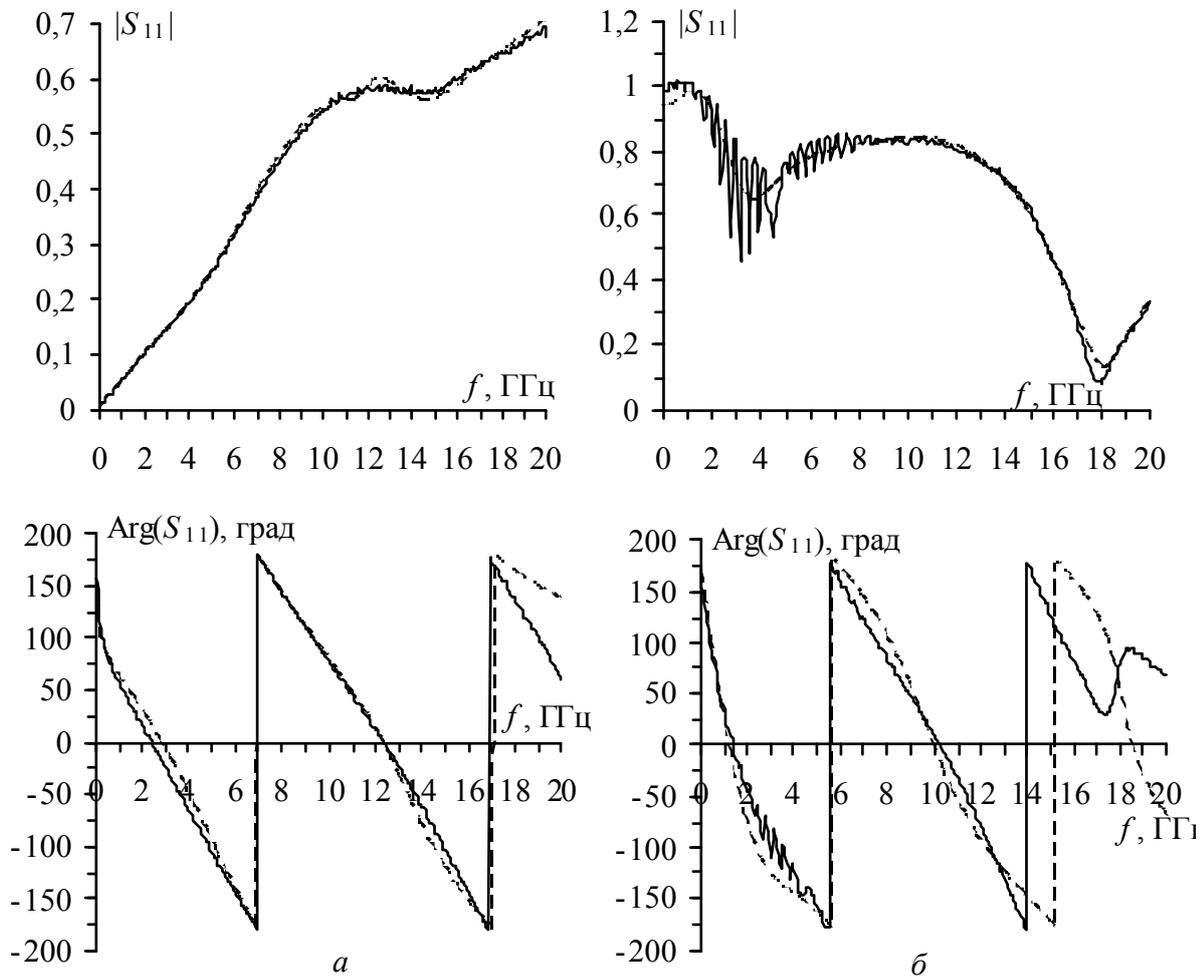


Рисунок 2.43 – Коэффициент отражения для SMD резистора (а) и выводного конденсатора (б): модель (---), измерения (—)

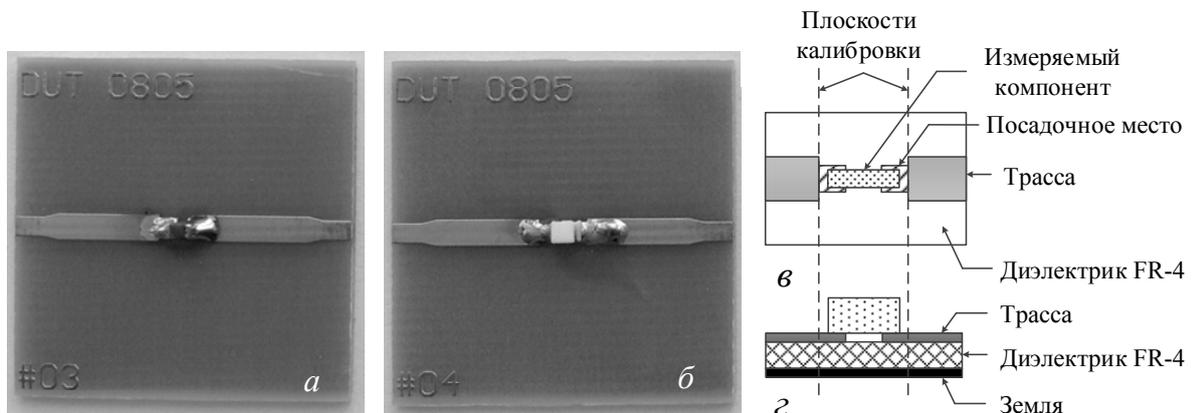


Рисунок 2.44 – Измерительные платы с напаянным конденсатором (а) и индуктивностью (б); плоскости калибровки на измерительной плате: вид сверху (в), поперечное сечение (г)

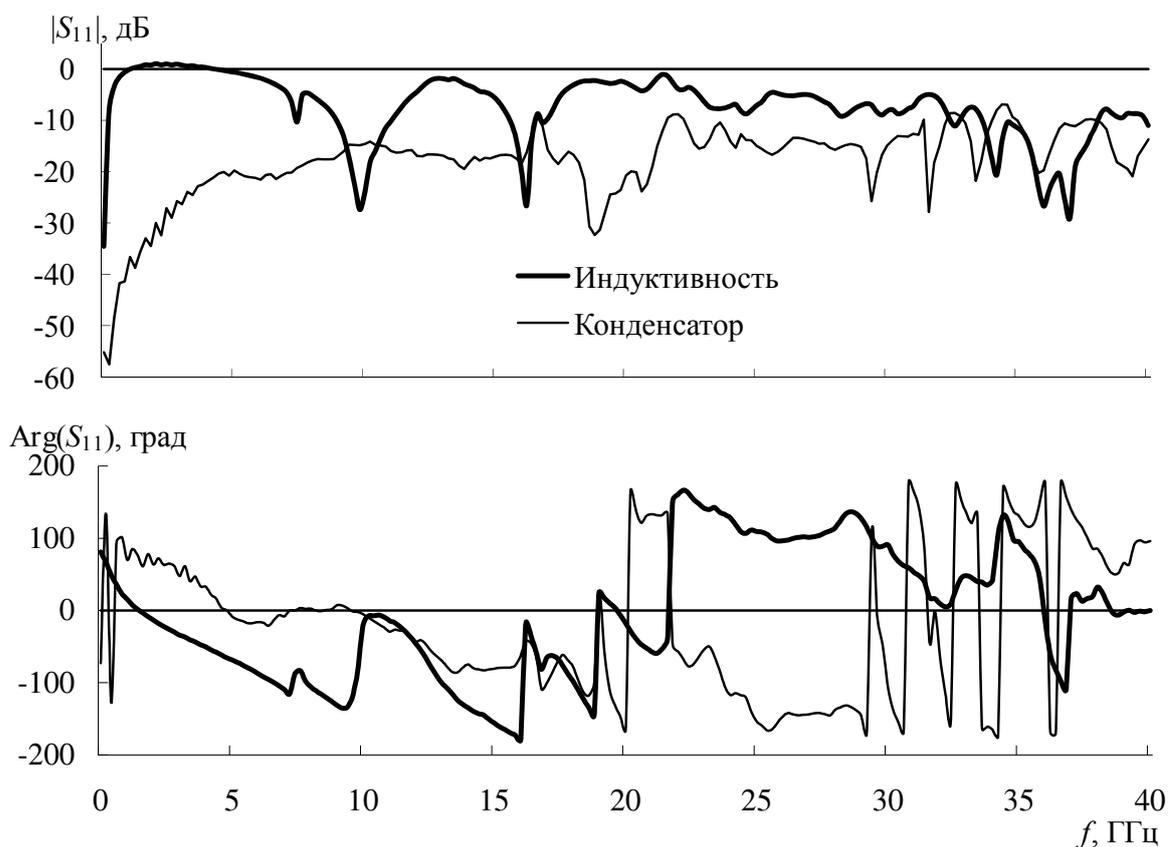


Рисунок 2.45 – Измеренные частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения  $S_{11}$  конденсатора и индуктивности

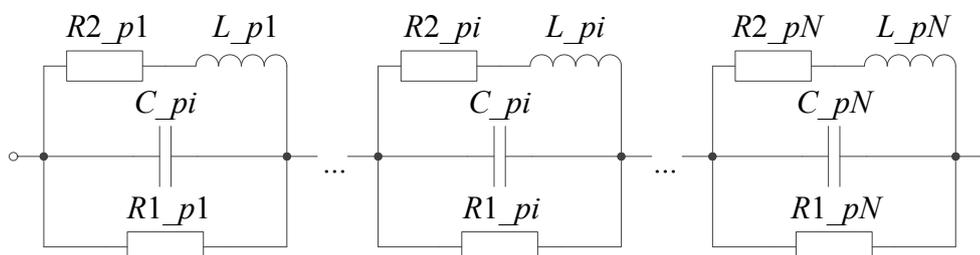


Рисунок 2.46 – Модель компонента:  $i$  – номер контура,  $N$  – количество контуров

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

## Окончание таблицы 2.4

$i$ , номер контура	$C_{pi}$ , пФ	$L_{pi}$ , пГн	$R1_{pi}$ , Ом	$R2_{pi}$ , Ом
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  $СКО(|Z|) \approx 1,5$  Ом и  $СКО(\text{Phase}(Z)) \approx$

$\approx 16,7^\circ$  для конденсатора,  $СКО(|Z|) \approx 6,3$  Ом и  $СКО(\text{Phase}(Z)) \approx 23,1^\circ$  для индуктивности.

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 (см. рисунок 2.44, в, г). Таким образом, модели, синтезированные по данной характеристике, описывают поведение, скорее, указанной структуры, а не самого компонента.

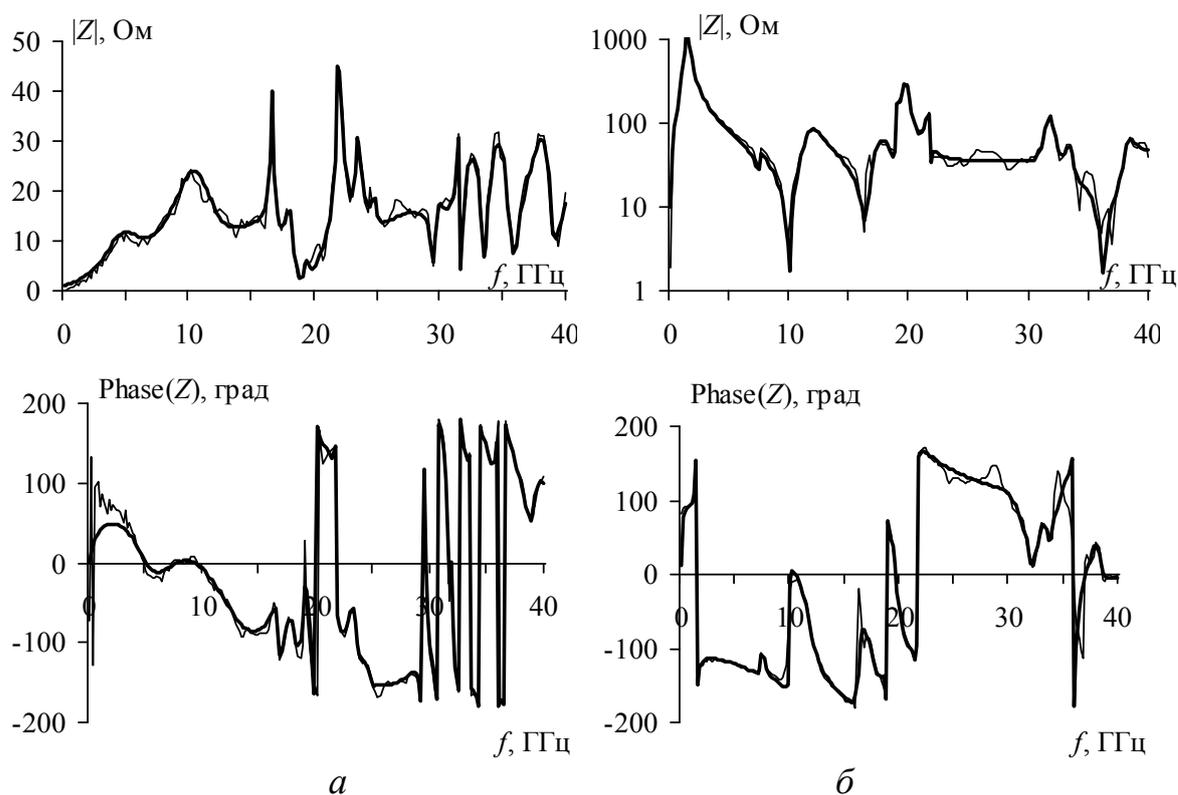


Рисунок 2.47 – Частотные зависимости импеданса конденсатора (а) и индуктивности (б): модель (—); измерение (—)

Недостатком данных моделей является необходимость измерения и создания моделей для каждого используемого стека ПП (набор слоев из диэлектрика и фольги), достоинством – учет паразитных параметров контактных площадок, припоя и частотной зависимости параметров диэлектрика.

## 2.5. Моделирование частотной зависимости параметров материалов печатных плат

Методика определения значений диэлектрической проницаемости подложки печатной платы резонаторным методом [197]. Методика основана на определении значений частот собственных колебаний  $f_{mnp}$  прямоугольного объемного резонатора, полость которого заполнена исследуемым образцом диэлектрика (рисунок 2.48) [128].

Для объемного прямоугольного резонатора с однородным диэлектрическим заполнением известна формула [198]

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

где  $c$  – скорость света в вакууме;  $\varepsilon_r, \mu_r$  – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика;  $m, n, p$  – номера резонансных режимов;  $a, b, h$  – размеры резонатора.

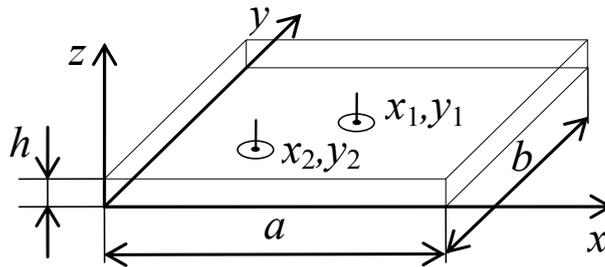


Рисунок 2.48 – Объемный резонатор с портами

При  $a \gg h$  и  $b \gg h$  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

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

откуда

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

Значения  $f_{mn}$  соответствуют минимумам зависимости модуля коэффициента отражения от частоты  $|\Gamma(f)|$ . Однако для корректного вычисления  $\varepsilon_r$  необходимо правильно идентифицировать номера  $m$  и  $n$  для этих минимумов. Их можно определить с помощью выражения, описывающего распределение электрического поля в резонаторе [128]:

$$E_z(x, y) = A \sin(k_x x) \sin(k_y y), \quad (2.17)$$

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:

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

Следовательно, чтобы выявить как можно больше режимов резонатора, измерения  $|\Gamma(f)|$  необходимо проводить в нескольких точках на его поверхности. В [128] рекомендуется устанавливать два порта с координатами  $x_1 = a/2$ ,  $y_1 = b/2$  и  $x_2 = a/4$ ,  $y_2 = b/4$ .

**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  $\Delta f_j$  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  $j=1, 2, \dots, M$  ( $M$  – размер списка  $L$ ):

1) из списка  $L$  извлекаются значения  $m$  и  $n$  и по формуле (2.15) вычисляется значение  $f_{cj}$ , где  $\varepsilon_r$  – значение диэлектрической проницаемости, вычисленное на шаге  $j - 1$ ;

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  $f_j$ ;

3) вычисляются:

диэлектрическая проницаемость

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

ошибка, обусловленная погрешностью  $\Delta f_j$ ,

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

ошибка, обусловленная погрешностью прибора измерения размеров резонатора,

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

где  $\Delta l = 0,5$  мм;

полная ошибка

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

**Результаты измерений, вычисления и аппроксимации.** По описанной методике скалярным анализатором цепей P2-40M измерены  $|\Gamma(f)|$  для резонаторов, выполненных из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита, запаянного по периметру, а по разработанному алгоритму вычислены значения  $\varepsilon_r$ . 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  $\varepsilon_r$ . Результаты для всех резонаторов сведены в таблицу 2.6.

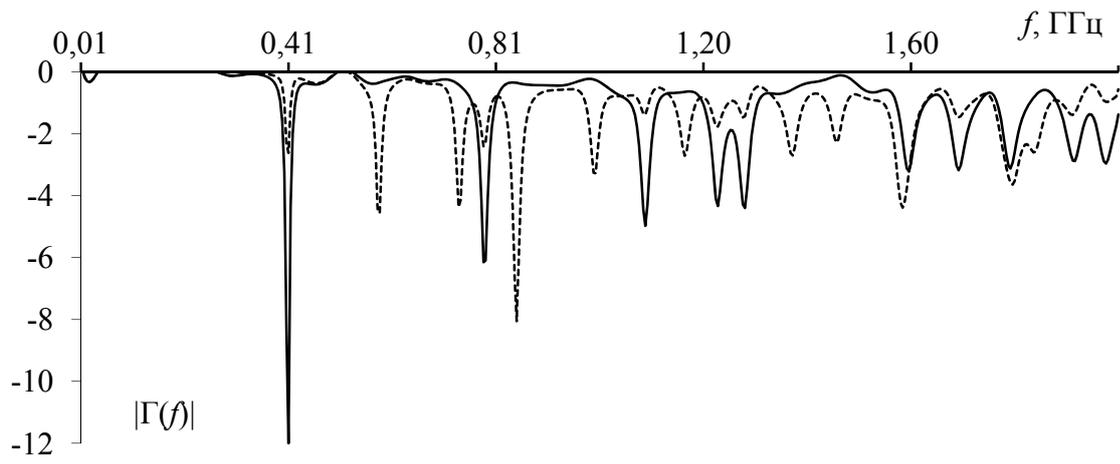
Таблица 2.6 – Результаты измерений для резонаторов

Резонатор	Материал	$a$ , мм	$b$ , мм	$f$ , МГц	$\max(\Delta f_j)$ , %	$\varepsilon_r$
1	FR-4	302	201	406–1975	0,15	4,86–4,13
2	FR-4	201	149	582–2877	0,15	4,63–4,40
3	FR-4	151	101	844–4496	0,28	4,49–4,36
4	СТФ-2	266	116	665–3145	0,16	4,49–4,35

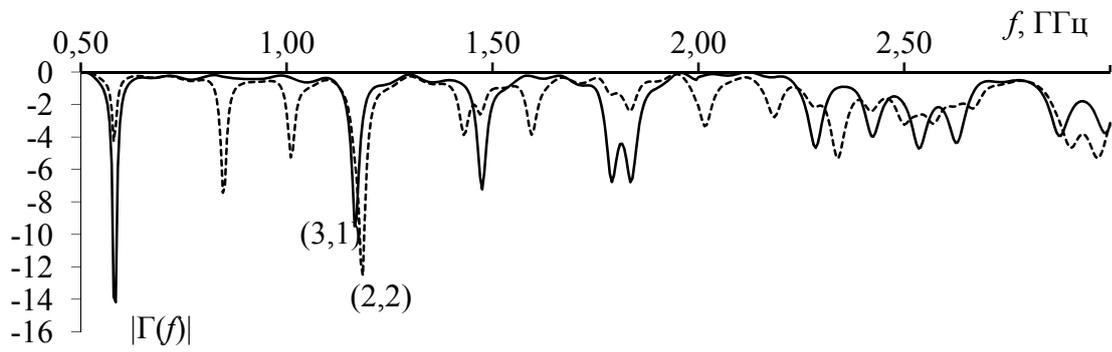
Окончание таблицы 2.6

Резонатор	Материал	$\max(\Delta\varepsilon_{rjf})$ , %	$\max(\Delta\varepsilon_{rjl})$ , %	$\max(\Delta\varepsilon_{rj})$ , %
1	FR-4	0,44	0,98	1,1
2	FR-4	0,61	1,34	1,5
3	FR-4	1,11	1,96	2,3
4	СТФ-2	–	1,7	1,7

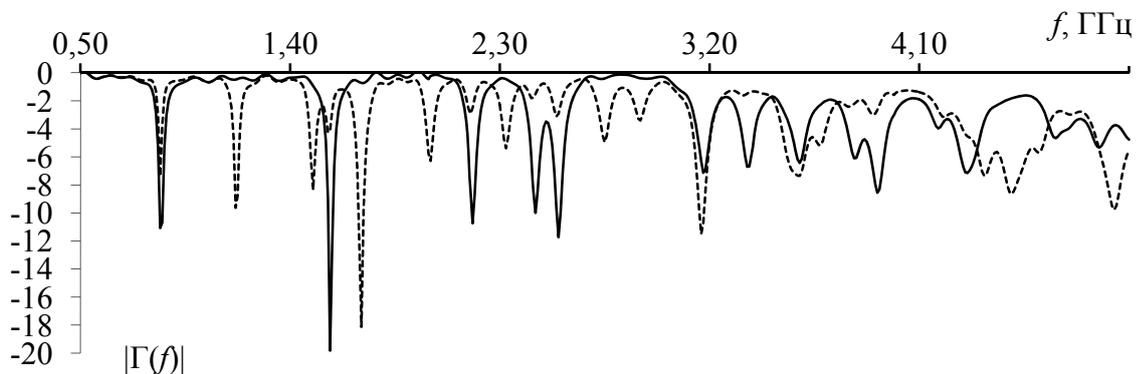
Видно, что значения  $\varepsilon_r$  меняются от 4,86 до 4,13. Погрешность измерения увеличивается с уменьшением размеров резонатора. В резонаторе 1 выброс до значения 4,13 на частоте около 2 ГГц может быть вызван сложностью определения номеров его режимов на верхних частотах. Примечательно, что в резонаторах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



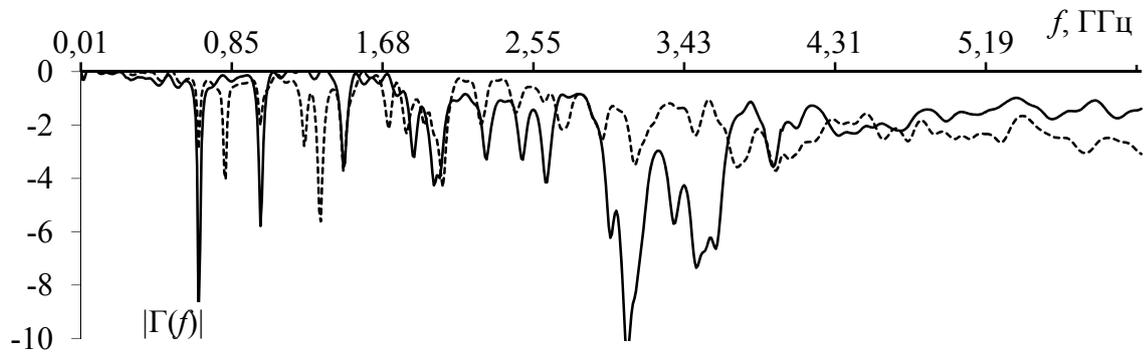
*a*



*б*



*в*



*г*

Рисунок 2.49 – Измеренные зависимости  $|\Gamma(f)|$  для резонаторов 1 (*a*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*): — порт 1, ..... порт 2

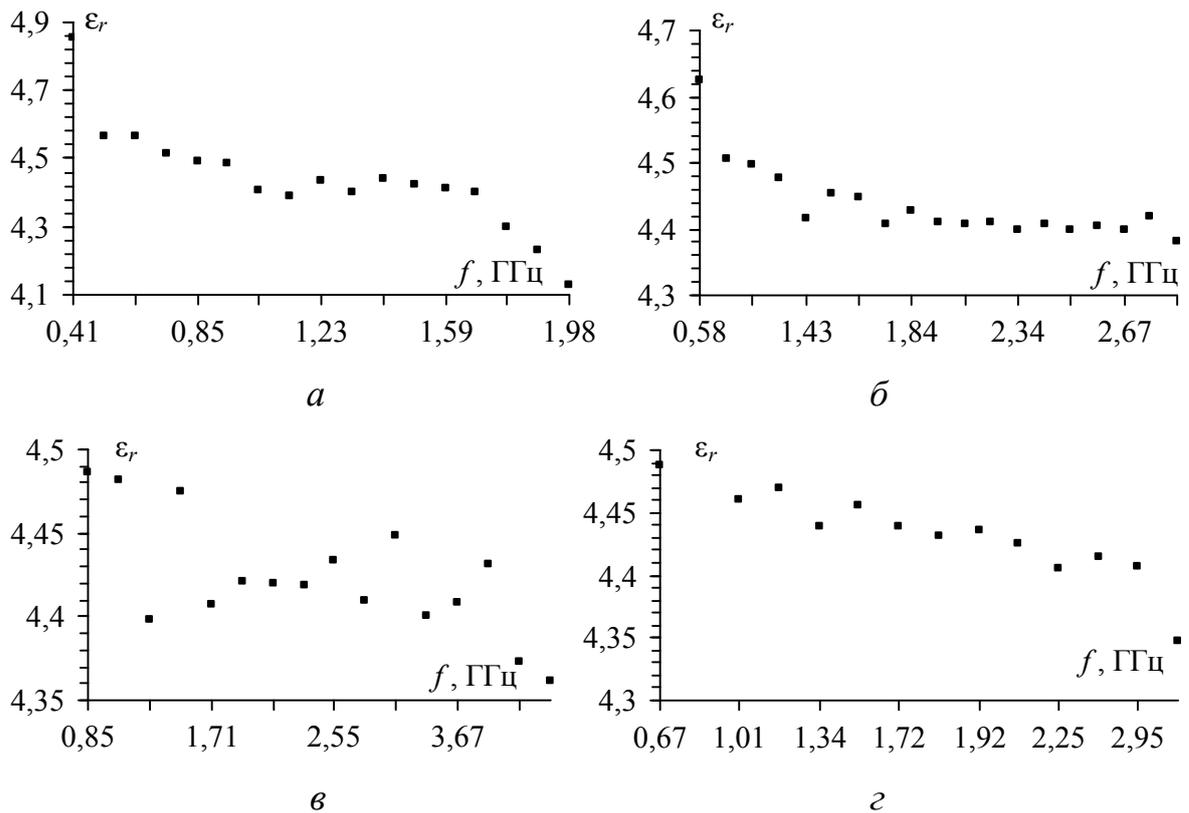


Рисунок 2.50 – Вычисленные значения  $\epsilon_r$  на резонансных частотах для резонаторов 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г)

На рисунке 2.51 приведены значения  $\epsilon_r$  для трех резонаторов и кривая аппроксимирующего полинома  $\epsilon_r(f) = 5,298 - 1,724f + 1,286f^2 - 0,474f^3 + 0,871 \cdot 10^{-3}f^4 - 6,379 \cdot 10^{-3}f^5$  ( $f$  – частота), коэффициенты которого вычислены с помощью метода наименьших квадратов.

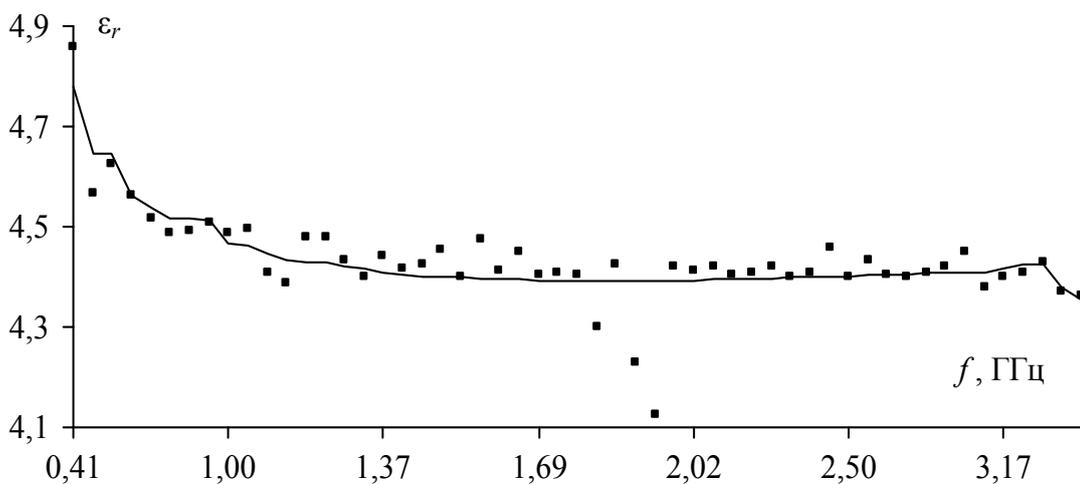


Рисунок 2.51 – Измеренные значения  $\epsilon_r$  для трех резонаторов, изготовленных из материала FR-4 (■), и кривая аппроксимирующего полинома (—)

## 2.6. Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированных электронных модулей

Рассмотрим методики предварительного анализа ЭМС унифицированных электронных модулей (УЭМ) бортовой РЭА КА; схемотехнического моделирования электрической схемы; схемотехнического моделирования печатного узла с учетом паразитных параметров компонентов и ПП; анализа целостности сигнала ПП в системе TALGAT, а также примеры анализа ЦС и ЦП в печатном узле РЭА [199–208].

**Общие принципы методики.** Под предварительным анализом понимается качественный, а не количественный анализ (без каких-либо оценок, имитационного моделирования или измерений).

Общим принципом уменьшения помех в обеспечении 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 [209].

Другими механизмами возникновения помех в ПП являются источники, управляемые напряжением и током [210]. 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 [211]. Указанные аспекты необходимо учитывать в ходе разработки принципиальной схемы и платы УЭМ бортовой РЭА КА.

**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), эти проводники должны быть равной длины и расположены максимально близко друг к другу, чтобы в каждом сегменте линии из прямого и обратного проводников участок прямого тока был параллелен участку обратного тока. В этом случае лучше вести обе трассы рядом на одном слое, синхронно выводя их на слой ортогональной трассировки, а в особых случаях следует применять печатные витые пары. Данный подход может использоваться при рассмотрении контура тока через обмотку реле и шунтирующий диод, цепи датчиков, цепи коммутации нагрузок.

**Уменьшение связи через общий импеданс.** Трассировка выводов «земля–питание» активных компонентов должна осуществляться так, чтобы протекание токов (как правило, больших и быстроизменяющихся) через выводы вызывало наименьшее изменение потенциала точек подключения других компонентов к этим цепям (рисунок 2.52) [209].

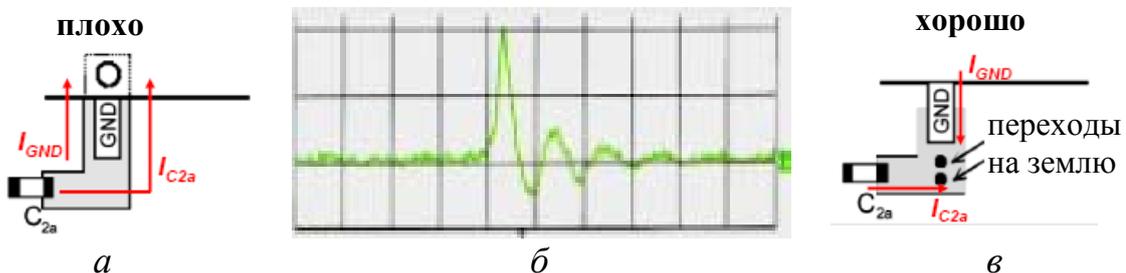


Рисунок 2.52 – Трассировка схемной земли: *а* – плохая из-за влияния тока через контакт GND полупроводникового прибора на потенциал земли; *б* – форма потенциала земли; *в* – хорошая из-за отдельных путей на схемную землю высокочастотных токов через конденсатор  $C_{2a}$  и через полупроводниковый прибор (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.

**Выявление источников, управляемых напряжением.** Такие источники возникают, когда между двумя частями возможной антенны появляется напряжение сигнала, приводя к 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).

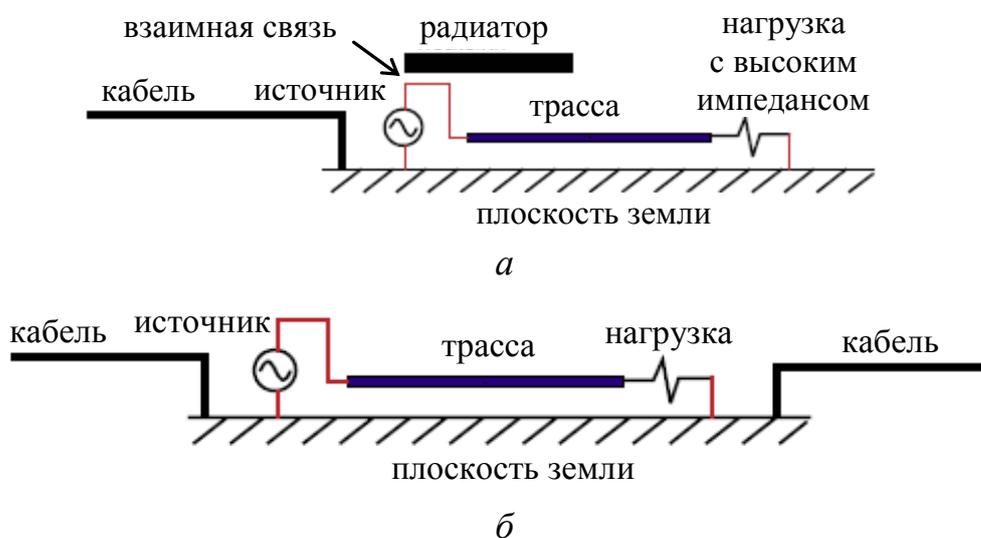


Рисунок 2.53 – Источники, управляемые напряжением (а) и током (б)

Такой процесс называют механизмом, управляемым напряжением, поскольку уровень 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.

**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 час-

тями плоскости. Это напряжение мало по отношению к напряжению сигнала, однако всего нескольких милливольт между двумя кабелями бывает достаточно для превышения требований к эмиссиям. Такой процесс называют механизмом, управляемым током, поскольку уровень эмиссий прямо пропорционален току сигнала. Если это событие произошло, то в большинстве случаев отсутствует экономичный выход из сложившейся ситуации. В основном у разработчика есть три 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.

**Контроль резонансов корпуса.** В неправильно сконструированном корпусе электромагнитные помехи 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 создаются 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 гармонические составляющие выше нескольких сотен мегагерц.

**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 см 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.

**Контроль паразитных параметров контактных площадок компонентов.** Паразитную индуктивность трассировки выводов конденсаторов и резисторов желательно уменьшать. В общем случае это можно сделать путем 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 посредством их сближения, причем как в участках трасс, так и в сквозных металлизированных отверстиях (рисунок 2.54,*б*) [212].

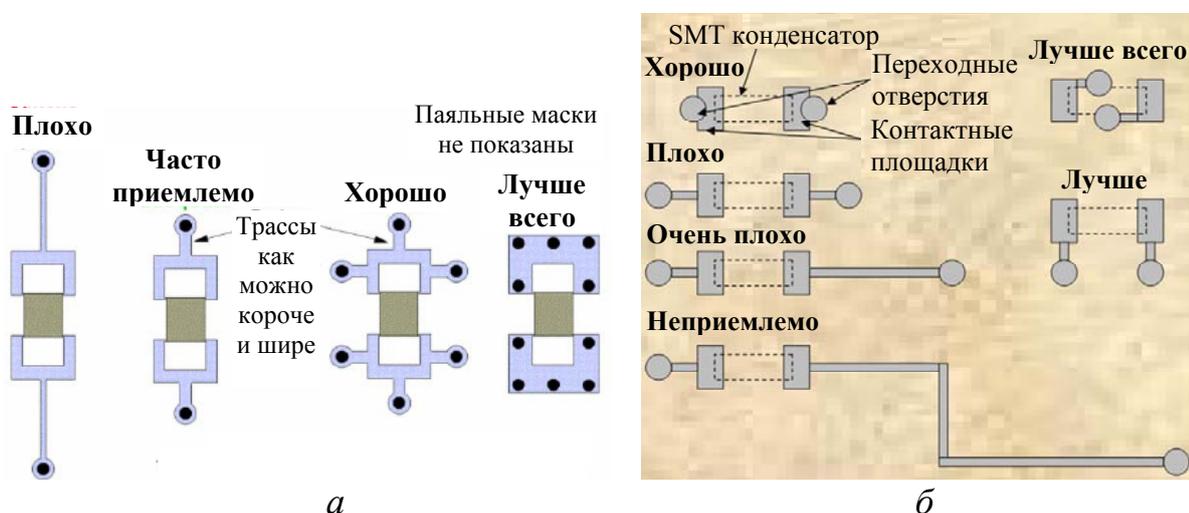


Рисунок 2.54 – Трассировка и переходные отверстия конденсаторов с акцентом на уменьшение паразитной индуктивности за счет длины (*а*) и расположения трасс и отверстий (*б*)

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

**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).

**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.

**Распределение контактов соединителей.** Соединители в обеспечении 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).

Рассмотрим некоторые примеры использования методики предварительного анализа.

**1. Контур 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 вести ближе к трассе 19 либо реле КР7 подключить к общему проводу (трасса 19) в другом месте.

**2. Связь через общий импеданс выводов «земля–питание» активных компонентов.** На примере ИС DD1 и DK1 рассмотрим 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.

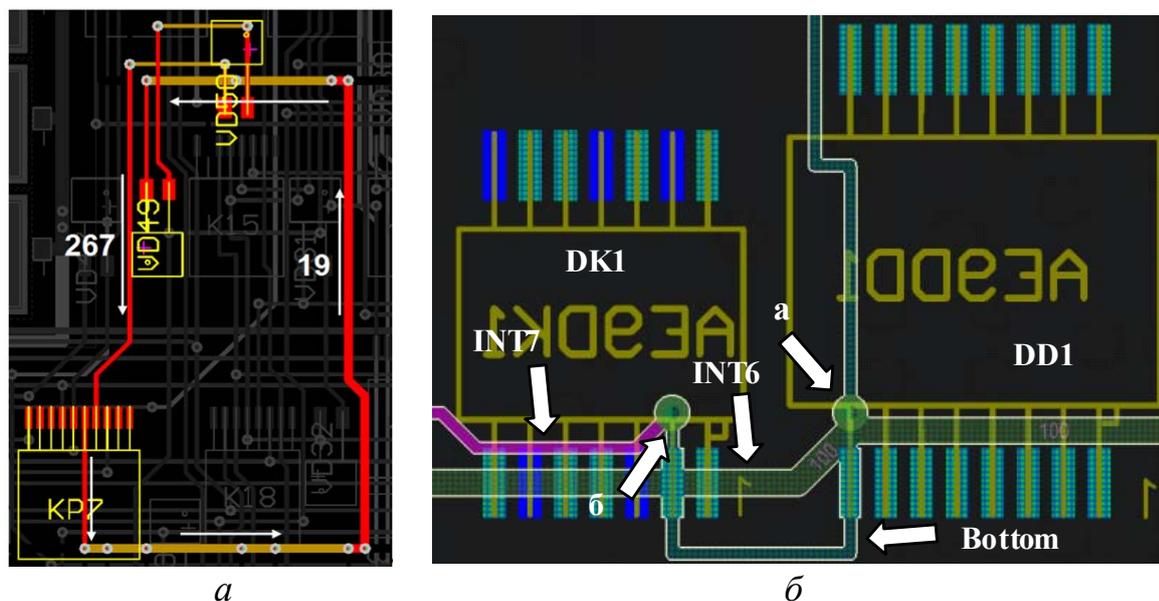


Рисунок 2.55 – Контур KP7-VD49-VD50 (а) и участок платы возле микросхем DD1 и DK1 (б)

**3. Контроль паразитных параметров трассировки выводов компонентов.** На рисунке 2.56,а к шине 32 (ОБЩ.+15–1,3) подходят 4 транзистора:  $VT1$ ,  $VT3$  соединены истоком;  $VT2$ ,  $VT4$  соединены стоком. Также с истоком транзисторов  $VT1$ ,  $VT3$  с помощью той же трассы соединяются стабилитроны  $VS1$  и  $VS2$ . 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 VD61.

**5. Уменьшение связи через общий импеданс.** На рисунке 2.57 показан участок схемы с конденсаторами  $C11$ ,  $C14$ ,  $C17$  в цепях «земля–питание». Емкости расположены между землей GNA и шиной питания +12 В, которая питает генератор  $G1$ . 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 такое же число раз, поскольку они соединены параллельно.

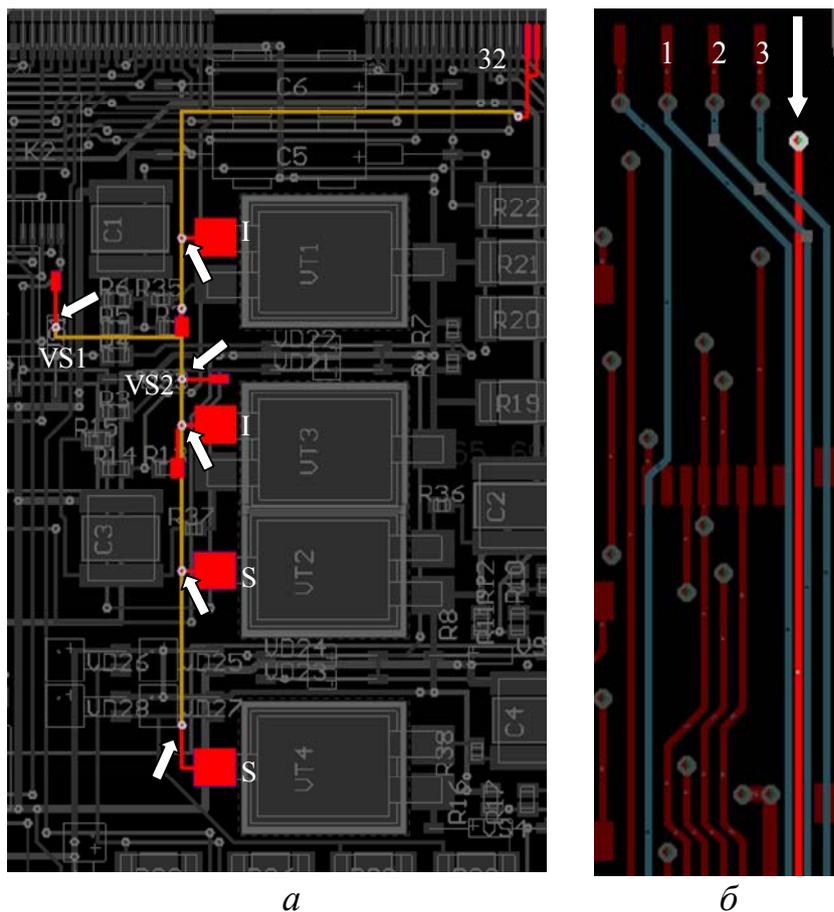


Рисунок 2.56 – Подключение компонентов к шине 32 (а) и параллельные трассы (б)

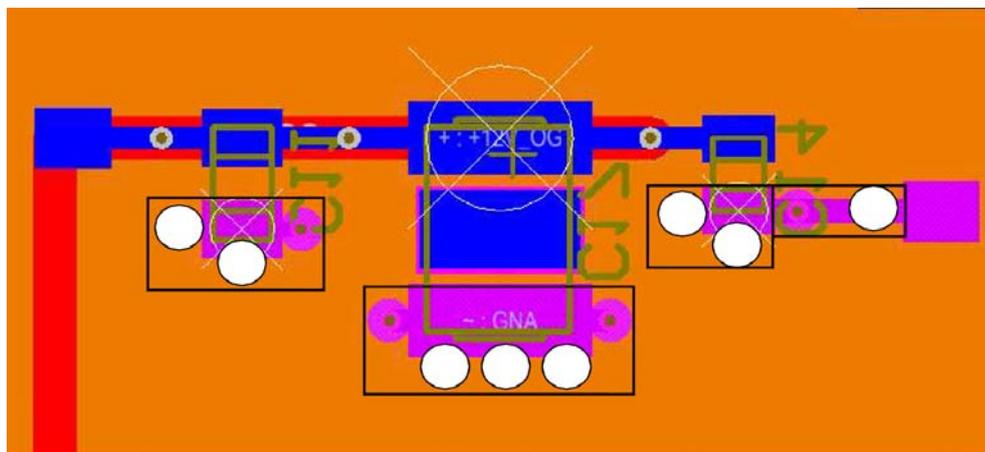


Рисунок 2.57 – Конденсаторы в цепях «земля–питание»

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

## 2.7. Методика 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 (расчет переходных процессов и спектральный анализ) задать оптимальную продолжительность анализа и шаг по времени.

5.2. Для AC Small Signal Analysis (расчет 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. 0).

9. Запустить процесс моделирования.

10. Проверить корректность результатов моделирования.

11. Сохранить результаты моделирования.

## **2.8. Методика схемотехнического моделирования печатного узла с учетом паразитных параметров компонентов и печатной платы**

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

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

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

2. Создать модели для активных компонентов с учетом 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 учетом паразитных параметров дополнить модели активных компонентов паразитными параметрами.

## **2.9. 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 трех 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  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{R}$  вычислить: матрицу характеристических импедансов; погонные задержки мод; коэффициенты емкостной и индуктивной связей.

2.2. Построить модели трехмерных неоднородностей, используя команды модуля MOM3D, и вычислить их параметры.

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

2.2.2. Выполнить сегментацию модели.

2.2.3. 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 отсчетов 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.

## 2.10. Анализ целостности питания в печатном узле

**Анализ индуктивности цепи «земля–питание» в печатных платах.** Ниже представлены результаты анализа индуктивности цепи «земля–питание» в ПП бортовой РЭА КА при изменении ширины проводников и расстояния между ними [213–216] для двухсторонней и многослойной печатных плат (ДПП и МПП) с учетом реального стека УЭМ бортовой РЭА КА. Структуры ПП на металлическом основании изображены на рисунке 2.58.

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 вычислялась матрица погонных индуктивностей. Погонная индуктивность цепи «земля–питание» определяется, как у пары связанных линий при дифференциальном воздействии [217]:

$$L_{3-П} = L_{11} + L_{22} - 2L_m, \quad (2.19)$$

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

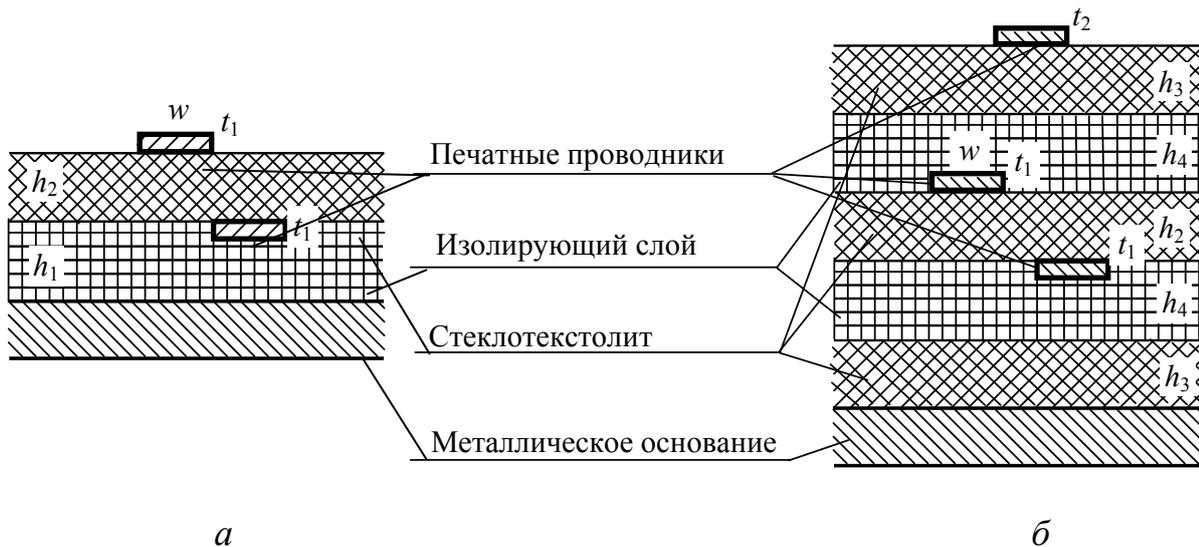


Рисунок 2.58 – Фрагменты поперечного сечения ДПП (а) и МПП (б)

Проводники цепи «земля–питание» представляют собой отрезки связанных линий передачи, которые для ДПП могут быть трех вариантов (рисунок 2.59).

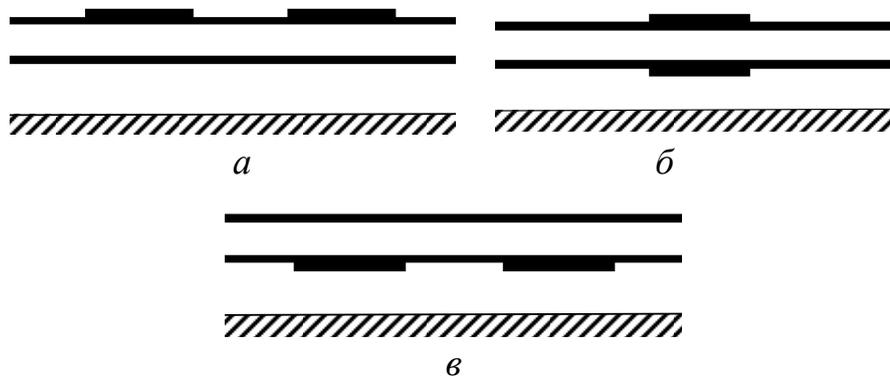


Рисунок 2.59 – Геометрические модели поперечного сечения ДПП

Вычисления для вариантов *a*, *в* выполнялись при изменении расстояния между краями проводников в диапазоне  $s = 0,5\text{--}4,5$  мм, а для варианта *б* – между центрами проводников в диапазоне  $\Delta = 0\text{--}4,5$  мм ( $s = \Delta - w$ ). Результаты для ДПП представлены на рисунке 2.60, *a*.

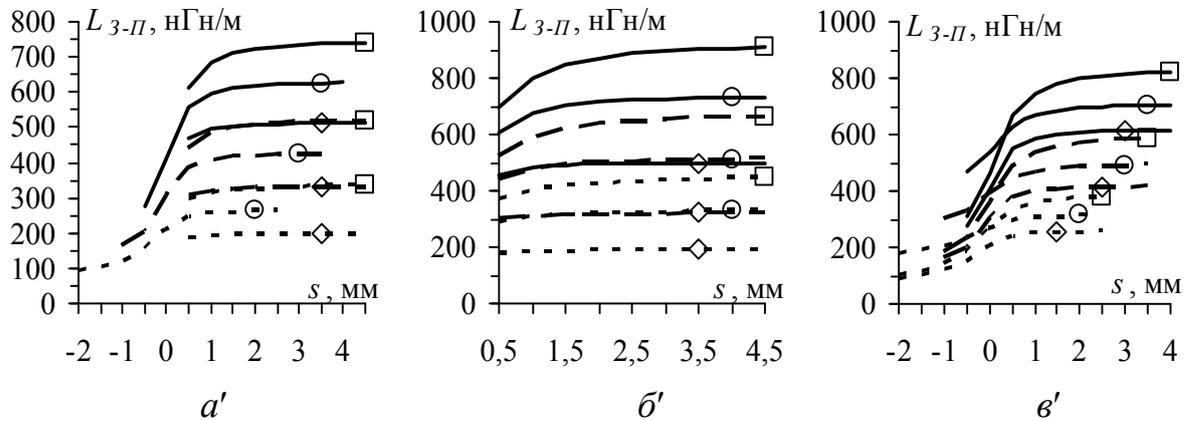


Рисунок 2.60 – Зависимость погонной индуктивности цепи «земля–питание» для вариантов *a* ( $\square$ ), *б* ( $\circ$ ), *в* ( $\diamond$ ) на рисунках 2.59, 2.61, 2.62 при  $w = 0,5$  (—), 1 (---), 2 (- -) мм

Из рисунка видно, что выбором расположения и размеров трасс цепи «земля–питание» можно значительно уменьшить ее погонную индуктивность (с 742 до 92 нГн/м, т. е. в 8 раз). Однако при уменьшении расстояния  $s$  до 0,5 мм погонная индуктивность уменьшается не существенно. Расположение проводников на верхнем слое является наихудшим вариантом, а на нижнем – уменьшает индуктивность примерно в 1,5 раза. Расположение проводников на разных слоях дает 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 ширины проводников  $w$  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 дает 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.

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 объясняется удалением проводников от основания. Аналогично ДПП, каждое приближение проводников к основанию и увеличение ширины  $w$  позволяет снизить индуктивность, но в меньшей степени (примерно на четверть). Имеется и аналогичное ДПП совпадение графиков.

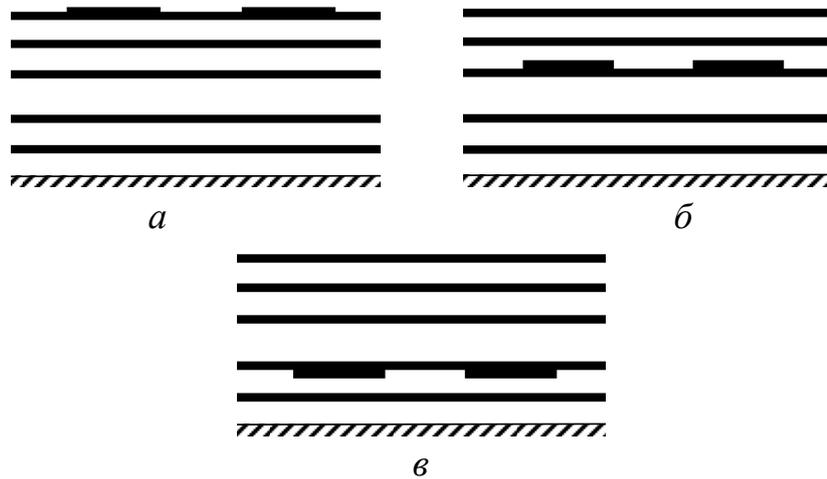


Рисунок 2.61– Геометрические модели поперечного сечения МПП для вариантов на одном слое

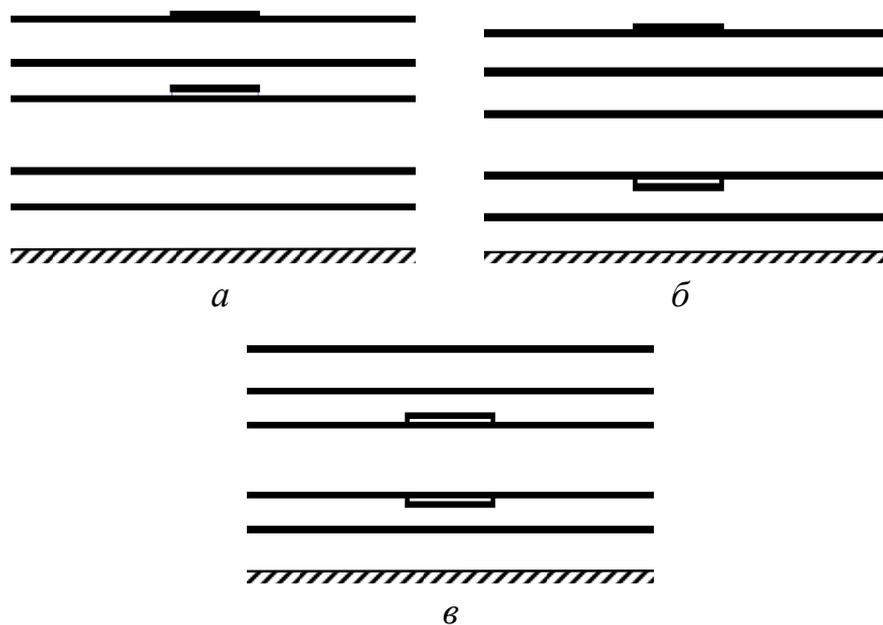


Рисунок 2.62 – Геометрические модели поперечного сечения МПП для вариантов на разных слоях

Результаты вычислений для разных слоев 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 (см. рисунок 2.61), минимальное значение индуктивности меньше в 2 раза. Увеличение параметра  $w$  уменьшает индуктивность. Приближение проводников к основанию уменьшает индуктивность, но лишь пока расстояние  $s$  больше 0,2 мм. При меньших  $s$  индуктивность у варианта  $a$  меньше, чем у варианта  $b$ , и приближается к наилучшему варианту  $в$ .

Таким образом, анализ зависимости погонной индуктивности цепи «земля–питание» с проводниками разной ширины от расстояния между проводниками ДПП и МПП показал возможность значительного уменьшения индуктивности (для ДПП в 8 раз, а для МПП в 9 раз), причем только за счет трассировки проводников. Использование этого ресурса может быть весьма эффективным для совершенствования цепи «земля–питание» без дополнительных компонентов, не исключая возможность уменьшения их числа. Особенно важной такая возможность может оказаться в условиях жестких сроков при необходимости совершенствования, выявленной перед самым изготовлением ПП, в том числе повторном.

**Моделирование цепи «земля–питание» в печатных узлах.** Проведем 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.



Рисунок 2.63– Рассматриваемый фрагмент цепи «земля–питание»

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 ( $l_2 = 135,625$  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  $\varepsilon_{r2} = 5,4$ ,  $h_1 = 0,248$  мм с  $\varepsilon_{r1} = 5,4$ ).

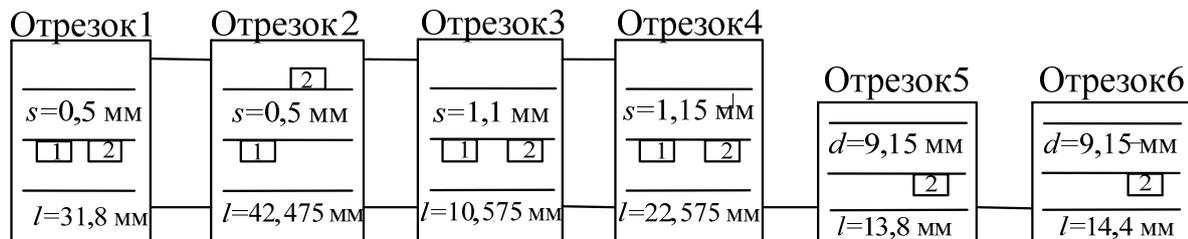


Рисунок 2.64 – Схема из шести отрезков линий передачи для моделирования рассматриваемого фрагмента

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.

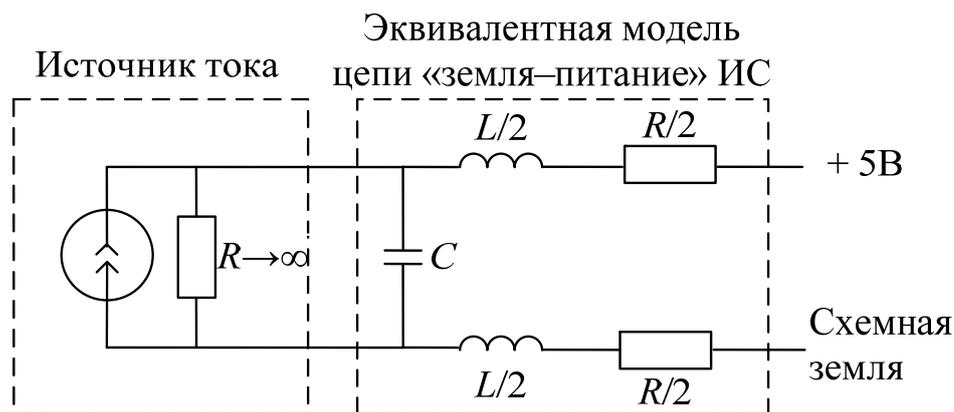


Рисунок 2.65 – Эквивалентная модель цепи «земля–питание» ИС

Согласно MIL-STD-461F в типовых установках для испытаний используется эквивалент нагрузки LISN, 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, имеет вид, представленный на рисунке 2.66 ( $R_2 = R_3 = R/2 = 0,05 \text{ Ом}$ ,  $R_4 = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_5 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_6 = 5 \text{ Ом}$ ,  $C_1 = 1,5 \text{ пФ}$ ,  $C_2 = 0,25 \text{ мкФ}$ ,  $C_3 = 8 \text{ мкФ}$ ,  $L_1 = L_2 = L/2 = 2,5 \text{ нГн}$ ,  $L_3 = 50 \text{ мкГн}$ ).

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

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

В заключение раздела отметим, что 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-кристалле, систем-в-корпусе, ПП, блоков), а программный модуль может применяться 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.

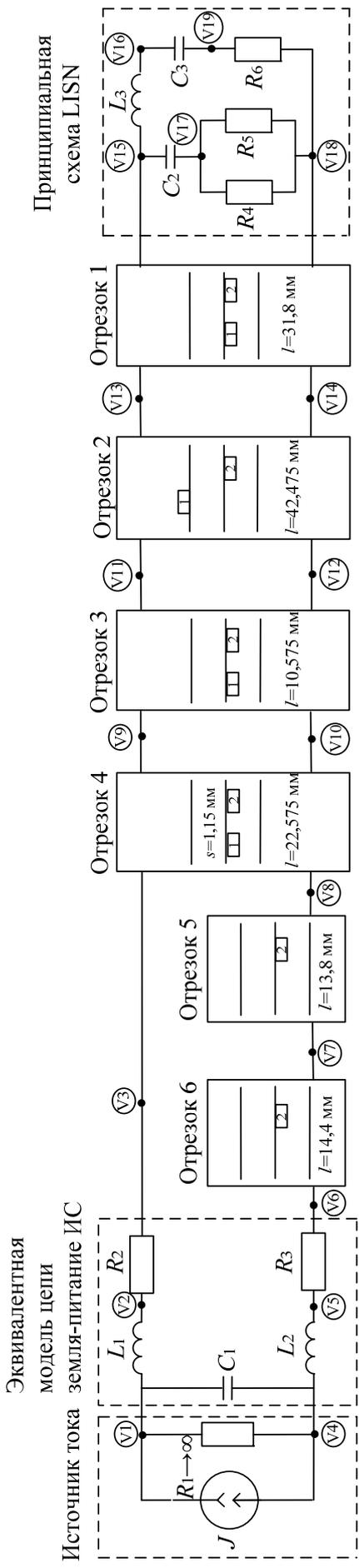


Рисунок 2.66 – Эквивалентная схема без развязывающего конденсатора

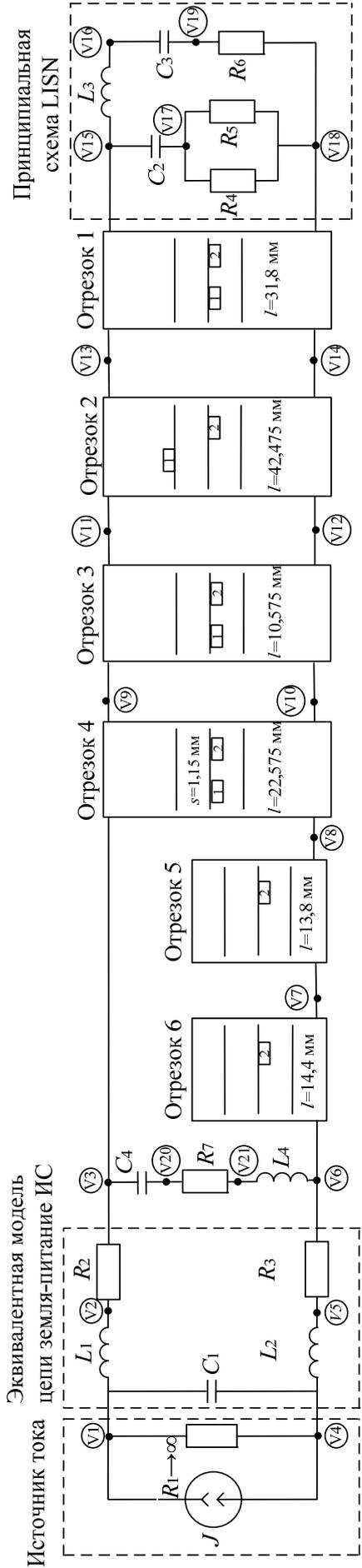


Рисунок 2.67 – Эквивалентная схема с развязывающим конденсатором

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

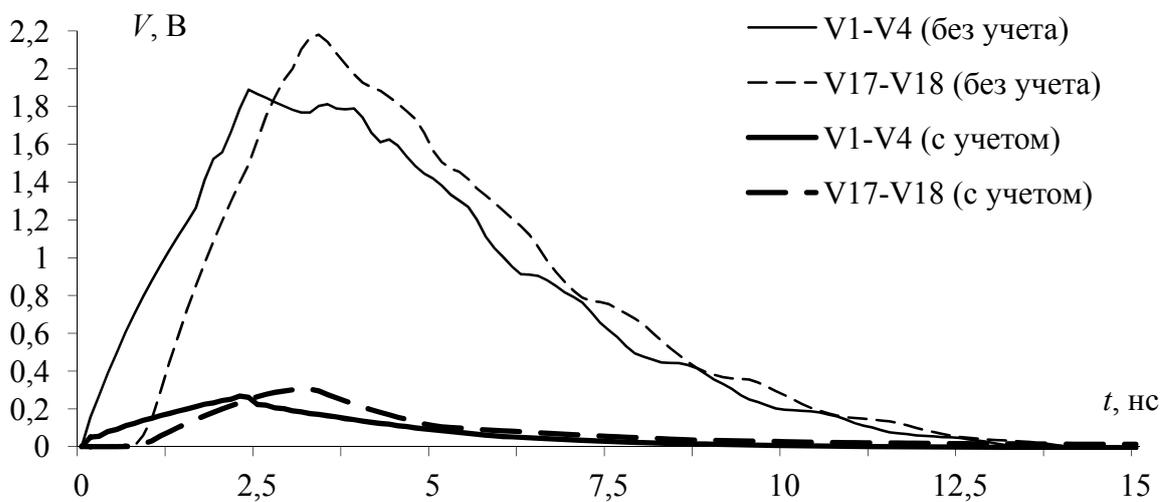


Рисунок 2.68 – Формы напряжения с учетом и без учета развязывающего конденсатора

Разработаны методики для проведения имитационного моделирования ЭМС печатных узлов РЭА, а также 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 и только посредством изменений в трассировке УЭМ. Представлена методика схемотехнического моделирования печатного узла с учетом паразитных параметров компонентов и ПП и методика анализа ЦП ПП в системе 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. Уменьшение взаимовлияний за счет диэлектрического покрытия печатных плат

Уменьшение взаимовлияний электрических сигналов возможно посредством оптимального выбора диэлектрического покрытия ПП. На примере микрополосковой линии покажем влияние диэлектрического покрытия ПП на форму импульсного сигнала в активном и пассивном проводниках линии [218–222]. Исследуем искажения сигнала в линии передачи, обусловленные различием задержек распространения мод. Они называются здесь *модальными* и исследуются в «чистом» виде (в отсутствие других искажений) в зависимости от числа связанных линий и их параметров [223, 224].

Структура микрополосковой линии с покрывающим диэлектрическим слоем представлена на рисунке 3.1, где  $t$  и  $w$  – толщина и ширина проводников соответственно,  $s$  – расстояние между ними,  $d$  – расстояние от проводника до края структуры,  $h_1$  – толщина подложки,  $h_2$  – толщина диэлектрического слоя.

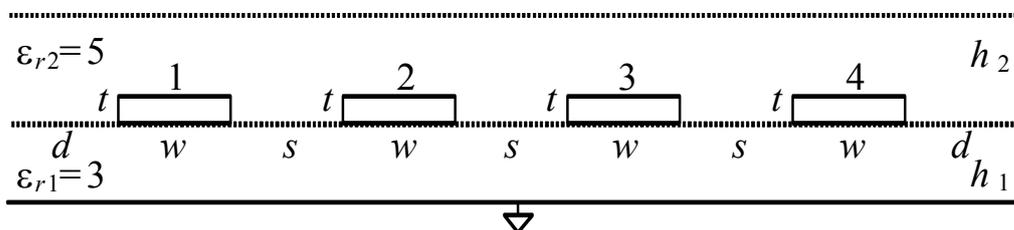
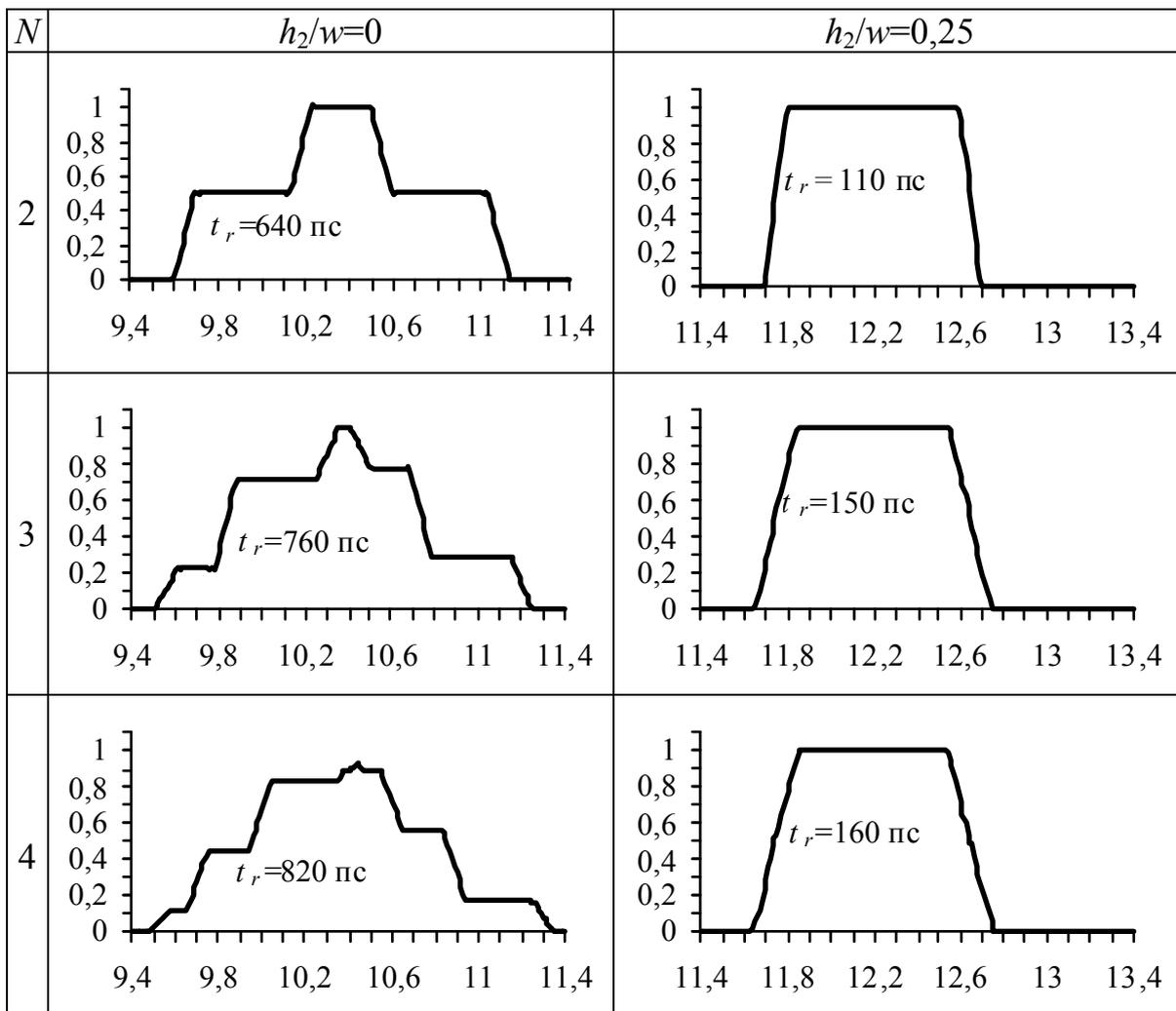


Рисунок 3.1. – Поперечное сечение многопроводной микрополосковой линии с покрывающим диэлектрическим слоем

Для данной структуры вычислены погонные коэффициенты электростатической  $C$  и электромагнитной  $L$  индукции для двух, трех и четырех ( $N=2, 3, 4$ ) 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  $\epsilon_{r1}=3$ . Для покрывающего слоя  $\epsilon_{r2}=5$ , а его относительная толщина  $h_2/w=0; 0,1; 0,15; \dots; 1$ . Затем были получены формы сигналов в конце линии 1 при условии, что к ее началу подключен импульсный генератор э.д.с. с параметрами: амплитуда  $E_0=1$  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 дис-

персия 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 для  $t_d = 800$  пс (на графиках указано время фронта по уровням 0,1–0,9)



Из таблицы 3.1 для столбца  $h_2/w = 0$  (покрывающего диэлектрического слоя нет) видно, что фронт импульса из линейно нарастающего стал ступенчатым вследствие 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

$$l[\max(\tau_i) - \min(\tau_i)] \ll t_r, \quad i = 1, \dots, N, \quad (3.1)$$

где  $l$  – длина отрезка;  $\tau_i$  – 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 для  $t_d = 0$  пс

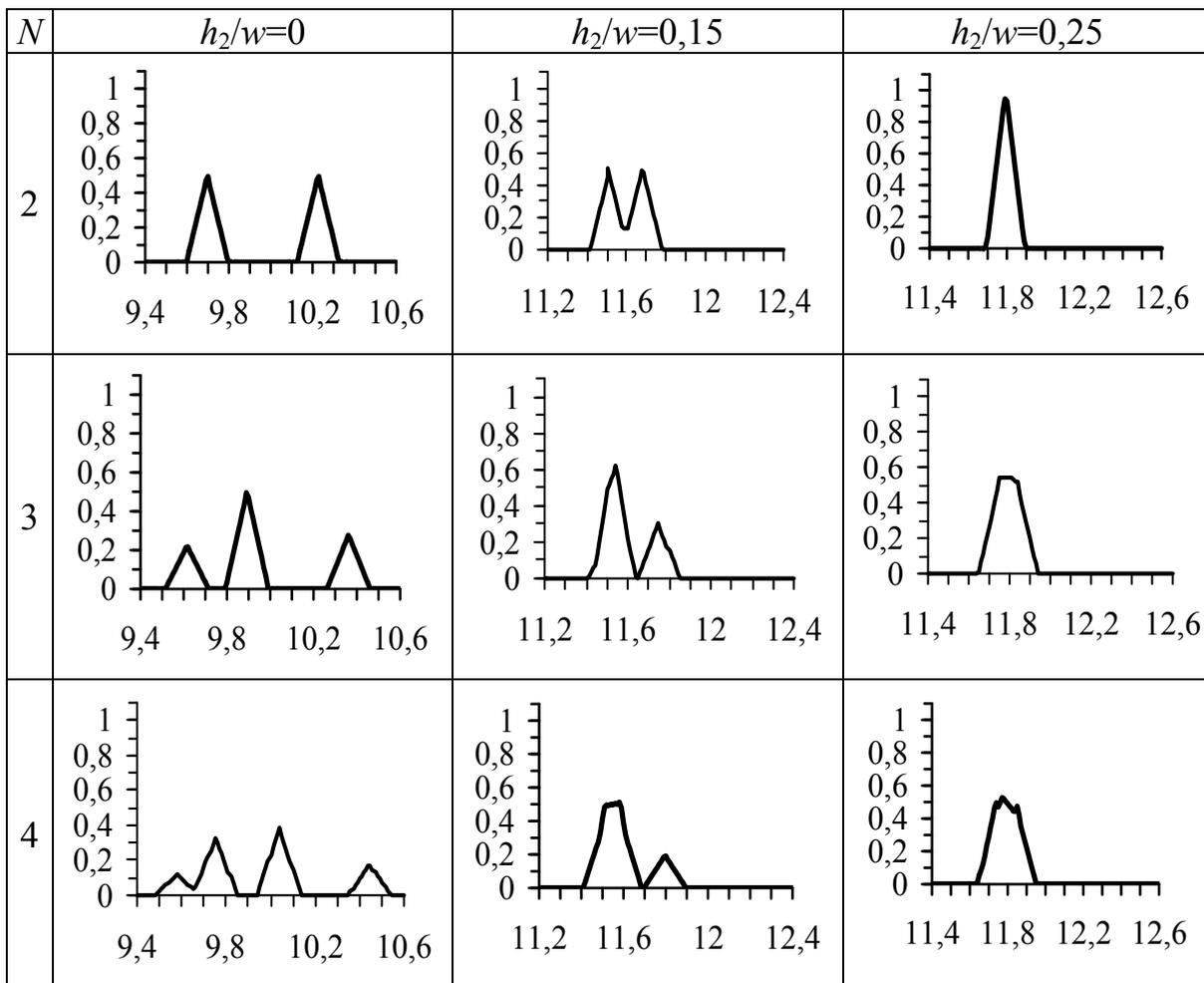


Таблица 3.3 – Погонные задержки мод и их максимальная разность (пс/м)

$h_2/w$	$N=2$			$N=3$			
	$\tau_1$	$\tau_2$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
0	4799	5064	265	5131	4896	4758	373
0,25	5850	5843	7	5824	5871	5855	47

Окончание таблицы 3.3

$h_2/w$	$N=4$				
	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$	$\tau_4$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
0	5173	4740	4970	4826	433
0,25	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 данной структуры были вычислены ее зависимости от  $h_2/w$  для  $N=2, 3, 4$  (рисунок 3.2).

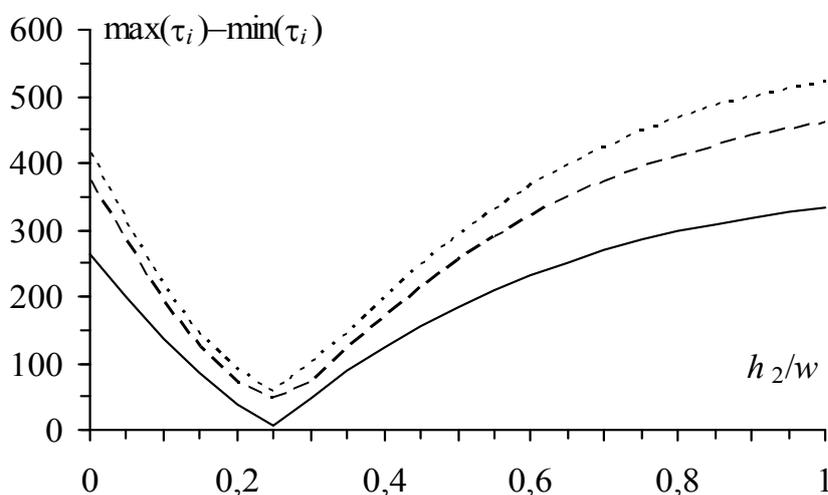


Рисунок 3.2 – Зависимости максимальной разности погонных задержек мод (пс/м) от  $h_2/w$  для  $N = 2$  (—),  $3$  (---),  $4$  (---)

Из представленных результатов исследований можно сделать следующие выводы.

1. Для рассмотренных микрополосковых линий изменением  $h_2/w$  можно изменять максимальную разность погонных задержек мод,

причем существует оптимальное значение ( $h_2/w \approx 0,25$  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 будем понимать 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 исказиться в зависимости от того, проходит ли эта линия вблизи одной, двух или нескольких соседних линий, пусть даже без источников.

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  $t_\Sigma$  меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_\Sigma < l \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (3.2)$$

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 с 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; длительность вершины импульса изменялась:  $t_d = 500; 300; 200; 100$  пс. Соответственно частоты повторения импульсов  $f \approx 0,9; 1,43; 2; 3,3$  ГГц. Затем подключался генератор э.д.с. в виде синусоидального сигнала.

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

$$t_d + t_f \approx l|\tau_1 - \tau_2|. \quad (3.3)$$

Для подтверждения, подставив в соотношение (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  $\approx 1$  м  $\cdot 265$  пс/м. Частоту первого нуля двух мод в линии передачи можно вычислить из выражения

$$f_m \approx \frac{1}{2l \cdot |\tau_1 - \tau_2|} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 265 \cdot 10^{-12}} \approx 1,88 \text{ ГГц}. \quad (3.4)$$

Таким образом, на частотах  $f_k = (2k-1)f_m$ ,  $k=1, 2, \dots$ , слияние двух мод будет происходить в конце активного проводника, а при  $f_k = 2(k-1)f_m$  – в конце пассивного проводника.

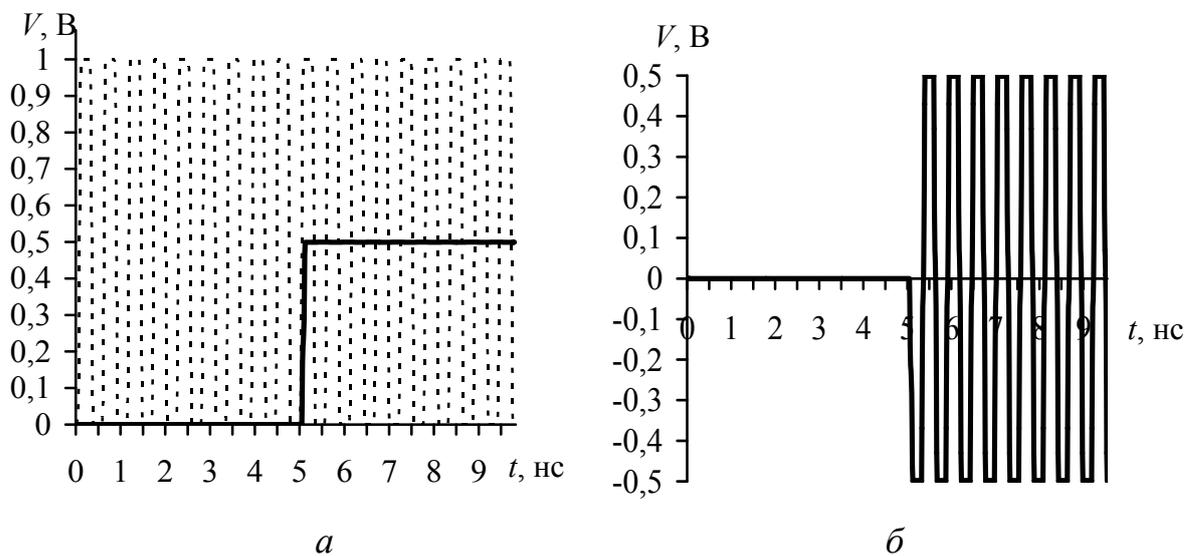


Рисунок 3.3 – Формы напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках линии при  $f \approx 1,88$  ГГц для сигнала в виде меандра на ближнем (---) и дальнем (—) концах

Рассмотрим влияние покрывающего диэлектрического слоя на уровень дальней перекрестной наводки в многопроводном отрезке микрополосковой линии при одновременном воздействии на несколько ее проводников.

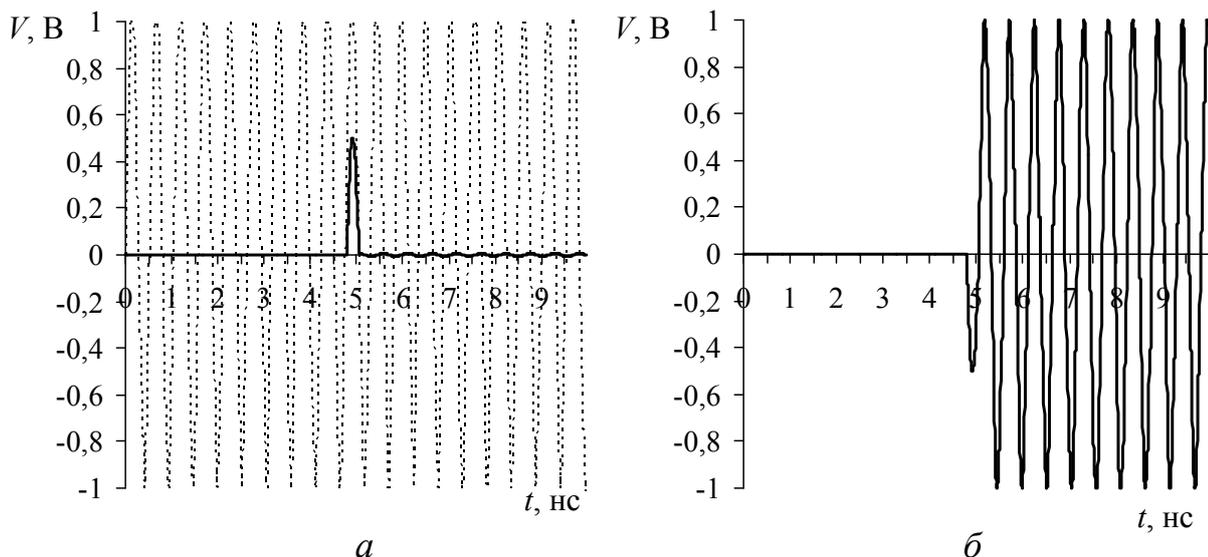


Рисунок 3.4 – Формы напряжений в активном (а) и пассивном (б) проводниках линии при  $f \approx 1,88$  ГГц для синусоидального сигнала на ближнем (---) и дальнем (—) концах

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: А – активный; П – пассивный, 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.

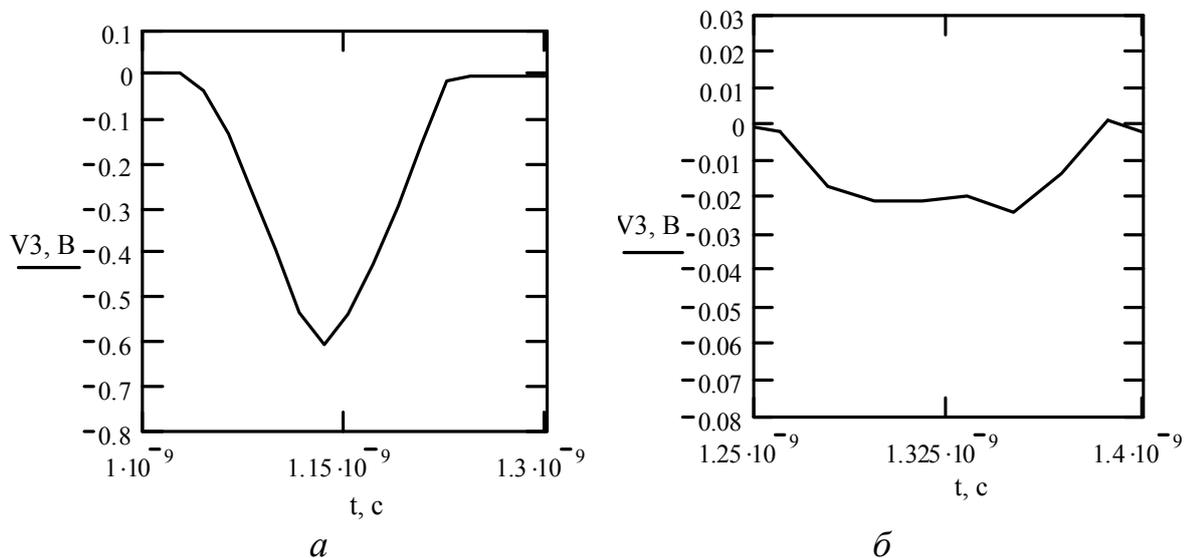


Рисунок 3.5 – Формы напряжений дальней перекрестной наводки в конце пассивных проводников для варианта ААПА:  
 $a - h_2/w=0$ ;  $b - h_2/w=0,25$

Из представленного анализа можно сделать следующие выводы.

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

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

### 3.2. Уменьшение взаимовлияний в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы

Представим результаты исследований по уменьшению взаимовлияний электрических сигналов в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП) за счет нанесения лака [225, 226].

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

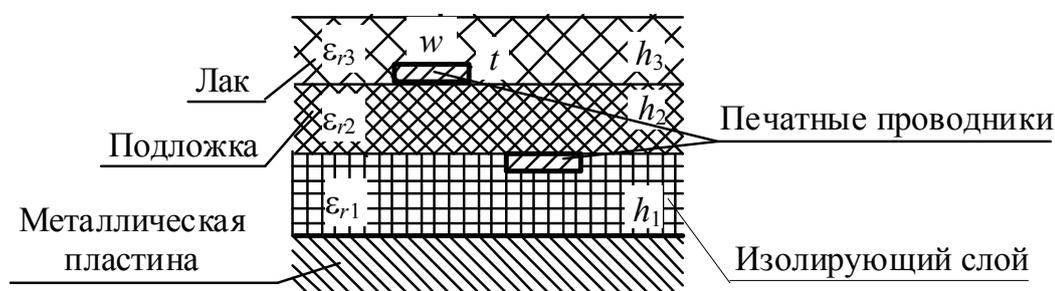


Рисунок 3.6 – Фрагмент поперечного сечения ПТМП

Для изготовления платы использовался стеклотекстолит СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83 толщиной  $h_2$  с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{r2}$ , 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  $\epsilon_{r1}$ .

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

Таблица 3.4 – Значения исходных параметров стеклоткани

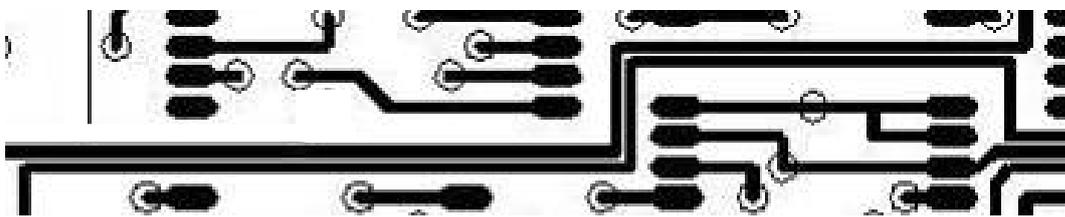
Параметр	$w$ , мм	$t$ , мм	$h_1$ , мм	$h_2$ , мм	$h_3$ , мм
Значение	$0,35 \pm 0,05$	$0,16^{+0,04}_{-0,01}$	0,298	$0,17^{+0,03}_{-0,02}$	0,5

Окончание таблицы 3.4

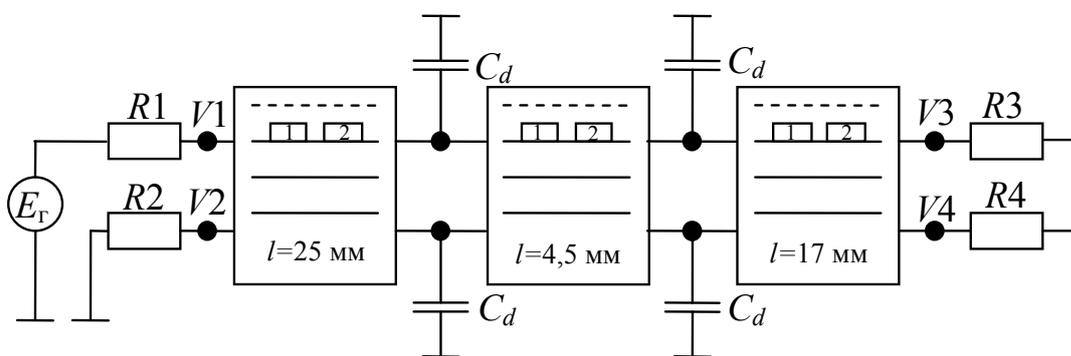
Параметр	$\epsilon_{r1}$	$\epsilon_{r2}$	$\epsilon_{r3}$	$\text{tg}\delta_1$	$\text{tg}\delta_2$	$\text{tg}\delta_3$
Значение	5,4	5,5	4,5	0,025	0,025	0,03

Для исследования выбраны два фрагмента межсоединений ПТМП: две связанные линии и межсоединение из четырех последовательно соединенных отрезков линий [6].

**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 (рисунок 3.7,а).



а

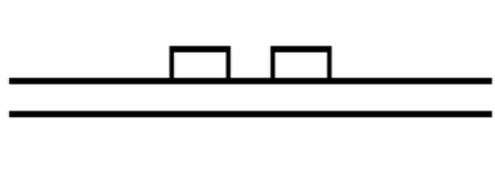
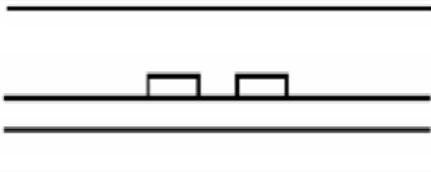


б

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

Для моделирования первый фрагмент был представлен в виде трех отрезков линии передачи (рисунок 3.7,б) с длинами, начиная от края,  $l_1=25,0 \pm 0,5$  мм,  $l_2=4,5 \pm 0,5$  мм и  $l_3=17 \pm 0,5$  мм (общая длина  $l=46,5 \pm 0,5$  мм). На эквивалентной схеме  $E_T$  – генератор импульса э.д.с.,  $R1-R4$  – резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам матрицы  $\mathbf{Z}$  (т.е. на конце линии обеспечивается псевдосогласование [227]),  $C_d$  – емкость неоднородности (для прямого угла  $C_d=wC_{11}$  [228],  $C_{11}$  – погонный коэффициент электростатической индукции),  $l$  – длины отрезков,  $V1-V4$  – вычисляемые формы импульсного сигнала. Матрицы для платы без лака и с лаком приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Матрицы для фрагмента 1

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

Моделирование выполнялось в системе 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 лаком 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 ее полярность и уменьшает амплитуду в 3 раза.

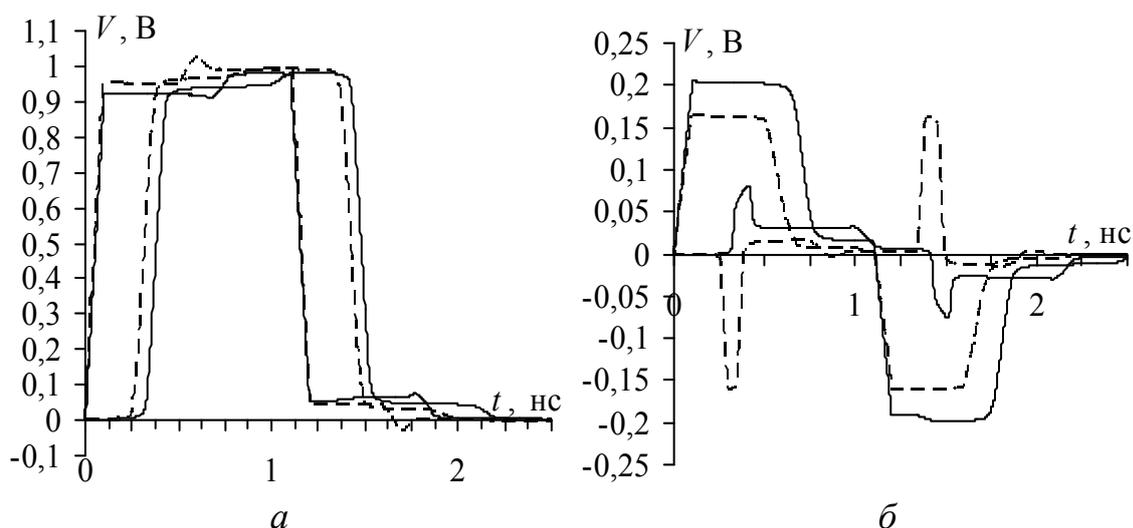


Рисунок 3.8 – Формы сигнала в начале (а) и конце (б) фрагмента 1: без лака (---) и с лаком (—)

**Экспериментальное исследование связанных линий.** Для эксперимента [229] на концах проводников фрагмента 1 (см. 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 (рисунок 3.9,а).

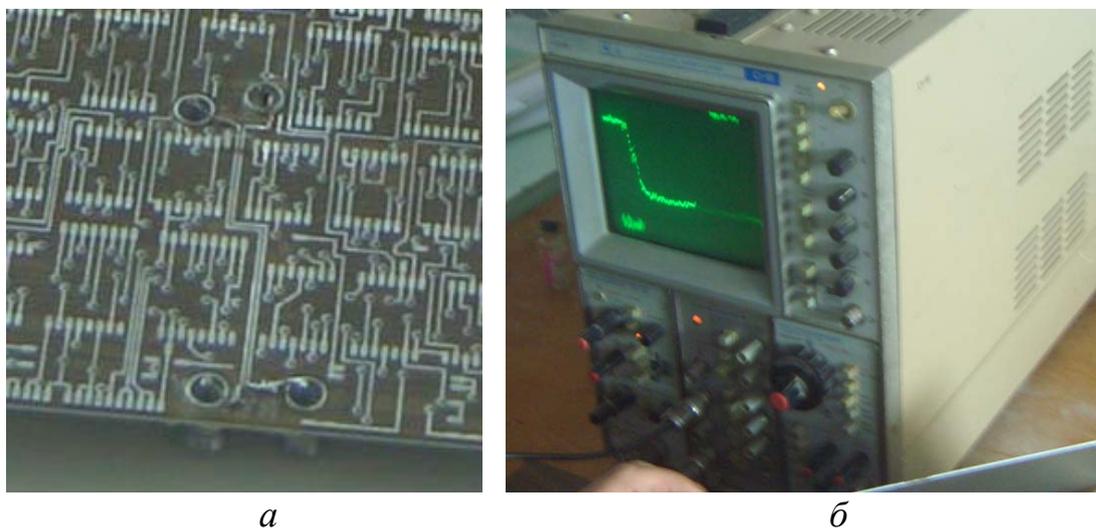
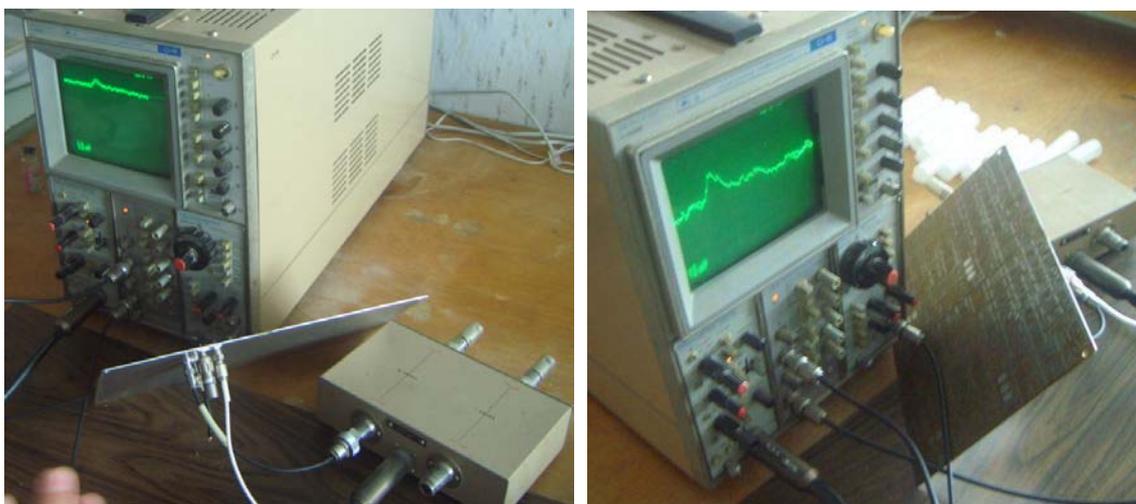


Рисунок 3.9 – Фотография фрагмента 1, подготовленного для эксперимента (а), и осциллограмма напряжения амплитудой 200 мВ (цена деления 50 мВ) в начале активного проводника (б)

Экспериментальная установка включает 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,  $\tau_{\phi} < 50$  пс); аттенюатор (6 дБ). Импульсный сигнал подается с блока генератора на формирователь, с которого через аттенюатор поступает на начало линии, а с ее исследуемого конца – на вход смесителя. Выход смесителя соединен кабелем с блоком стробоскопического преобразователя.

На начало активного проводника межсоединения подавался перепад напряжения  $200 \pm 5$  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 – нагрузка 50 Ом. На экране осциллографа наблюдалась перекрестная наводка с уровнем  $40 \pm 1$  мВ, т.е. 20 % от перепада (рисунок 3.10,а).



*а*

*б*

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

На рисунке 3.11 представлены формы напряжения: измеренная экспериментально (4) и вычисленные в TALGAT без учета потерь (1) и с учетом потерь (2). При сравнении кривых (4) и (2) видно, что амплитуды импульсов различаются на 38 %, а (3) и (4) – на 17 %. Таким образом, более точный учет 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 [230] на частоте  $f_0 = 1$  МГц измерены относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь стеклоткани (СТП-4-0,062, ТУ16-503.215-81) –  $\varepsilon_{r1} = 2,65$ ,  $\text{tg } \delta_1 = 24,6 \cdot 10^{-3}$ ; стеклотекстолита (СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83) –  $\varepsilon_{r2} = 3,96$ ,  $\text{tg } \delta_2 = 15,8 \cdot 10^{-3}$ ; триацетатной электроизоляционной слабопластифицированной пленки (ТУ 6.17-499-84) –  $\varepsilon_{r3} = 2,95$ ,  $\text{tg } \delta_3 = 22,4 \cdot 10^{-3}$  [231]. Из полученных данных 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.

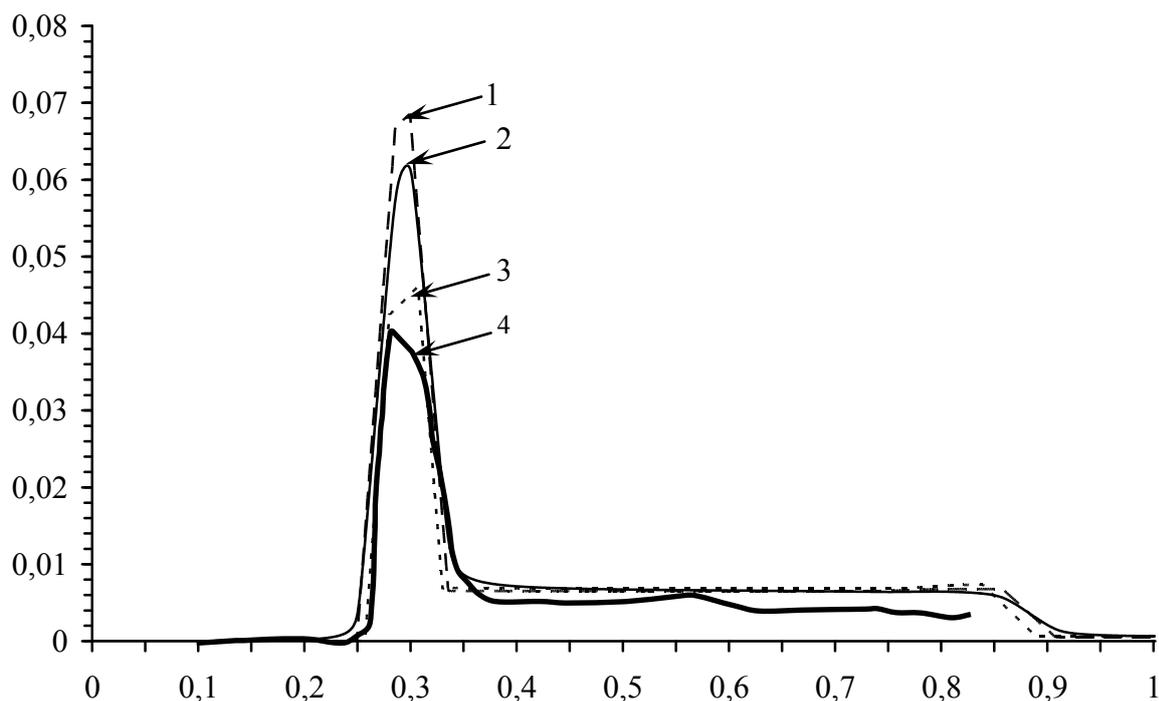


Рисунок 3.11 – Формы напряжения (В, нс) в конце пассивного проводника: 1 – вычисленная в TALGAT без учета потерь, без лака; 2 – с учетом потерь и без лака; 3 – без учета потерь и с пленкой (0,01 мм) на плате; 4 – полученная экспериментально с пленкой (см. рисунок 3.10)

Для определения влияния лака на перекрестную наводку было нанесено несколько слоев лака УР-231 на межсоединение. После на-

несения первого слоя уровень перекрестной наводки стал  $30\pm 1$  мВ, а после второго –  $20\pm 1$  мВ. Увеличение числа слоев до 8 уменьшило уровень наводки до  $10\pm 1$  мВ, т.е. до 5 % от перепада (см. рисунок 3.10,б).

Влияние последующих слоев на уровень перекрестной наводки не так существенно, как влияние первых слоев. На рисунке 3.12 представлены формы напряжения: измеренная экспериментально (3) и вычисленные в TALGAT при толщине слоя лака  $h_3=0,17$  мм без учета (2) и с учетом (1) потерь. Из сравнения кривых (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.

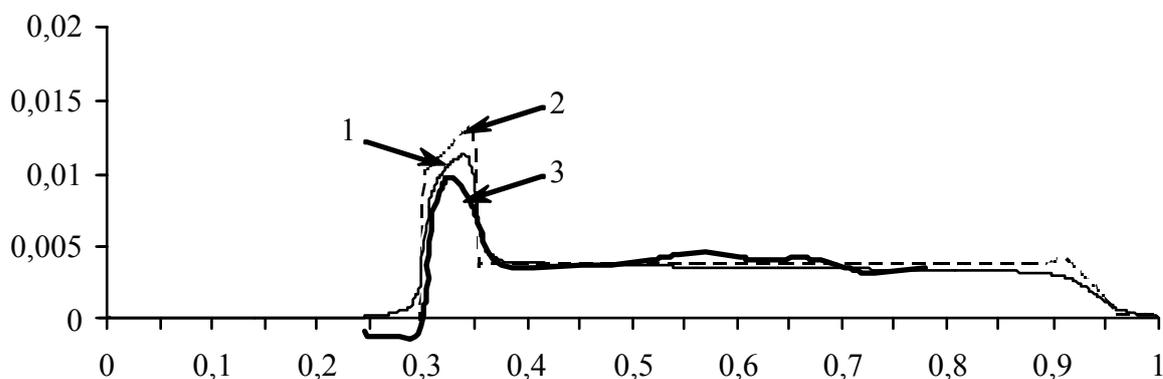


Рисунок 3.12 – Формы напряжения (В, нс) в конце пассивного проводника при  $h_3=0,17$  мм: 1 – вычисленная в TALGAT с учетом потерь; 2 – без учета потерь; 3 – измеренная экспериментально (см. рисунок 3.10,б)

Таким образом, результаты моделирования и эксперимента показали, что лак уменьшает перекрестную наводку в конце линии. Формы сигнала, полученные при моделировании в TALGAT и экспериментально, согласуются.

### 3.3. Уменьшение искажений импульсного сигнала в меандровой линии

Исследовалось влияние структур меандровых линий на форму импульсного сигнала. При анализе рассматривалась полосковая структура (см. рисунок 2.7,а), так как с ее помощью можно показать

влияние только ближних перекрестных наводок (т.е. перекрестных наводок на ближних концах пассивных линий). Представлен новый способ коррекции импульсного сигнала, уменьшающий влияние потерь за счет использования взаимных влияний в проводниках меандровой линии [232–236].

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

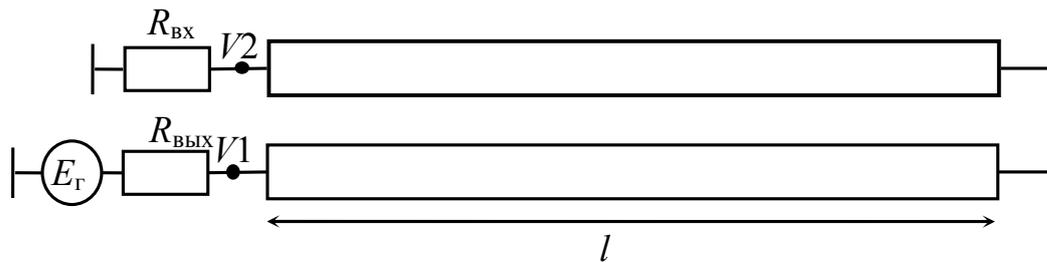


Рисунок 3.13 – Меандровая линия из одного витка

Вычисленные в TALGAT (для  $\epsilon_r = 5$ ;  $t=0,03$  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  $Z_C$ , а также коэффициенты емкостной и индуктивной связи  $K_C$  и  $K_L$  представлены в таблице 3.6. Коэффициенты связи вычислялись по формулам

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

Таблица 3.6 – Матрицы для меандровой линии из одного витка

$L$ , нГн/м	$C$ , пФ/м	$Z_C$ , 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 подключался 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 рассматривался псевдосогласованный вариант ( $R_{ВХ}$  и  $R_{ВЫХ}$  равны диагональным элементам матрицы импедансов), чтобы уменьшить отражения. Затем анализировался рассогласованный вариант, когда  $R_{ВХ} = 8$  Ом и  $R_{Н} = 10000$  Ом, так как выходные и входные параметры различных цифровых ИС могут сильно отличаться, на-

пример  $R_{\text{ВЫХ}} \approx 7-100 \text{ Ом}$ , а  $R_{\text{ВХ}} \approx 100-10^4 \text{ Ом}$ . Формы импульса на выходе витка вычислялись для длин  $l = 3 \text{ мм}$  и  $10 \text{ мм}$ .

В результате установлено, что для псевдосогласованного варианта при  $t_r = t_f = t_d = 1 \text{ нс}$  увеличение длины витка приводит только к увеличению задержки сигнала на выходе, а его форма не искажается. При  $t_r = t_f = t_d = 100 \text{ пс}$  наблюдается искажение формы сигнала на выходе витка в виде ступеньки (рисунок 3.14,а). Для рассогласованного варианта при  $t_r = t_f = t_d = 1 \text{ нс}$  форма сигнала не искажается для длин витка  $3 \text{ мм}$  и  $10 \text{ мм}$ . При  $t_r = t_f = t_d = 100 \text{ пс}$  и  $l = 3 \text{ мм}$  увеличивается амплитуда  $V_2$  на  $67 \%$  по отношению к  $V_1$ ,  $t_r$  уменьшается на  $64 \%$ ,  $t_f$  уменьшается на  $1 \%$ , а при  $l = 10 \text{ мм}$  амплитуда увеличивается на  $110 \%$ ,  $t_r$  увеличивается на  $30 \%$ ,  $t_f$  уменьшается на  $65 \%$  (рисунок 3.14,б).

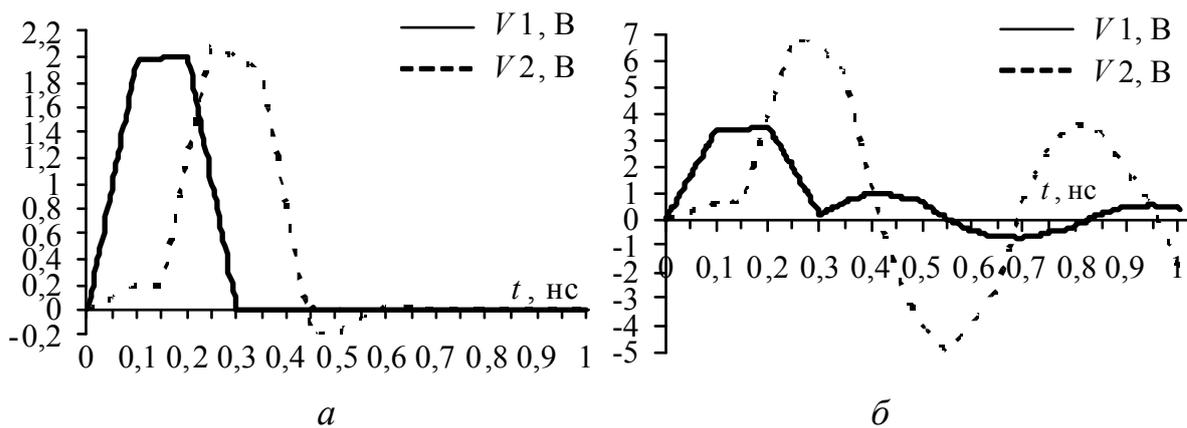


Рисунок 3.14 – Формы напряжений в начале ( $V_1$ ) и в конце ( $V_2$ ) меандровой линии из одного витка при  $t_r = t_f = t_d = 100 \text{ пс}$ ,  $l = 10 \text{ мм}$ : псевдосогласованный (а) и рассогласованный (б) варианты

Далее подробнее остановимся на псевдосогласованном варианте, когда  $t_r = t_f = t_d = 100 \text{ пс}$ , и вычислим формы сигнала в конце витка для длин витка в интервале от  $1$  до  $30 \text{ мм}$  с шагом  $1 \text{ мм}$ . На рисунке 3.15,а представлены некоторые из вычисленных сигналов. Видно, что если задержка сигнала равна фронту входного сигнала, то происходит самое сильное искажение формы импульса ( $V_2$  при  $l = 6,8 \text{ мм}$ ) и его амплитуда на  $10 \%$  больше по отношению к входному сигналу  $V_1$ . 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  $\pm 0,2$  В (перед импульсом сигнала – положительной полярности, а после – отрицательной,  $V_2$  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  $V_1$ , т.е.  $(K_C+K_L)/4 = ((0,194+0,194)/4)2$  В =  $0,194$  В  $\approx 0,2$  В.

Искажение сигнала можно уменьшить увеличением  $s$ , но при этом растет 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 снижением коэффициентов связи (таблица 3.7).

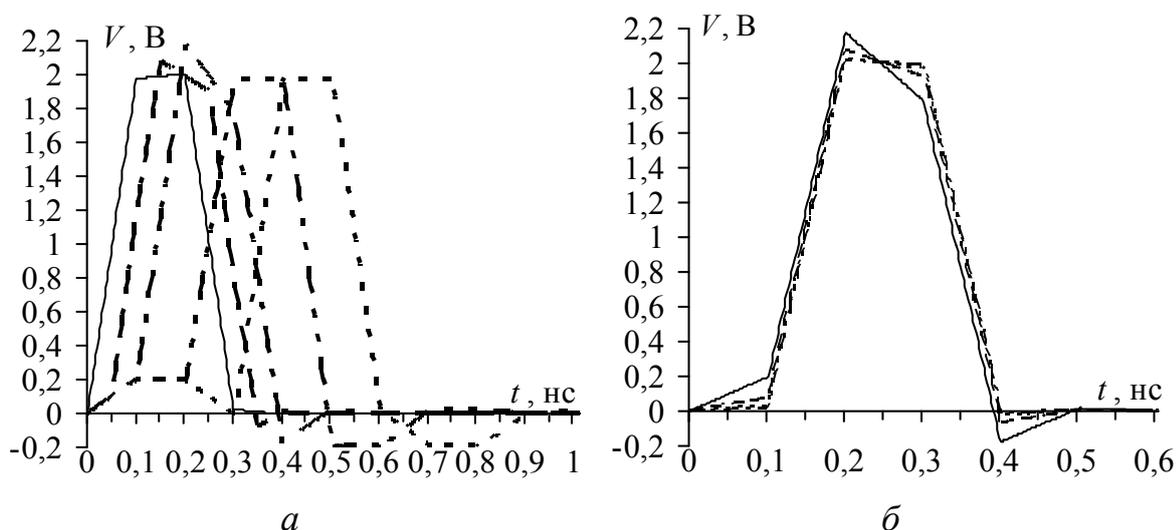


Рисунок 3.15– Формы напряжения: *a* –  $V_1$  (—),  $V_2$  при  $l=3,4$  мм (– –),  $V_2$  при  $l=6,8$  мм (– · –),  $V_2$  при  $l=13,6$  мм (– · · –),  $V_2$  при  $l=20,4$  мм (·····);  
*б* –  $V_2$  при  $s=0,12$  (—),  $0,24$  (– –),  $0,36$  (– · –),  $0,48$  (– · · –)

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  $V_1$  до  $V_2$  возникает ближняя перекрестная наводка в  $V_2$ , т.е происходит суммирование полезного сигнала с наведенным. При этом длительность ближней перекрестной наводки равна  $2Td$  ( $Td$  – за-

держка в полувитке) и ее амплитуду можно вычислить как произведение  $(K_C + K_L)/4$  на амплитуду установившегося режима  $V1$ , т.е.  $(K_C + K_L)/4 = ((0,194 + 0,194)/4)2 \text{ В} \approx 0,2 \text{ В}$ . 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 (см. рисунок 3.15,а). Такой же анализ выполнен для обычной микрополосковой структуры, так как с ее 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 будет  $(K_C + K_L)/4 = ((0,195 + 0,3)/4)0,5 \text{ В} \approx 0,061 \text{ В}$ , что соответствует ступеньке на  $V2$ . Таким образом, а отличие от полосковой линии, дополнительно появляется дальняя перекрестная наводка, которая суммируется с входным сигналом.

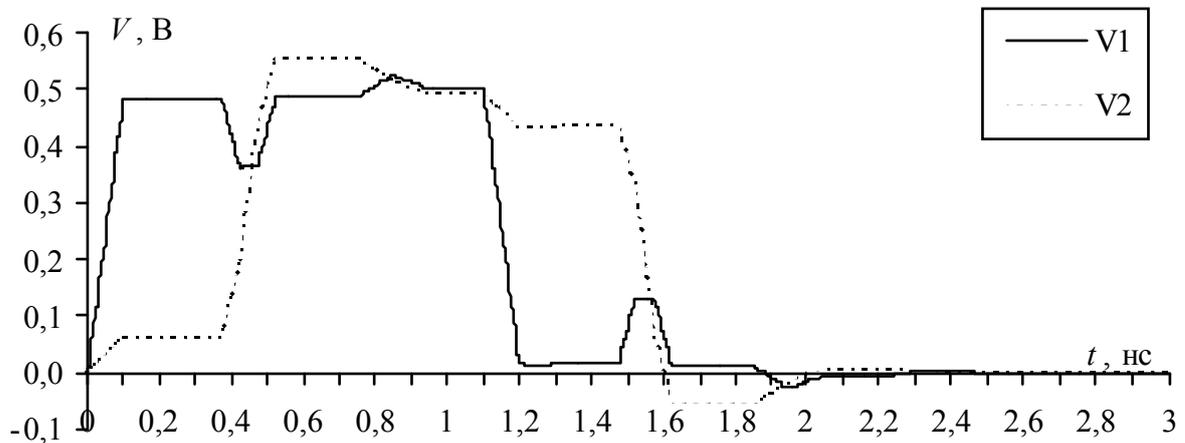


Рисунок 3.16 – Формы сигналов в микрополосковой меандровой линии из одного витка

**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  $Z_C$  представлены в таблице 3.8.

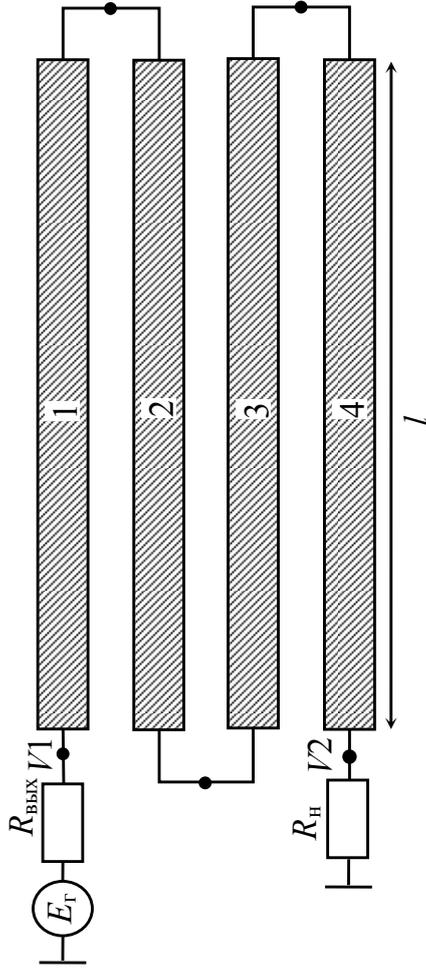


Рисунок 3.17 – Меандровая линия из двух витков

Таблица 3.8 – Матрицы для меандровой линии из двух витков

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

В результате установлено, что для псевдосогласованного варианта при  $t_r = t_f = t_d = 1$  нс форма сигнала не искажается при увеличении длины витка, а задержка сигнала на выходе увеличивается. 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 ( $R_{\text{вх}} = 8$  Ом,  $R_{\text{н}} = 10000$  Ом) при  $t_r = t_f = t_d = 1$  нс форма сигнала не искажается при  $l=3$  мм, а при  $l=10$  мм  $t_r$  уменьшается на 60 %,  $t_f$  – на 55 %. Для  $t_r = t_f = t_d = 100$  пс при  $l=3$  мм наблюдается увеличение амплитуды  $V2$  на 102 % по отношению к  $V1$ ,  $t_r$  уменьшается на 45 %,  $t_f$  уменьшается на 70 %, а при  $l=10$  мм амплитуда  $V2$  увеличивается на 102 %,  $t_r$  увеличивается на 47 %,  $t_f$  уменьшается на 60 % (рисунок 3.18,б).

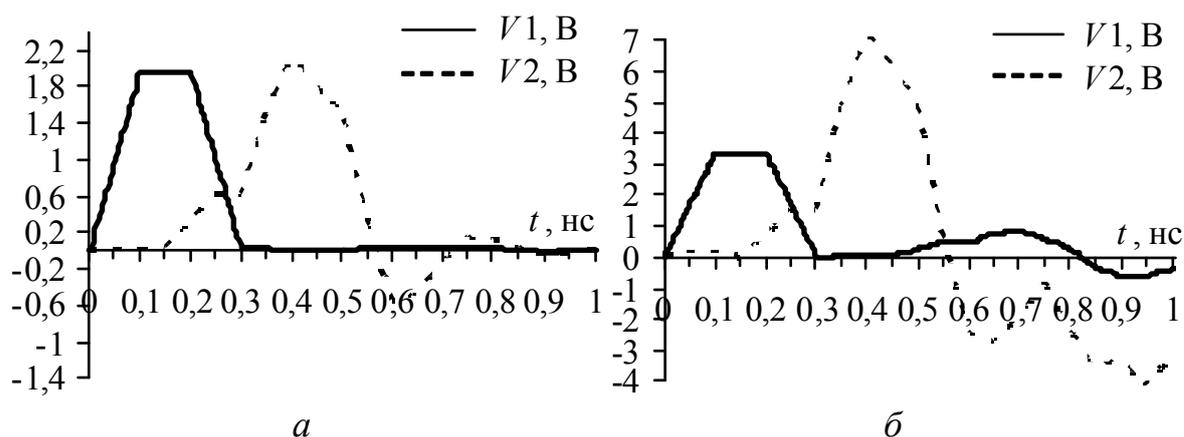


Рисунок 3.18 – Формы напряжения в начале ( $V1$ ) и в конце ( $V2$ ) меандровой линии из двух витков при  $t_r = t_f = t_d = 100$  пс,  $l = 10$  мм: псевдосогласованный (а) и рассогласованный (б) варианты

**Анализ прохождения импульсного сигнала по витку меандровой линии.** Для проведения эксперимента изготовлены макеты ПП из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с толщинами  $h=1$  и 2 мм. На фотографии (рисунок 3.19) показаны три платы: на одной плате (справа) линии из одного проводника, а на остальных – меандровые линии. Расстояние между проводниками меандровых линий  $s = 0,5w; w; 1,5w; 2w$ .

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.

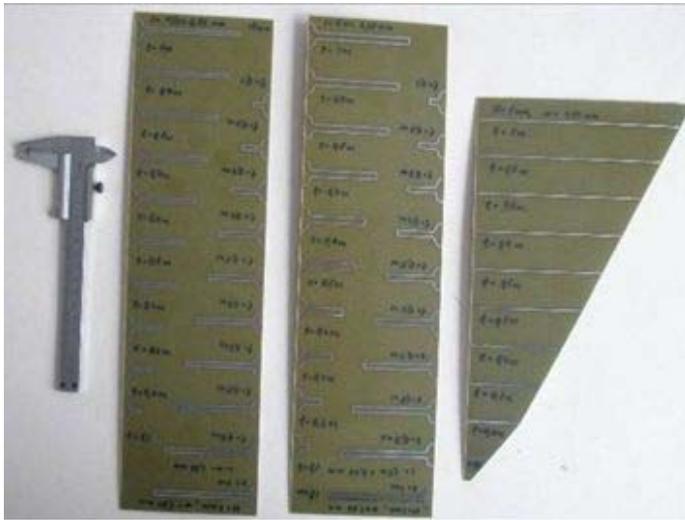
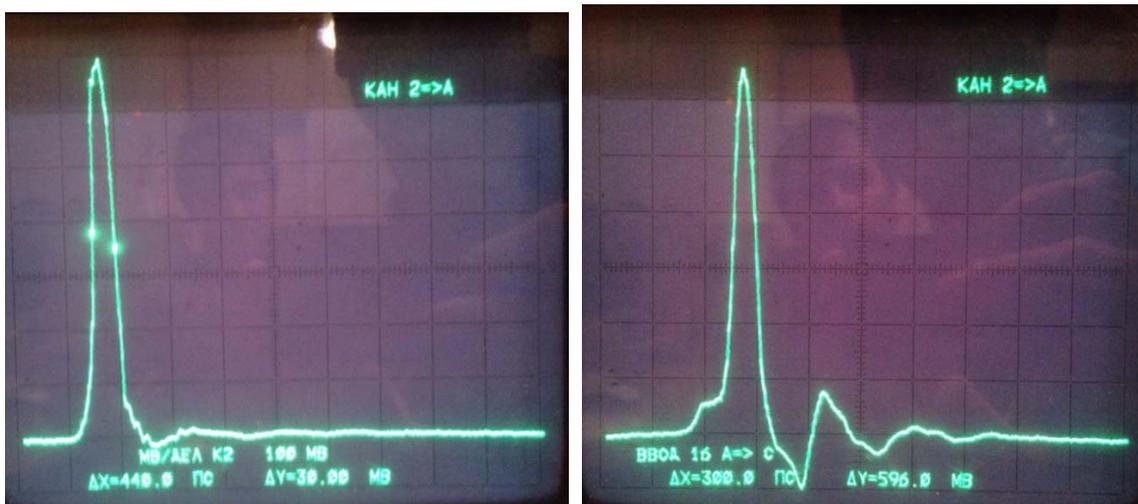


Рисунок 3.19 – Фотография ПП с меандровыми и прямыми линиями

Сначала с выхода генератора на вход осциллографа подавался сигнал (с аттенюатором 20 дБ) 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 эксперимента выбрана линия общей длиной 151 мм, обеспечивающая задержку сигнала около 1 нс. Эта 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 уменьшалась до 280 пс. Осциллограммы импульсов воздействия и выходного представлены на рисунке 3.21.

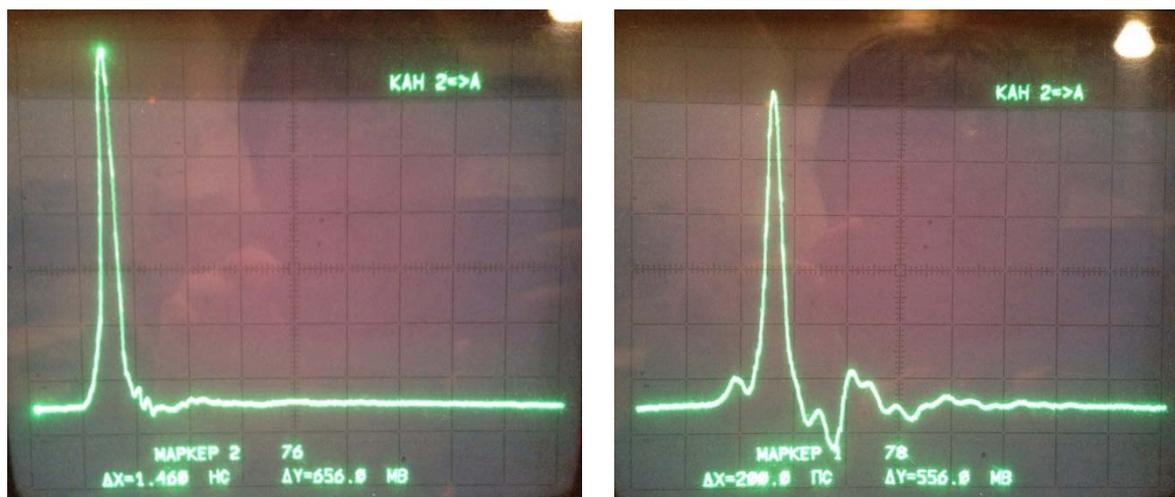


Рисунок 3.21 – Осциллограммы на выходе генератора (а) и на выходе исследуемой линии (б) при длительности импульса 280 пс

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, экспериментально доказана возможность передачи импульсного сигнала по витку меандровой линии без искажения его формы ближней перекрестной наводкой. Необходимо отметить, что при проведении эксперимента не было исключено влияние дальней перекрестной наводки, так как не обеспечивалось равенство погонных задержек четной и нечетной мод (при моделировании это равенство достигалось за счет оптимизации параметров покрывающего слоя).

**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  $U_0 \approx 964$  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 его затягивание, связанное с небольшими потерями. Что же касается меандровой линии, то наложение ближней перекрестной наводки на фронт импульса, прошедшего по ней, 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  $t_r = 340$  пс, а для меандровой линии –  $t_r = 320$  пс.

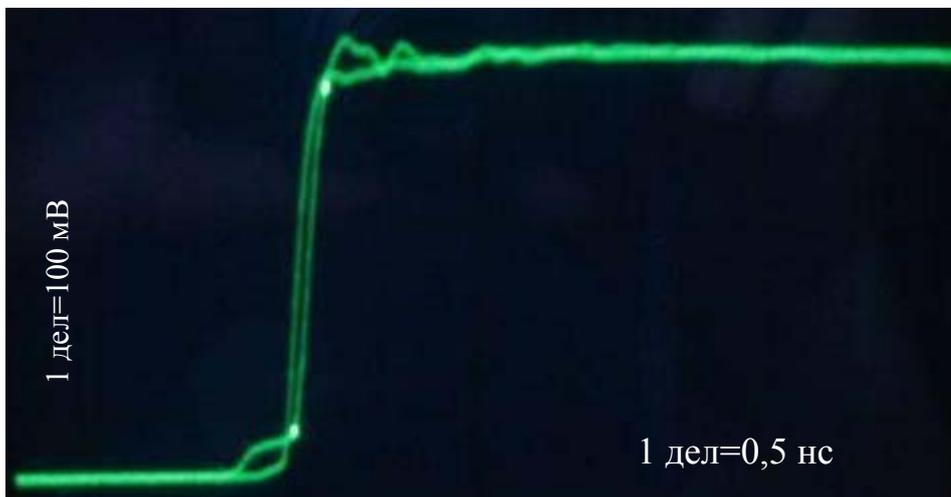


Рисунок 3.22 – Осциллограммы сигналов в конце линий из одного проводника и меандровой ( $s=0,5w$ ) при  $l=0,162$  м

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.

### 3.4. Принцип модальной фильтрации

Рассмотрим новый принцип защиты от СКИ, который основан на использовании разложения импульсного сигнала в связанных линиях передачи. Полученные формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульсного сигнала с заданными параметрами, позволяют выполнить расчет модального фильтра (МФ) [237–245].

Предлагаемый принцип модальной фильтрации можно 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.

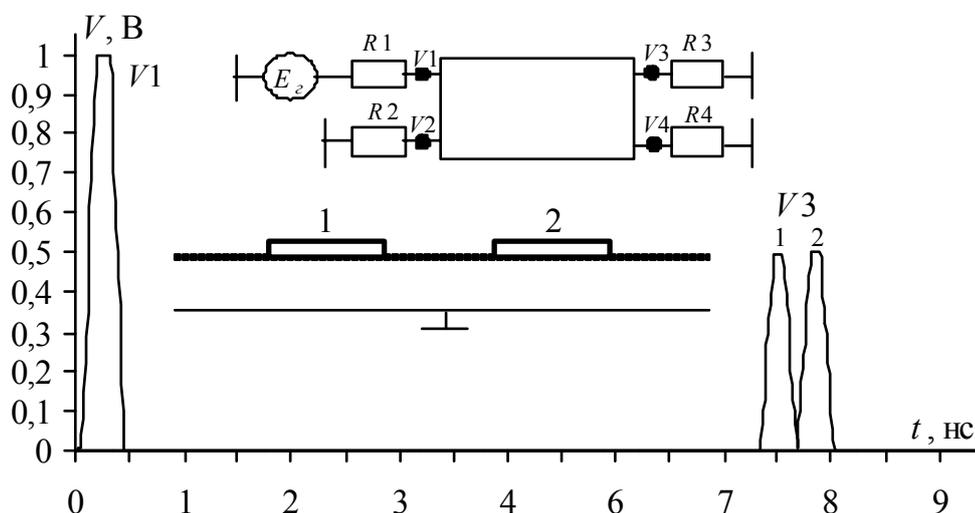


Рисунок 3.23 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Разложение импульсного сигнала в отрезке связанной линии длиной  $l$  возможно при условии, если общая длительность импульса  $t_{\Sigma}$  меньше модуля разности задержек распространения мод в линии:

$$t_{\Sigma} < l|\tau_e - \tau_o|, \quad (3.5)$$

где  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  – 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 еще одного отрезка (рисунок 3.24) приводит к тому, что импульс 1 разлагается на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разлагается 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 (см. рисунок 3.24). Таким образом, 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).

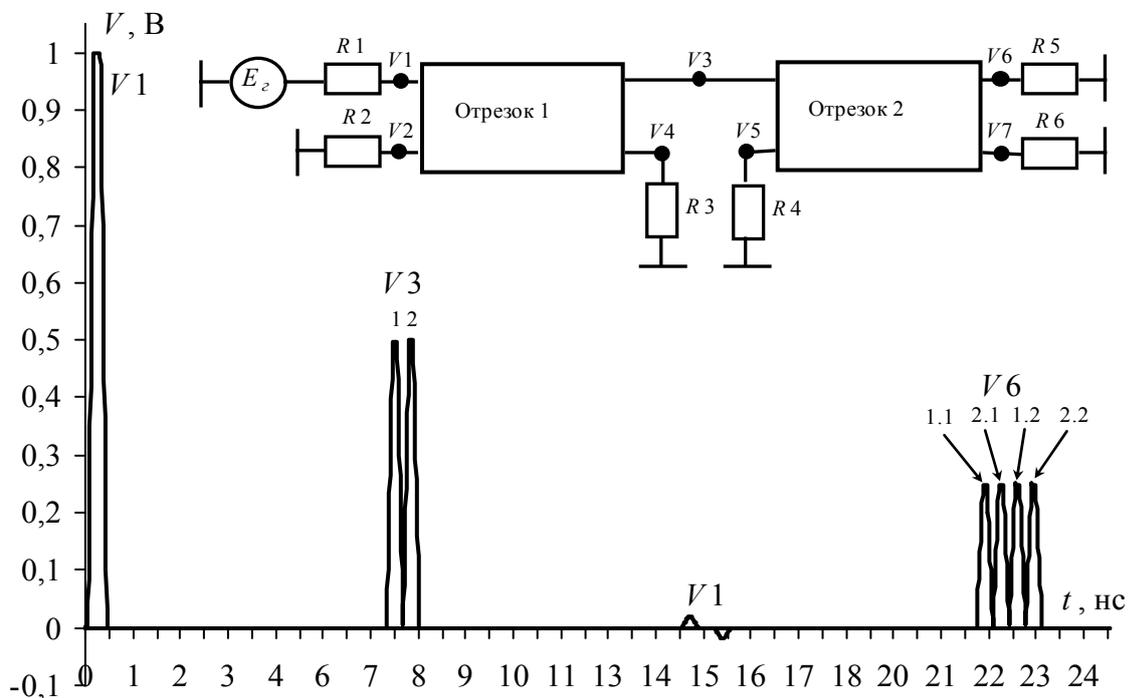


Рисунок 3.24 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

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

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

а общая длина структуры

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

Полученные формулы (3.5)–(3.7) включают число и параметры отрезков связанных линий для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчет МФ.

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

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad (3.8)$$

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

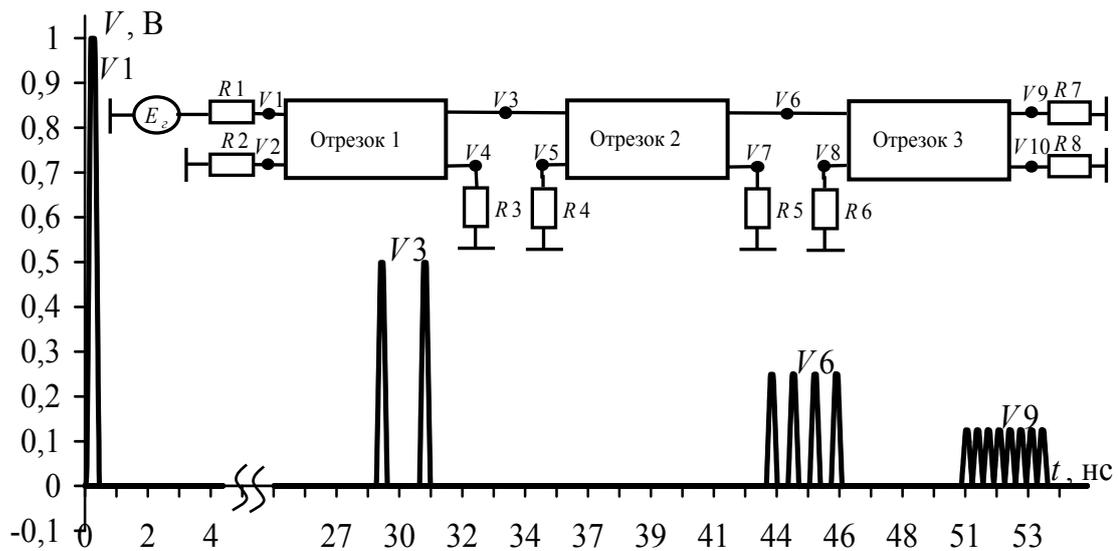


Рисунок 3.25 – Разложение импульса в трех отрезках связанных линий (разность задержек мод последующего отрезка вдвое меньше, чем предыдущего)

### 3.5. Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в печатных платах

**Анализ амплитуд импульсов на выходе модального фильтра.** Принцип модальной фильтрации основан на уменьшении амплитуды сигнала за счет его разложения, поэтому проводится теоретический анализ амплитуд импульсов на выходе МФ.

Для получения условия выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе МФ необходимо выбрать структуры исследуемых связанных линий, определить необходимые параметры для них, а также выбрать граничные условия и проверить их. Для этого важна степень электромагнитной связи между проводниками линий. В качестве объекта исследования выбраны линии с сильной (рисунок 3.26,*а*) и слабой (рисунок 3.26,*б*) связью. Установлено, 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*).

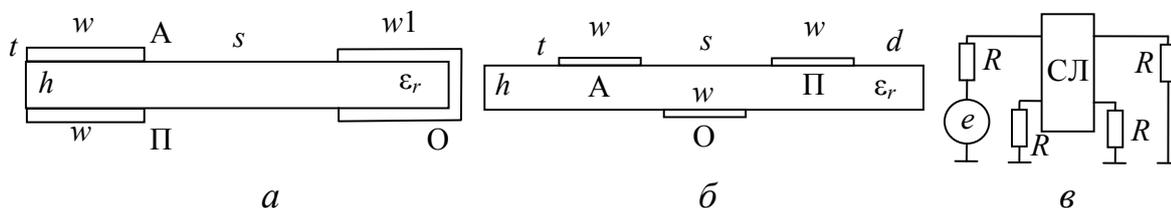


Рисунок 3.26 – Поперечное сечение структур с сильной (*а*) и слабой (*б*) связью и схема включения связанных линий (*в*)

Параметры для структуры с сильной связью (см. рисунок 3.26,*а*):  $t=105$  мкм – толщина всех проводников;  $w=1$  мм – ширина активного и пассивного проводников;  $w_1=1,15$  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 (см. рисунок 3.26,*б*):  $t=105$  мкм,  $d=w=1$  мм,  $s=0,4$  мм. Толщина диэлектрических подложек исследуемых структур  $h=0,29$  мм, диэлектрическая проницаемость подложек  $\epsilon_r = 5$ . Для них вычислены погонные матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$ , а из них – матрица характеристических импедансов  $\mathbf{Z}$  и значения импедансов четной ( $Z_e$ ) и нечетной ( $Z_o$ ) мод (таблица 3.9).

Таблица 3.9 – Значения коэффициентов матрицы  $\mathbf{Z}$ , импедансов четной и нечетной мод

Связь линий	$Z_{11}$ , Ом	$Z_{12}$ , Ом	$Z_e$ , Ом	$Z_o$ , Ом	$(Z_e Z_o)^{1/2}$ , 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, амплитуда 1000 В. Вначале рассмотрим псевдосогласованный вариант: сопротивления резисторов  $R$  равны значению диагональных коэффициентов ( $Z_{11}=Z_{22}$ ) матрицы  $\mathbf{Z}$  [246]. 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 того, уменьшается амплитуда напряжения в начале линии (с 490 до 360 В). Следовательно, необходим другой способ выбора значения  $R$ .

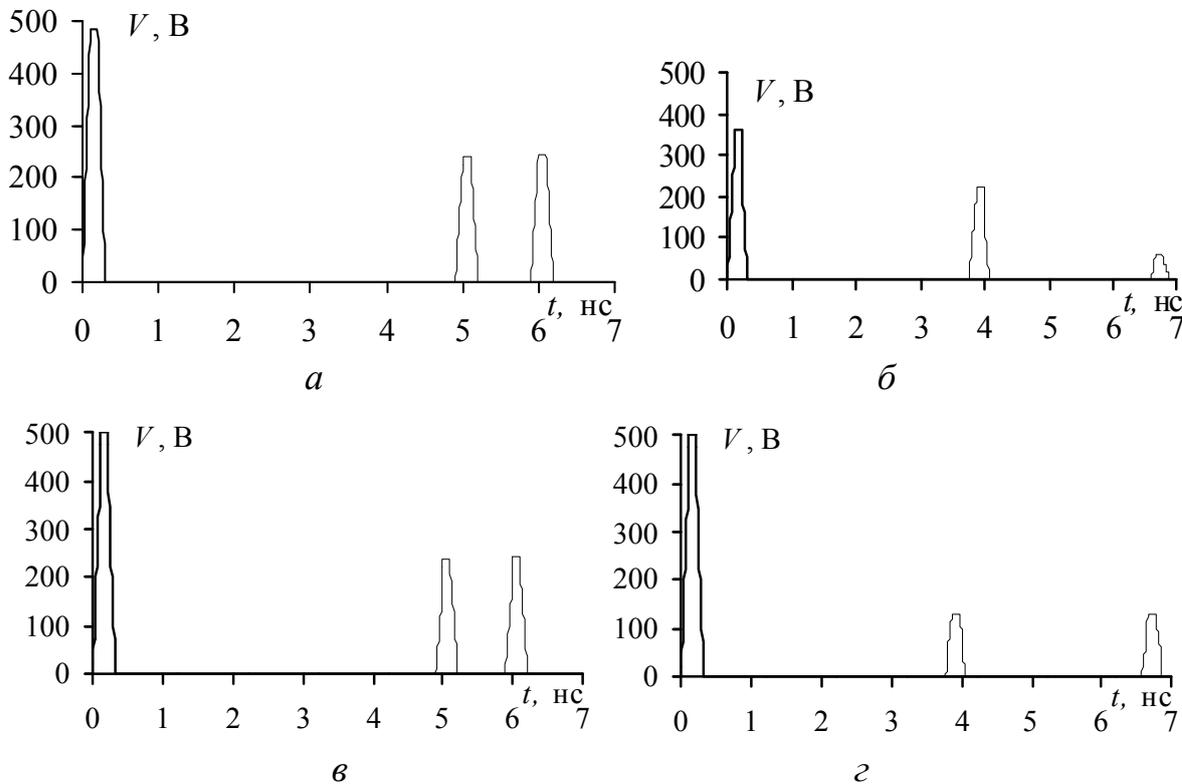


Рисунок 3.27 – Сигнал в начале (—) и конце (---) активного проводника структур со слабой связью: а –  $R=Z_{11}$ , в –  $R=(Z_e Z_o)^{1/2}$ ; с сильной связью: б –  $R=Z_{11}$ , г –  $R=(Z_e Z_o)^{1/2}$

Получено аналитическое выражение для значения сопротивления  $R$ , обеспечивающего равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. Используя аналитическое выражение для амплитуд (нормированных к амплитуде э.д.с. генератора) импульсов четной и нечетной мод в конце связанных линий [247]

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

где

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

и приравняв их, после алгебраических преобразований получим

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

что совпадает с известным условием согласования связанных линий [248] и определяется как среднегеометрическое значение импедансов четной и нечетной мод. С помощью выражения (3.11) вычислен временной отклик для структур со слабой (см. рисунок 3.27,в) и сильной (см. рисунок 3.27,г) связью. Использование значения  $R$ , равного диагональному коэффициенту матрицы  $\mathbf{Z}$ , приводит к неравенству амплитуд импульсов на выходе МФ, особенно значительному для структур с сильной связью (см. рисунки 3.27,а, 3.27,б); если  $R$  равно среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод, то при разложении получаются импульсы с равными амплитудами (см. рисунки 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 структуры с сильными связями.

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

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

По 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)  $V_0 = E_0/2$ , то обозначив напряжение на нагрузке в цепи с фильтром  $V_1$ , получим коэффициент ослабления в одном отрезке:

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

а используя обозначение  $k = (Z_e/Z_o)^{1/2}$  [249], получим

$$V_0/V_1 = (k+1)^2 / (2k) = k/2 + 1 + 1/(2k). \quad (3.14)$$

Из соотношения (3.14) следует, если  $k \rightarrow 1$  (слабая связь), то коэффициент ослабления  $V_0/V_1 \rightarrow 2$ . Однако если  $k \gg 1$ , то слагаемое  $1/(2k) \rightarrow 0$ , следовательно,  $V_0/V_1 = k/2 + 1$ .

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

$$V_0/V_n = 20 \lg \left[ (k+1)^2 / (2k) \right]^n. \quad (3.15)$$

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.

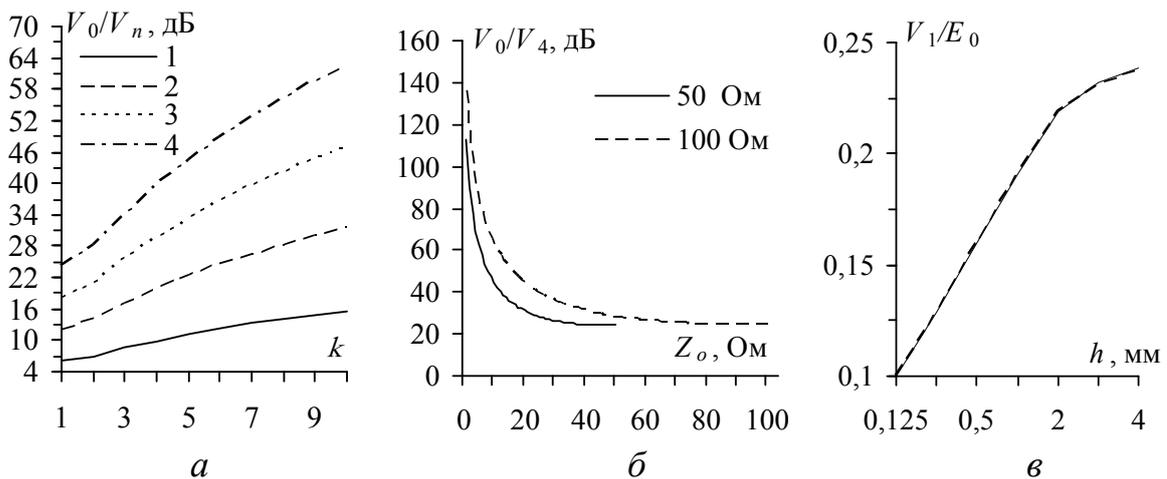


Рисунок 3.28 – Зависимости  $V_0/V_n$  от  $k$  для  $n=1, 2, 3, 4$  (а) и  $V_0/V_4$  от  $Z_o$  для разных значений  $R=(Z_e Z_o)^{1/2}$  (б);  $V_1/E_0$  от  $h$  (в): — моделирование, -- расчет

Из рисунка 3.28,а видно, что при увеличении  $k$  коэффициент ослабления растет. Поэтому актуально увеличение  $k$ . Из рисун-

ка 3.28,б следует 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 (см. рисунок 3.26,а) на импедансы четной  $Z_e$  и нечетной  $Z_o$  мод, а также на амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Оценка проводилась посредством формулы (3.12) и моделированием в TALGAT. Параметры поперечного сечения:  $w=w_1=1$  мм,  $s=4$  мм,  $t=105$  мкм,  $h=0,125, \dots, 4$  мм,  $\varepsilon_r = 5$ . 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	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , 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 моделирования временного отклика на импульс с амплитудой э.д.с. генератора 1 В, подаваемый между активным и опорным проводниками, и вычисленных по формуле (3.12), представлено на рисунке 3.28,в. Видно, 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. обеспечить 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 найдено важное для модальной фильтрации условие выбора резистивных нагрузок на концах отрезка МФ, которое позволяет получить равные амплитуды импульсов на выходе МФ. Кроме того, получено выражение для коэффициента ослабления на каскад МФ через импедансы четной и нечетной мод линии.

**Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации.** Для совершенствования модальной фильтрации предлагается использовать зеркальную симметрию [250]. За основу взята структура, изображенная на рисунке 3.26,б (далее структура 1).

Зеркально-симметричная структура относительно плоскости  $\alpha$ , которая проходит через проводник 3, представлена на рисунке 3.29 (далее структура 2). Она отличается от структуры 1 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.

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 характеристиками.

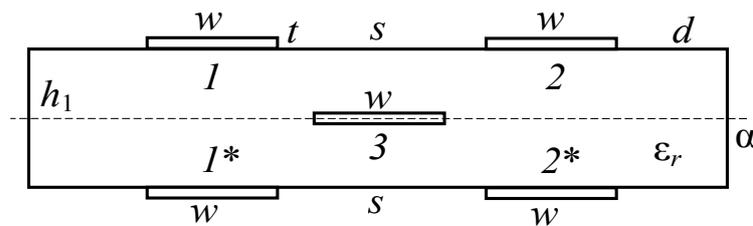


Рисунок 3.29 – Поперечное сечение структуры 2

Для выполнения анализа вычислили матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции при  $s = 0,4$  мм,  $w = 0,3$  мм,  $t = 105$  мкм,  $h_1 = 1,105$  мм,  $\epsilon_r = 5$ :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 75 & -11,4 & -18,6 & -2,4 \\ -11,4 & 75 & -2,4 & -18,6 \\ -18,6 & -2,4 & 75 & -11,4 \\ -2,4 & -18,6 & -11,4 & 75 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 580,3 & 247,5 & 206,2 & 168,2 \\ 247,5 & 580,3 & 168,2 & 206,2 \\ 206,2 & 168,2 & 580,3 & 247,5 \\ 168,2 & 206,2 & 247,5 & 580,3 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}$$
(3.16)

Затем определили вектор погонных задержек мод, матрицы характеристического импеданса и собственных векторов произведения матриц  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{C}$  (3.16):

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 7,2 \\ 5,1 \\ 5,5 \\ 6,2 \end{bmatrix} \text{нс/м}; \quad \mathbf{Z}_c = \begin{bmatrix} 92 & 29 & 28,5 & 19 \\ 29 & 92 & 19 & 28,5 \\ 28,5 & 19 & 92 & 29 \\ 19 & 28,5 & 29 & 92 \end{bmatrix} \text{Ом}; \quad (3.17)$$

$$\mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & -0,5 \end{bmatrix}.$$

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, установлено, 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 вычислена при условии, что источник э.д.с. амплитудой 1 В подключен между проводниками 1 (активный) и 3 (опорный) и согласованы моды отрезка линии передачи:

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

Из вектора  $\boldsymbol{\tau}$  следует, что минимальное значение разности погонных задержек мод равно 0,4 нс/м. Следовательно, полное разложение импульсного сигнала длительностью  $t_\Sigma$  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 э.д.с. источника. Можно предположить, что эти амплитуды не изменяются значительно при нагрузках на концах проводников, равных диагональному значению  $Z_c$ . Для подтверждения вычислены формы сигнала в начале и конце активного проводника (проводник 1 на рисунке 3.29).

При вычислении форм сигнала в структуре 2 использовалась схема, изображенная на рисунке 3.30. Она содержит восемь резисторов с сопротивлением 92 Ом и источник сигналов, который подключен 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  $l = t_\Sigma/0,4 \text{ нс/м} = 0,3 \text{ нс}/0,4 \text{ нс/м} = 0,75 \text{ м}$  показаны 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  $t_\Sigma = 0,3 \text{ нс}$ , а амплитуда – 1 В).

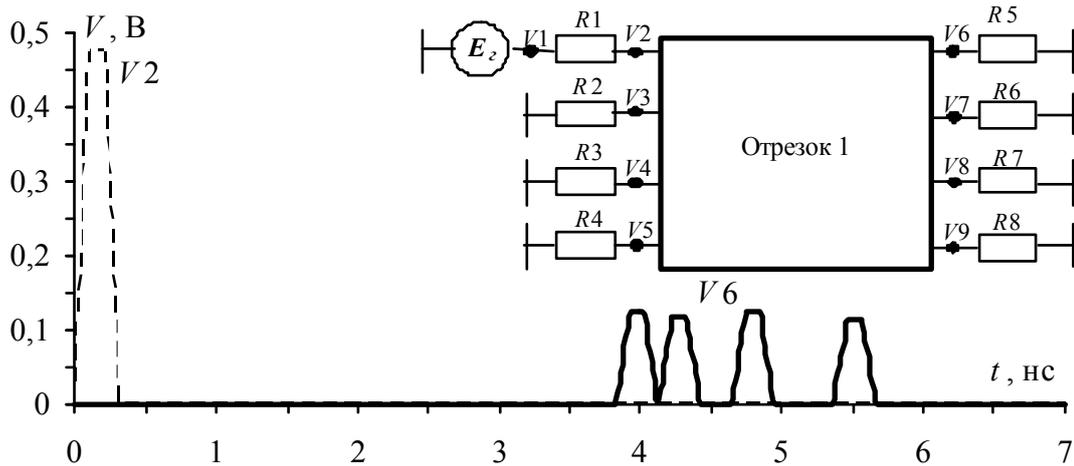


Рисунок 3.30 – Схема и формы сигнала в начале и конце проводника 1 для структуры 2

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

Сравним результаты для структур 1 и 2. Для структуры 1 разложение сигнала возможно при условии  $t_\Sigma/l < 1 \text{ нс/м}$ , 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  $t_{\Sigma} = 0,3$  нс общая длина для структуры 1 будет  $l_1 + l_2 = 0,3 + 0,6 = 0,9$  м (длины двух отрезков линии передачи), а длина для структуры 2  $l = 0,75$  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).

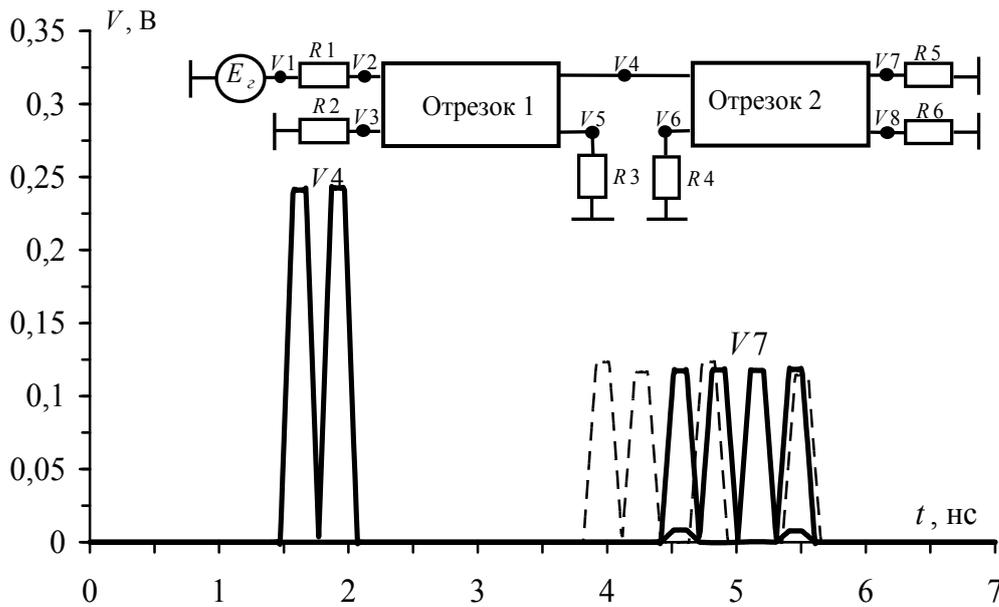


Рисунок 3.31 – Формы сигнала в конце активного проводника для структур 1 (—) и 2 (---)

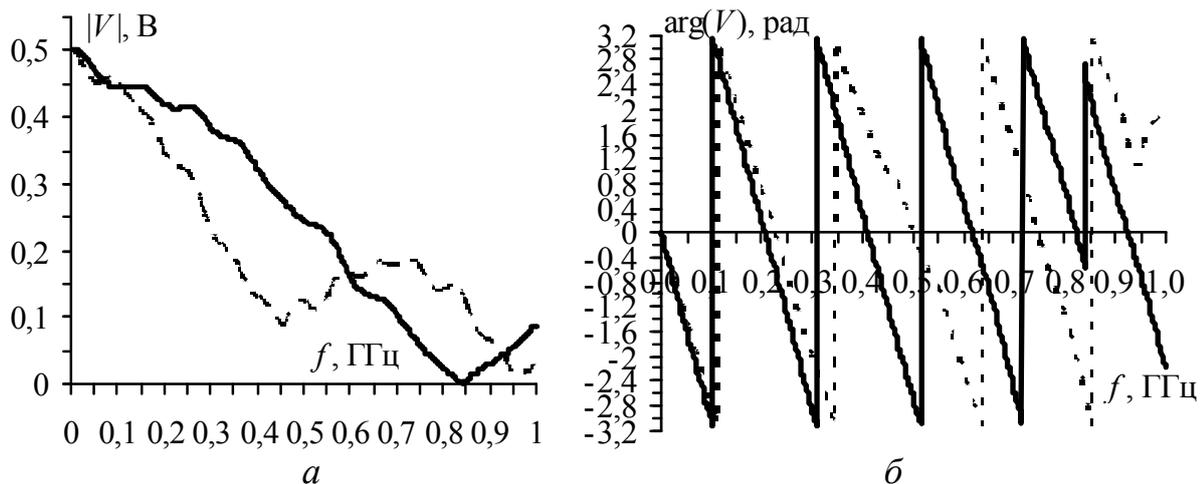


Рисунок 3.32 – Модуль (а) и фаза (б) частотного отклика для структур 1 (—) и 2 (---)

Таким образом, исследована зеркально-симметричная структура для реализации модальной фильтрации. Минимальная разность по-

гонных 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 амплитуды э.д.с. источника. Кроме того, длина одиночного отрезка четырехпроводной структуры в 1,2 раза меньше, чем общая длина двухкаскадной двухпроводной структуры при одинаковых амплитудах на выходе.

Проверим экспериментально возможность модальной фильтрации в ПП. Состав экспериментальной установки: осциллограф вычислительный комбинированный С9-11 [251], макеты ПП.

Макеты ПП изготовлены из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 5,4$  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); на 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).

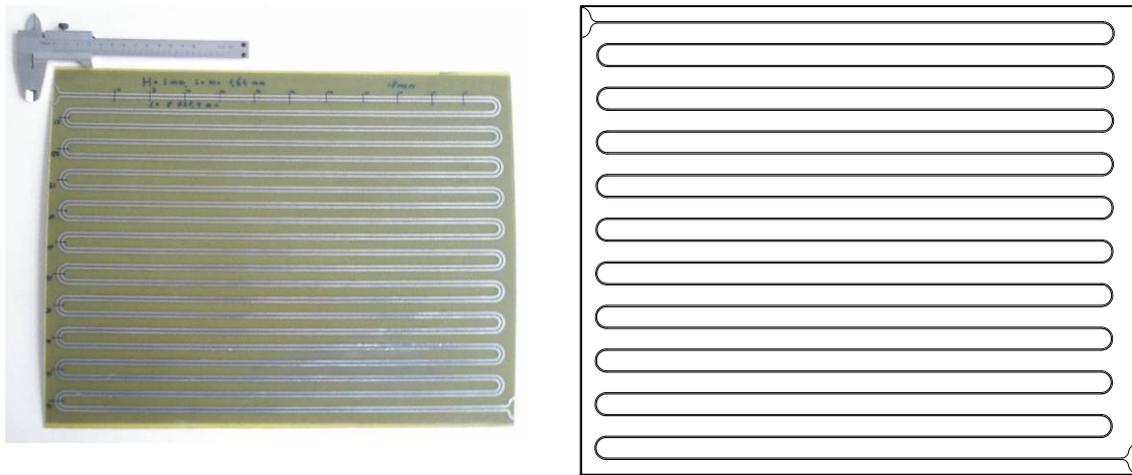
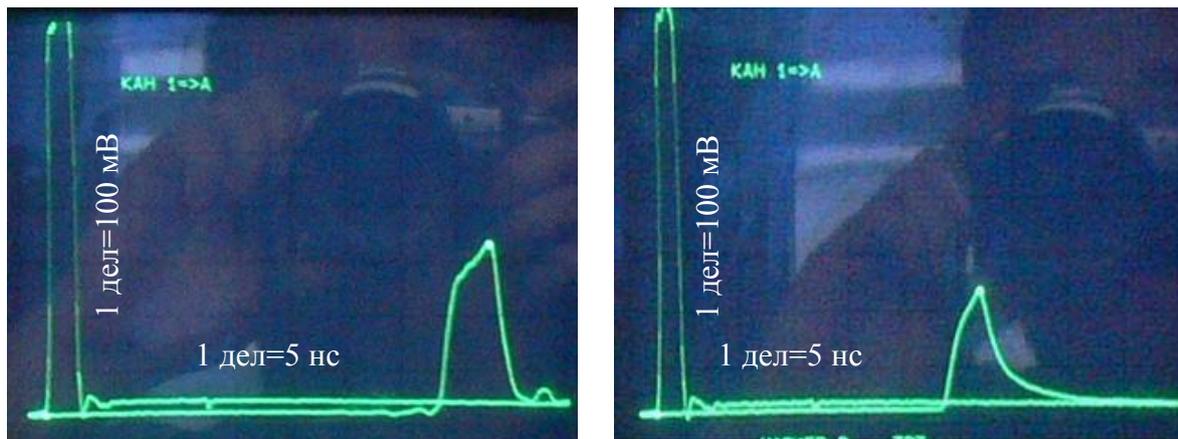


Рисунок 3.33 – Фотография ПП 1 (а) и фотошаблон платы 2 (б)

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  $t_{\Sigma} = 3,5$  нс) длительность импульса в конце активного проводника увеличилась более чем в 2 раза –

$t_{\Sigma}=7,2$  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  $t_{\Sigma}= 2,8$  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.

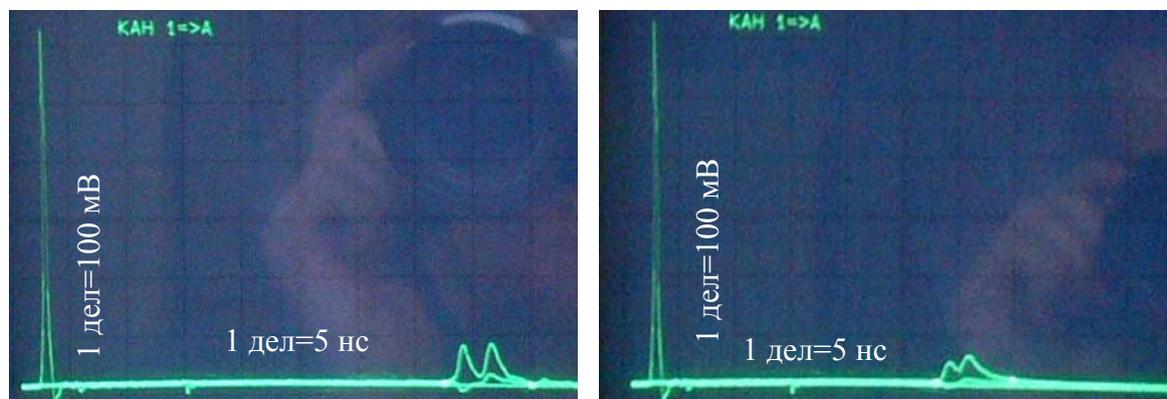


*а*

*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 –  $t_{\Sigma}= 1,4$  нс). Полученные осциллограммы представлены на рисунке 3.35.



*а*

*б*

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 результатов эксперимента видно, что происходит разложение исходного импульса на два импульса. Амплитуды импульсов разложения уменьшаются из-за потерь и дисперсии более чем в 2 раза: для платы 1 они равны 80 и 85 мВ, а для платы 2 – 58 и 71 мВ. Таким образом, подтверждена возможность разложения сигналов в структурах ПП. Следовательно, подобные структуры можно использовать для создания МФ.

### 3.6. Теоретические и экспериментальные исследования модальной фильтрации в кабелях

Представим результаты теоретических и экспериментальных исследований, подтверждающих возможность реализации модальной фильтрации в кабелях [252–271].

Рассмотрим 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 разделены на две группы: с воздушными промежутками (рисунок 3.36,*а*, *б*) и со сплошным диэлектрическим заполнением (рисунок 3.36,*в*).

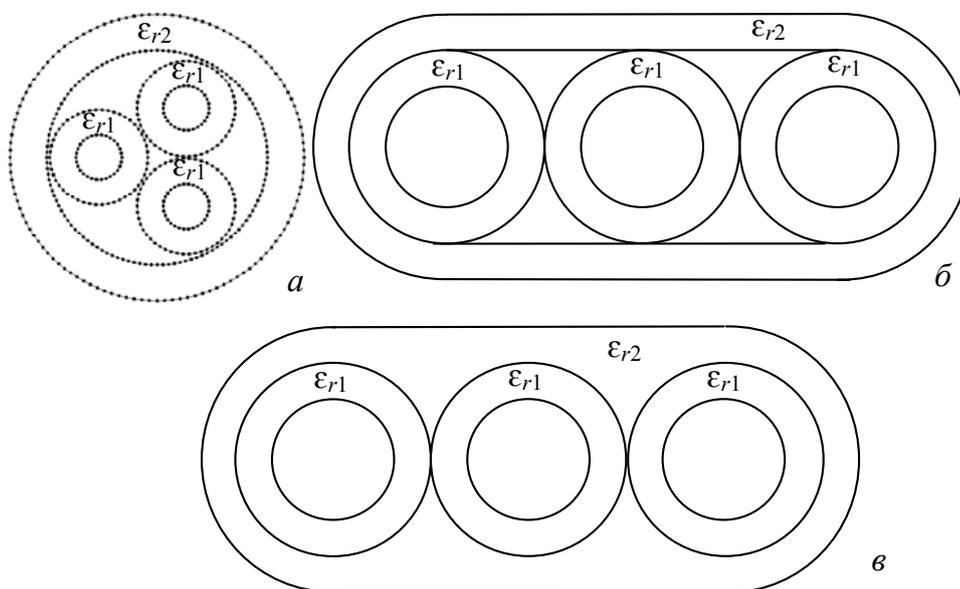


Рисунок 3.36 – Поперечное сечение круглого (*а*) и плоских (*б*, *в*) кабелей

Для оценки возможности модальной фильтрации в кабелях необходимо знать значения погонных задержек мод и их разности.

Поэтому выполним анализ этих параметров для некоторых марок кабелей.

Для кабеля ТРП-3×0,5 зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$  и  $\tau_1-\tau_2(\text{—})$  от  $\epsilon_r$  оболочки приведены на рисунке 3.37,а. При материале оболочки из поливинилхлоридного (ПВХ) пластика ( $\epsilon_r = 3$ ) разность погонных задержек мод составляет примерно 0,4 нс/м.

Для кабеля RJ-12 зависимости  $\tau_1(\dots)$ ,  $\tau_2(\text{---})$ ,  $\tau_3(\text{—})$  от относительной диэлектрической проницаемости оболочки кабеля ( $\epsilon_{r2}$ ) при относительной диэлектрической проницаемости оболочки проводов из ПВХ ( $\epsilon_{r1}=3$ ) приведены на рисунке 3.37,б. Как видно, при материале оболочки кабеля из того же ПВХ ( $\epsilon_{r2}=3$ ) 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  $\epsilon_{r2}$  при  $\epsilon_{r1}=3$  для  $N=2(\dots)$ ,  $N=3(\text{---})$ ,  $N=4(\text{—})$  приведены на рисунке 3.37,в. Видно, что с ростом  $N$  минимум максимальной разности погонных задержек мод увеличивается, но характер зависимостей различен.

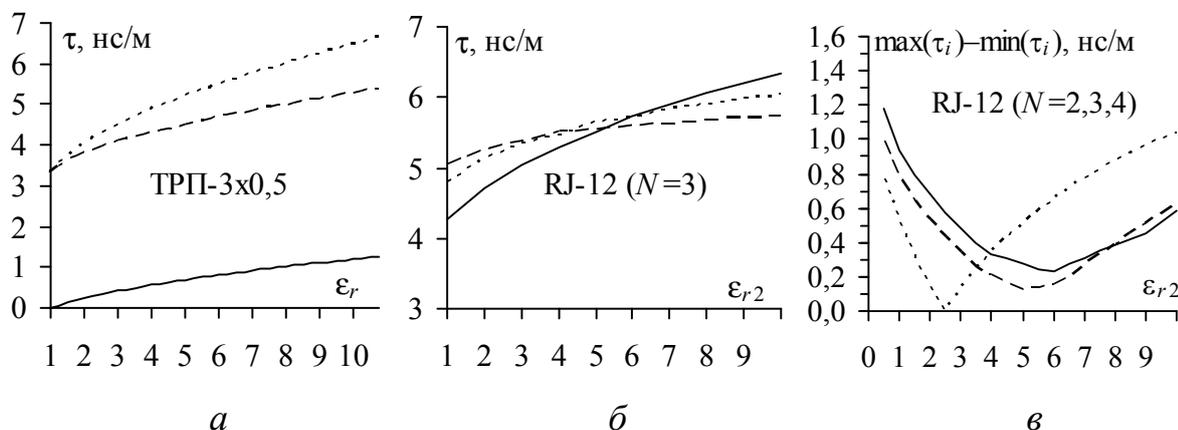


Рисунок 3.37 – Зависимости погонных задержек мод (а, б) и их максимальной разности (в) от  $\epsilon_{r2}$

Для кабелей NUM (см. рисунок 3.36,а) и АПУНП (см. рисунок 3.36,б) были вычислены значения погонных задержек мод и их разности для  $\epsilon_{r2}=1,2, \dots, 20$  при  $\epsilon_{r1}=3$ . Внешняя среда – воздух. В результате установлено, 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 ( $\epsilon_{r2}=3$ ) 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  $\epsilon_r = 3$ , приведены в таблице 3.11. Видно, что у плоских кабелей разность 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.

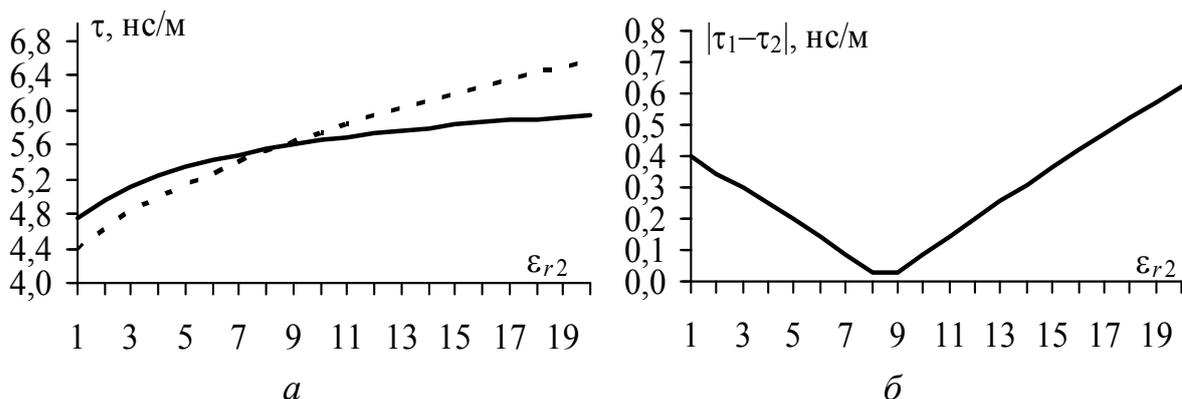


Рисунок 3.38 – Зависимость погонных задержек (а) и модуля их разности (б) от  $\epsilon_{r2}$  для кабеля на рисунке 3.36,б

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

Параметр	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
$\tau_1$ , нс/м	5,090	4,977	5,048	5,063	5,602	5,594
$\tau_2$ , 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 вычислены формы сигнала. Длина кабеля выбиралась из условия (3.5). Исследовались 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 кабелей 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.

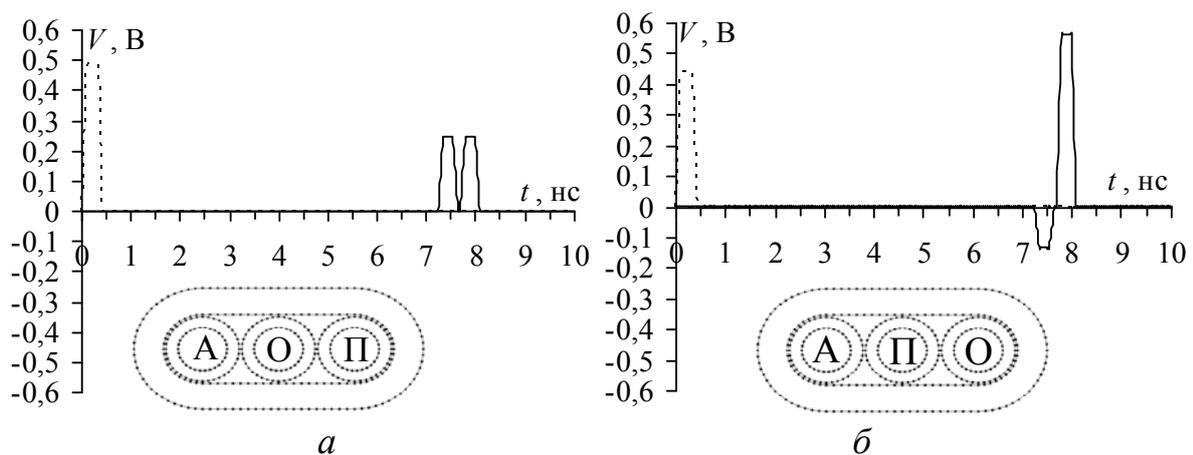


Рисунок 3.39 – Формы сигнала в начале (---) и конце (—) активного проводника кабеля АПУНП ( $E_0=1$  В,  $t_r = t_f=100$  пс,  $t_d=200$  пс,  $l=1,5$  м)

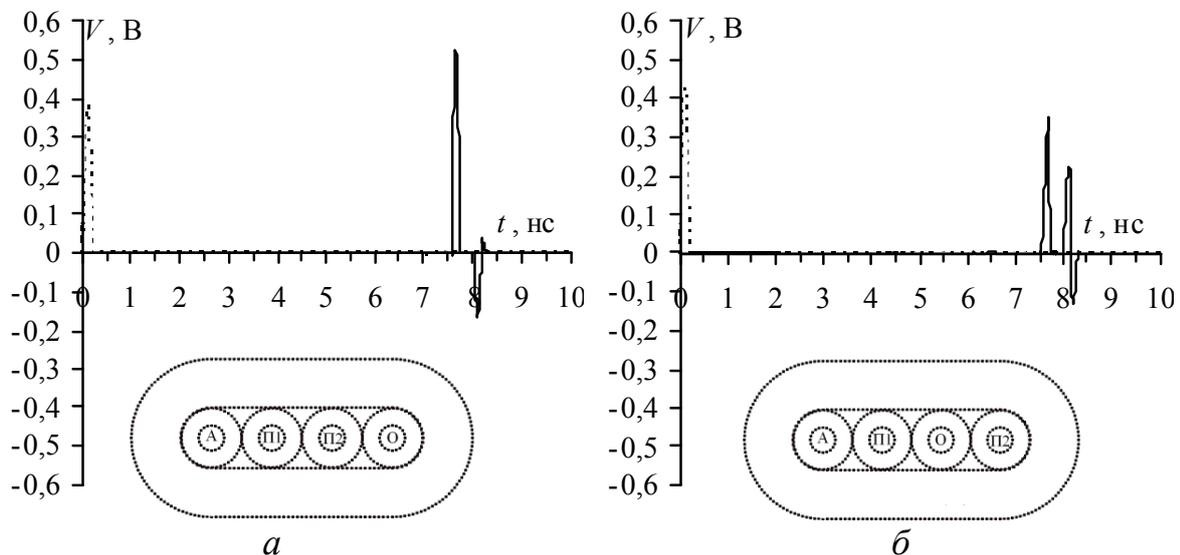


Рисунок 3.40 – Формы сигнала в начале (---) и конце (—) активного проводника кабеля RJ-12 ( $E_0=1$  В,  $t_r = t_f=100$  пс,  $t_d=10$  пс,  $l=1,5$  м)

Анализ рисунков показывает, что когда опорный проводник расположен между активным и пассивным проводниками, к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половин-

ной) амплитуды и полярности (см. рисунок 3.39,а). В остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Для кабеля RJ-12 получены в некоторых вариантах два импульса, а в других – три (см. рисунок 3.40). (Можно отметить, что две погонные задержки мод  $\tau_2$  и  $\tau_3$  при  $\epsilon_{r,2} = 3$  почти равны (см. рисунок 3.37,в), так как они различаются всего на 40 пс.) Следовательно, количество наблюдаемых импульсов и их амплитуда в конце отрезка плоского кабеля зависят от расположения активного, пассивного и опорного проводников, а также от коэффициентов отражения каждой моды.

Далее исследовалось влияние изменений граничных условий на концах активного и пассивного проводников. 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.

Полученные результаты показывают, что при рассогласовании отрезков кабеля разложение импульса сохраняется. Рассогласование влияет на соотношение амплитуд импульсов разложения и на появление отраженных 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 отраженных сигналов, которые приходят в начало и конец 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 импульса меньше первого с теми же соотношениями.

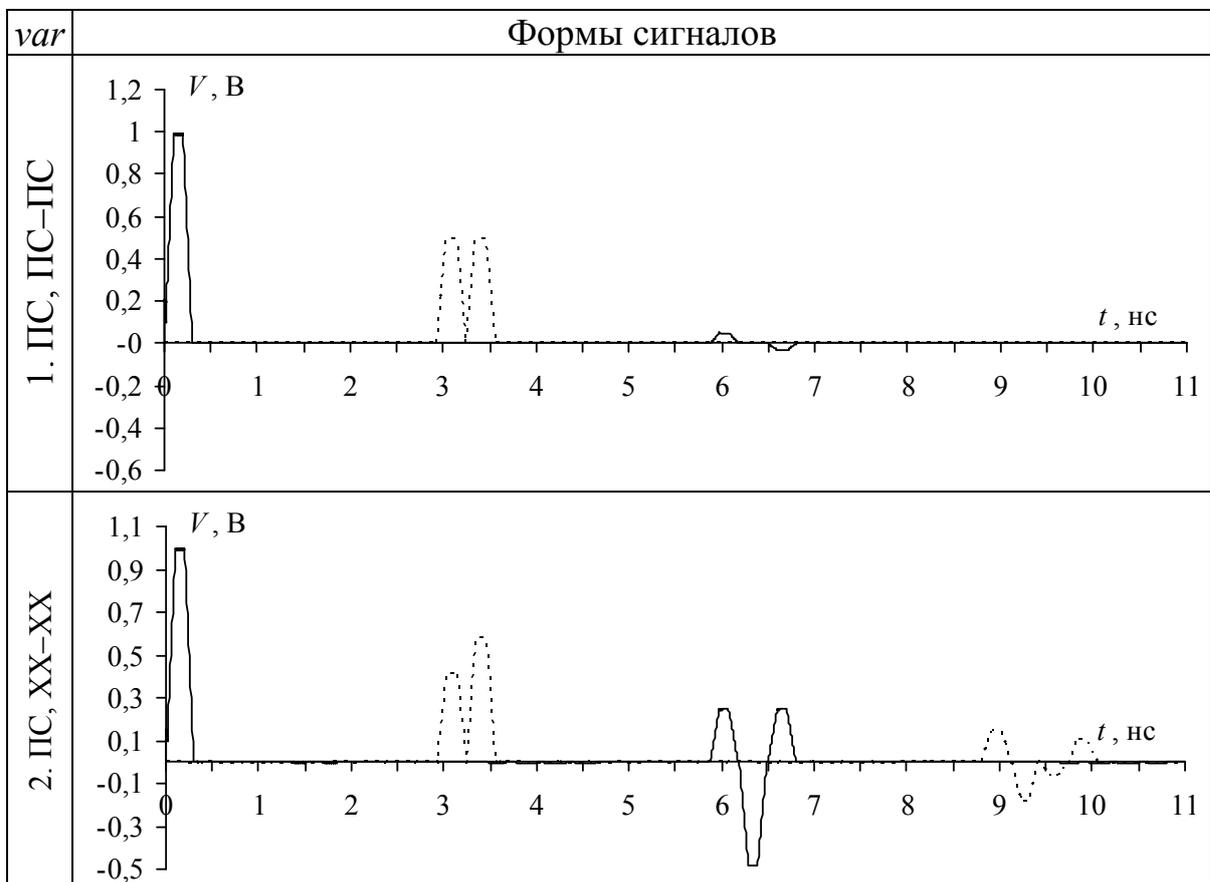
Варианты 6, 9 и 10 дают результаты, по характеру одинаковые с вариантами 1, 4 и 5, с равными амплитудами. Здесь амплитуды импульсов в 2,5 раза меньше, чем у импульса на входе.

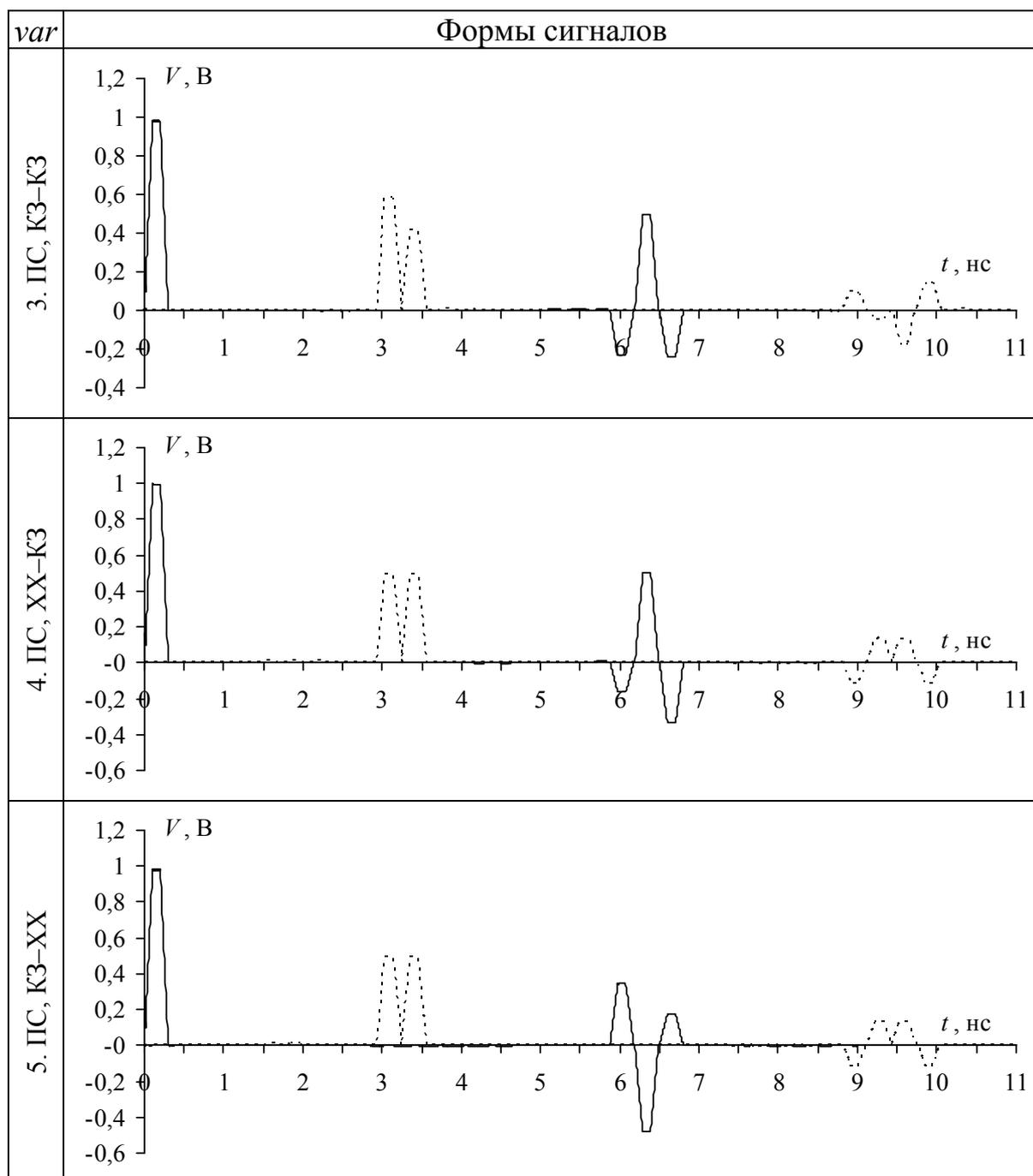
Характер результатов вариантов 7 и 8 совпадает с вариантами 2 и 3 соответственно. Амплитуда первого импульса варианта 7 меньше амплитуды второго импульса на 35 %. Амплитуда первого импульса составляет 30 % от импульса на входе, а амплитуда второго – 47 %. Для варианта 8 эти соотношения инвертируются.

Также исследовано влияние рассогласования в структурах из двух и трех последовательно соединенных 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. Установлено, что эффект последовательного разложения сохраняется. Некоторые сигналы, полученные при делении входного импульса, имеют характер изменения амплитуд, противоположный сигналам других вариантов. Пример такого случая представлен на рисунке 3.42.

Таблица 3.12 – Формы сигнала в начале ( $V_1 -$ ) и конце ( $V_3 \dots$ ) активного проводника для вариантов 1–5 рассогласования одиночного отрезка кабеля ПУГНП 3×2,5





Ниже представлены результаты эксперимента, выполненного с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11 [272–275]. Получены осциллограммы и измерены параметры импульсных сигналов в начале и конце активного проводника кабеля. Проведено сравнение результатов эксперимента и моделирования.

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.)

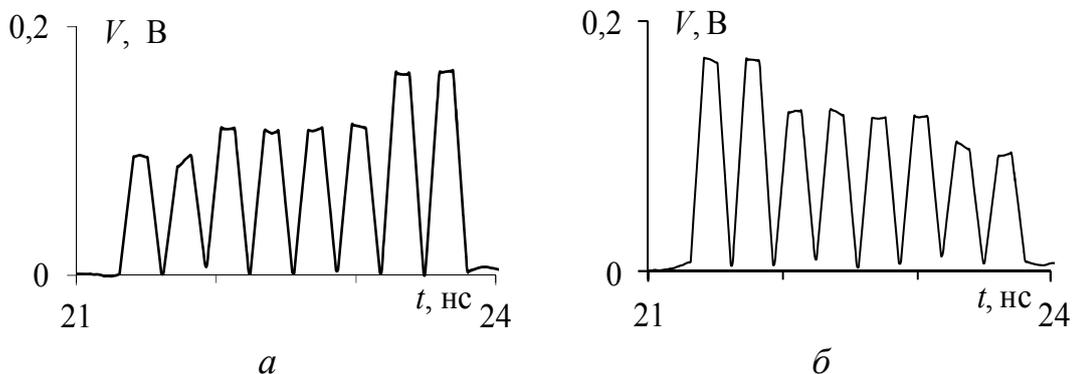


Рисунок 3.42 – Сигналы с противоположным характером изменения амплитуд импульсов разложения

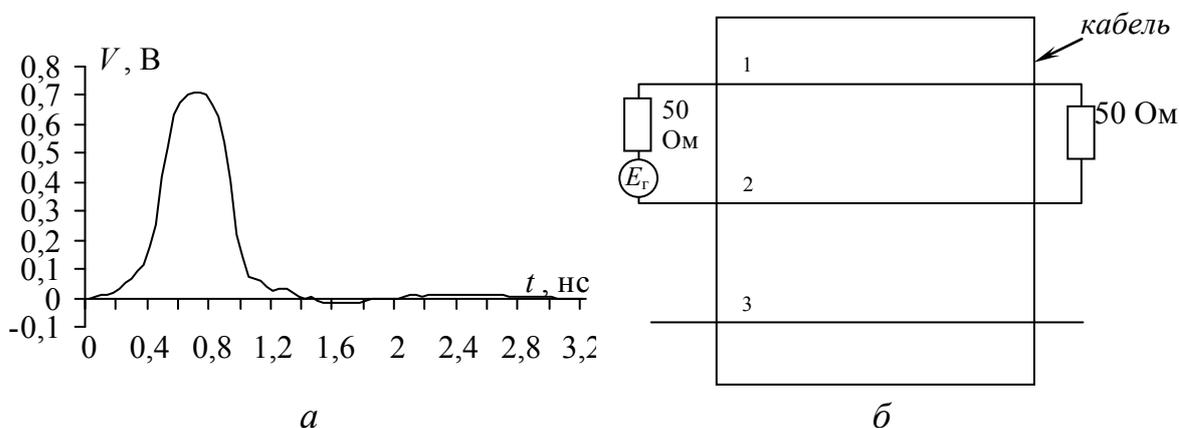


Рисунок 3.43 – Форма сигнала на выходе генератора (а) и схема соединения проводников кабеля при измерениях и моделировании (б)

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.

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.)

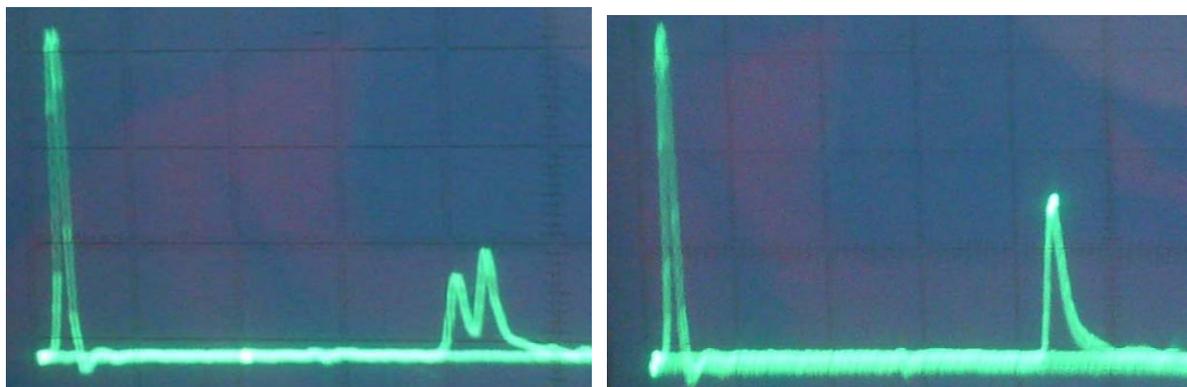


Рисунок 3.44 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) активного проводника плоского кабеля ПУГНП 3×4 (а) и круглого кабеля ПВСн 3×2,5 (б)

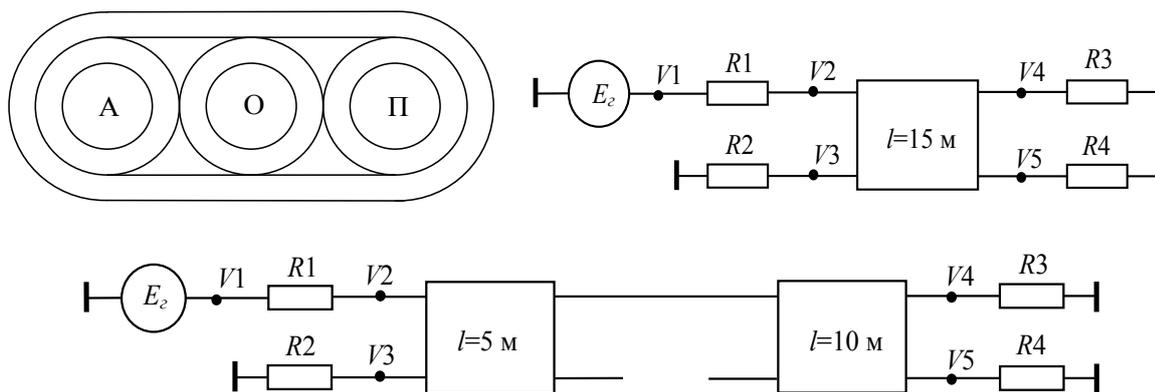


Рисунок 3.45 – Поперечное сечение кабеля ПУГНП 3×1,5 (а), принципиальная схема структуры без разрыва (б) и с разрывом (в) пассивного проводника

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.

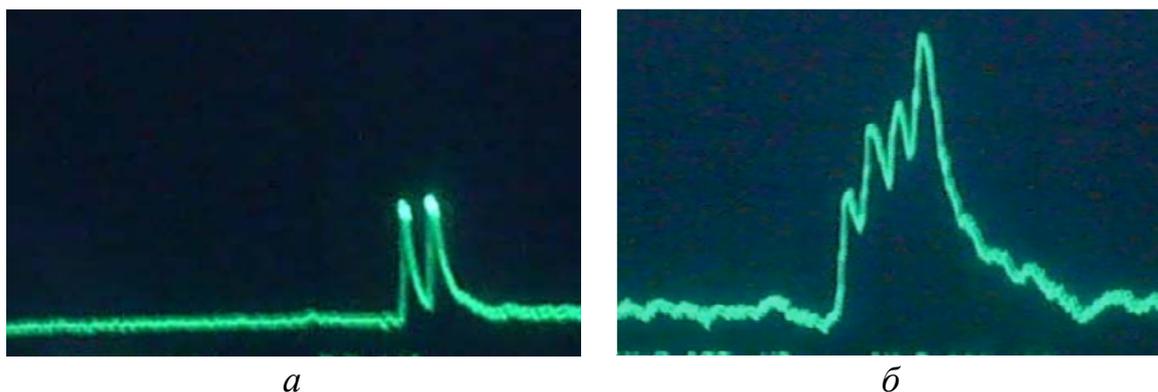


Рисунок 3.46 – Осциллограммы сигналов в конце активного проводника кабеля ПУГНП  $3 \times 1,5$  без разрыва (*а*) и с разрывом (*б*) в пассивном проводнике

Представим результаты эксперимента при изменении граничных условий на концах пассивного проводника: холостой ход, короткое замыкание. Исследовались структуры без разрыва (см. рисунок 3.45,*б*) и с разрывом (см. рисунок 3.45,*в*) пассивного проводника. Воздействие подавалось между опорным и активным проводниками. Значения  $R2$  и  $R4$  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 проводились с аттенюатором 20 дБ, а остальные – без аттенюатора. Фотографии формы и спектра исходного импульса приведены на рисунке 3.47. При измерениях горизонтальная развертка составляла 20 нс/дел., а вертикальная – 50 мВ/дел.

Рассмотрены 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. Установлено, что время задержки самой быстрой моды (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5 % для осциллографа С9-11) составляет  $72 \pm 5,4$  нс, что соответствует погонной задержке  $\tau_2$  (см. таблицу 3.11), умноженной на длину структуры ( $4,74$  нс/м  $\times 15$  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.

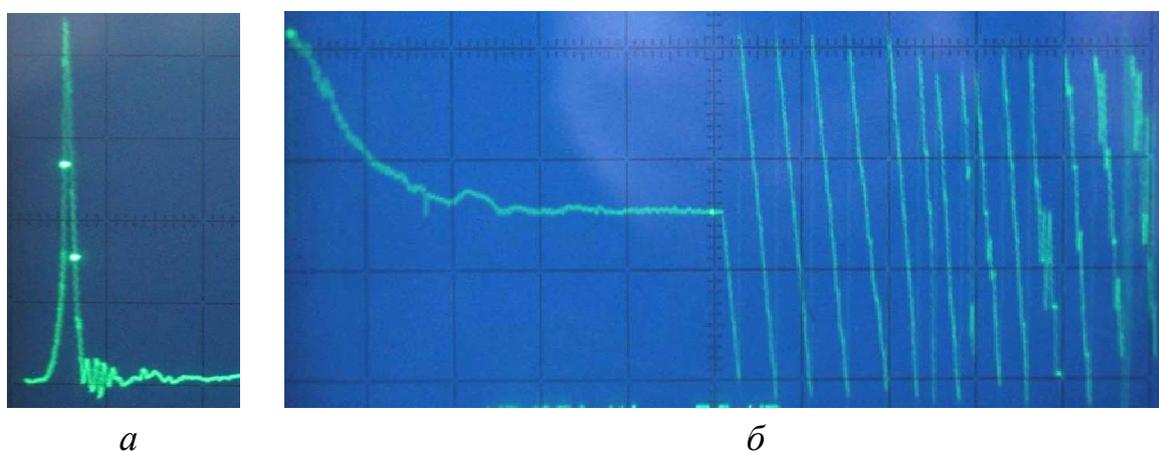


Рисунок 3.47 – Форма (а) и спектр (б) исходного импульса

Таблица 3.13 – Параметры сигналов в конце активного проводника

Параметр сигнала	Структура без разрыва			
	ХХ–ХХ	КЗ–КЗ	КЗ–ХХ	ХХ–КЗ
Амплитуда 1, мВ	112	160	138	134
Амплитуда 2, мВ	133	93	107	120
Амплитуда 3, мВ	–	–	–	–
Амплитуда 4, мВ	–	–	–	–

Окончание таблицы 3.13

Параметр сигнала	Структура с разрывом			
	ХХ–ХХ	КЗ–КЗ	КЗ–ХХ	ХХ–КЗ
Амплитуда 1, мВ	45,5	69	57	57
Амплитуда 2, мВ	75,5	79,5	65,5	93,5
Амплитуда 3, мВ	75	80	84	75
Амплитуда 4, мВ	120	93	101	108

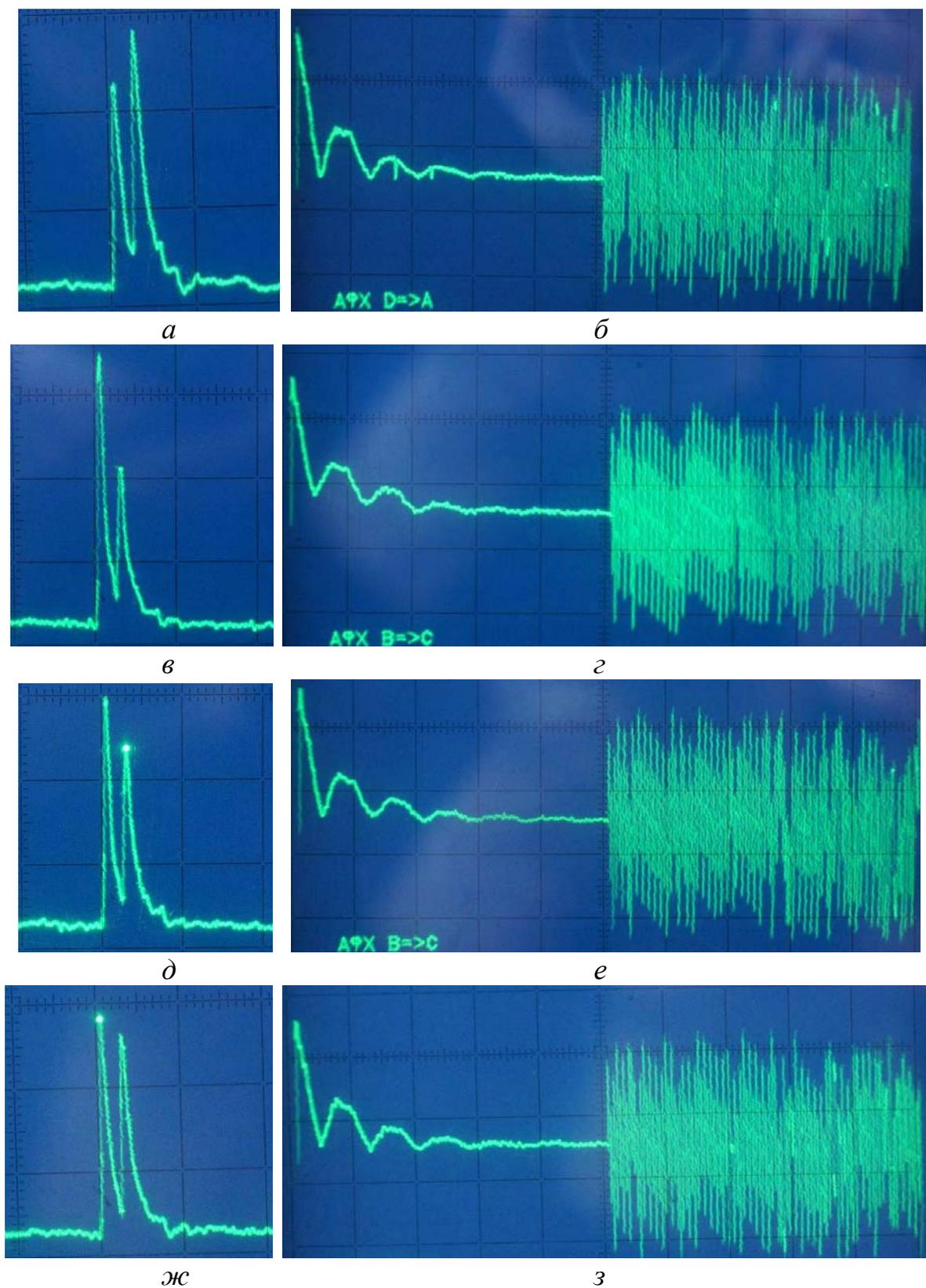


Рисунок 3.48 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры без разрыва: XX–XX (*a, б*); КЗ–КЗ (*в, г*); КЗ–XX (*д, е*); XX–КЗ (*ж, з*)

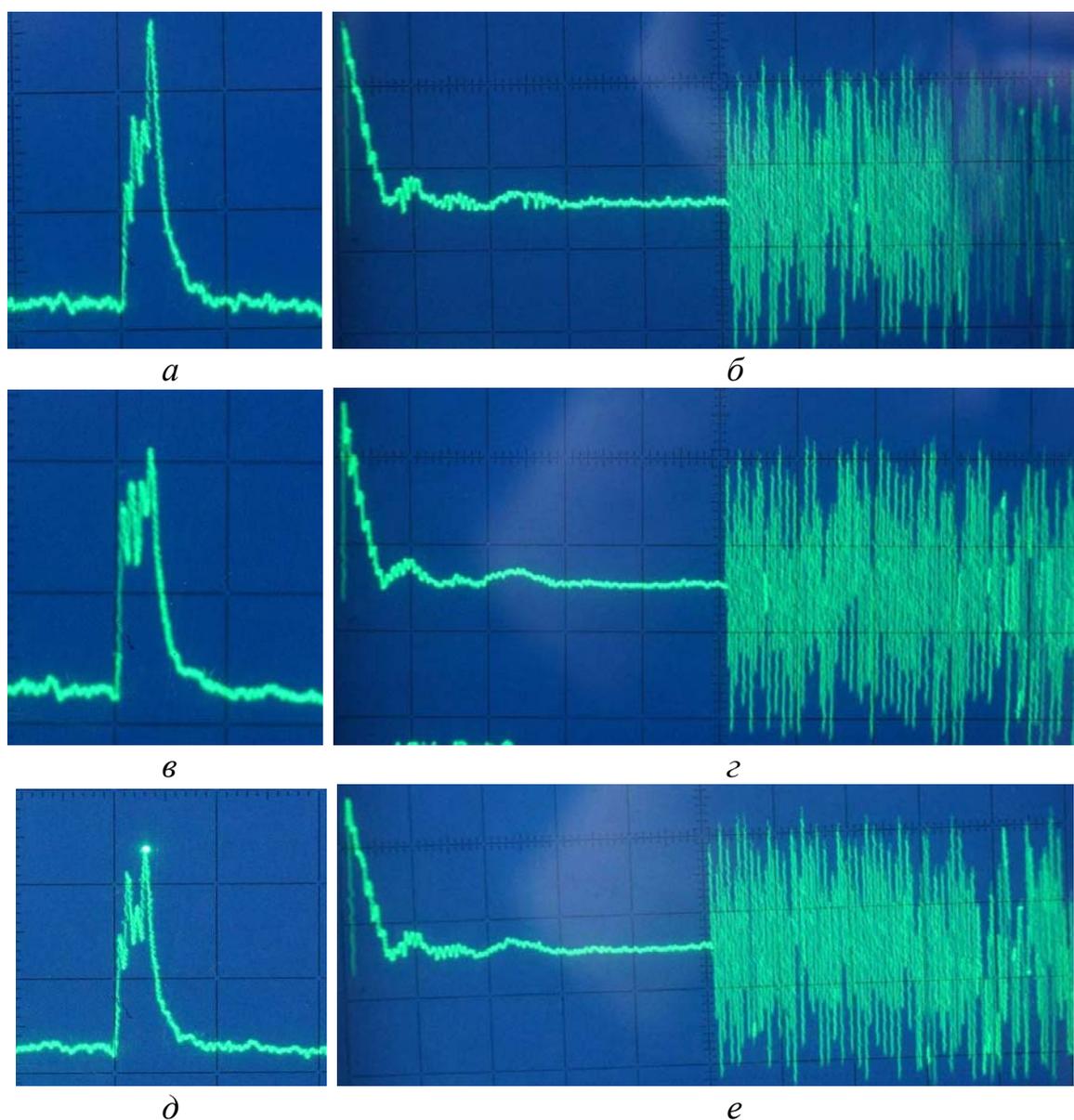


Рисунок 3.49 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры с разрывом: XX–XX (*a, б*); КЗ–КЗ (*в, г*); XX–КЗ (*д, е*)

Из полученных результатов видно, что исходный сигнал при распространении в структуре без разрыва раскладывается на два импульса.

Таким образом, подтверждается возможность разложения импульсного сигнала в плоских кабелях. При этом для варианта XX–XX амплитуда второго импульса больше, чем амплитуда первого, в 1,2 раза. При разрыве в пассивном проводнике количество импульсов увеличивается до четырех, но из-за влияния потерь и дисперсии они сливаются и максимальная амплитуда равна 120 мВ. Эти результаты подтверждают результаты моделирования. При варианте КЗ–КЗ получено, что, по сравнению со случаем XX, для структуры без разрыва амплитуда первого импульса (160 мВ) стала больше второ-

го (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 нее 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 величины амплитуд импульсов в конце активного проводника.

Далее проведем сравнение результатов моделирования и эксперимента (см. 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. Имеющиеся расхождения результатов эксперимента и моделирования можно объяснить тем, что при моделировании относительная диэлектрическая проницаемость кабелей полагалась равной 2 и не учитывалась ее дисперсия, а также потери.

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.

Видно, что амплитуды уменьшаются в 2 раза, фронты и спады становятся более пологими. Сильное влияние потерь показывает анализ чувствительности к отклонению параметров от номинальных: например, крайние значения совокупности некоторых из параметров (см. кривую (--) на рисунке 3.51) приводят к уменьшению задержки самой быстрой (четной) моды с 24 до 20 нс. Измеренное время задержки (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5 % для осциллографа С9-11) составляет  $19,9 \pm 1,5$  нс, давая правую границу задержки в 21,4 нс.

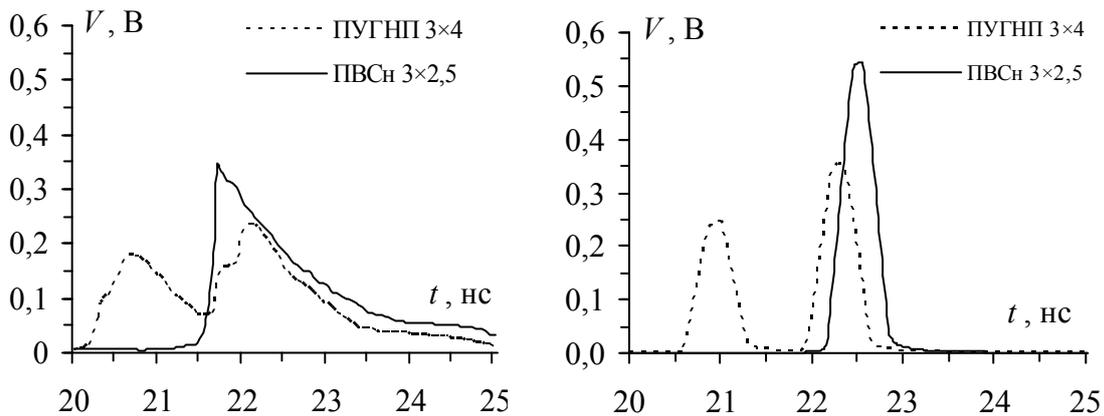


Рисунок 3.50 – Сравнение форм сигнала для плоского (ПУГНП 3×4) и круглого (ПВСн 3×2,5) кабелей: *а* – экспериментальные; *б* – вычисленные в системе TALGAT

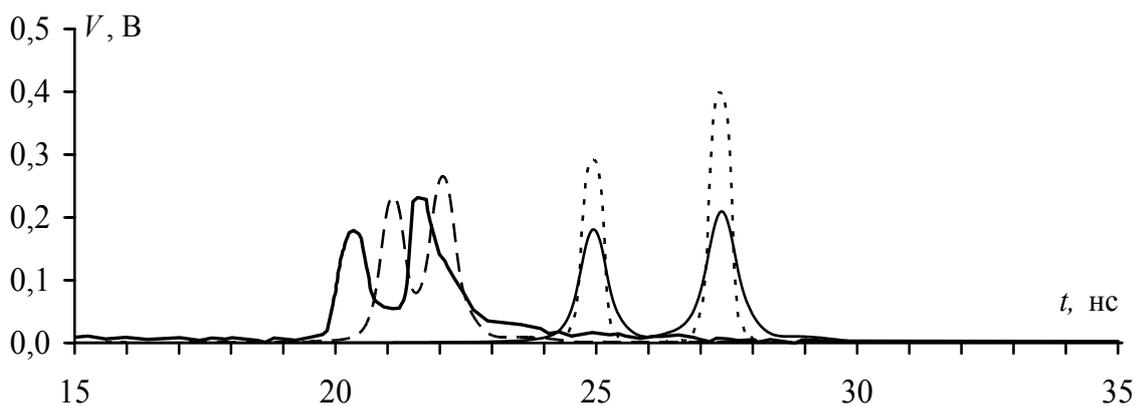


Рисунок 3.51 – Формы сигнала в конце пассивного проводника кабеля ПУГНП 3×4: эксперимент (—); для Гауссова импульса без учета потерь (···); для Гауссова импульса с учетом потерь (---); для Гауссова импульса с учетом потерь при отклонениях от номинальных значений ( $r_1=1,13^{+0,2}$  мм,  $r_2=1,6^{-0,1}$  мм,  $\epsilon_r=3,10^{-0,62}$ ) (- · -)

Таким образом, можно говорить об удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента. В заключение

следует отметить, что при моделировании не учитывались влияния неоднородностей на стыках кабеля и соединителей.

Представленные результаты эксперимента и моделирования доказывают возможность разложения СКИ в трехпроводных кабелях. Выбор плоского или круглого кабеля 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  $3 \times 4$  длиной 10 м, благодаря разности погонных задержек мод около 0,5 нс/м, позволит поделить пополам импульс длительностью 5 нс, а при необходимости поделить на большее число импульсов более короткие импульсы. Такое устройство защиты может быть радиационно стойким, потому что не требует полупроводниковых приборов; дешевым, потому что, кроме кабеля, может содержать только резисторы; легким и надежным, так как 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 контактам подключены концы пассивного проводника МФ. Структурная схема приведена на рисунке 3.52.

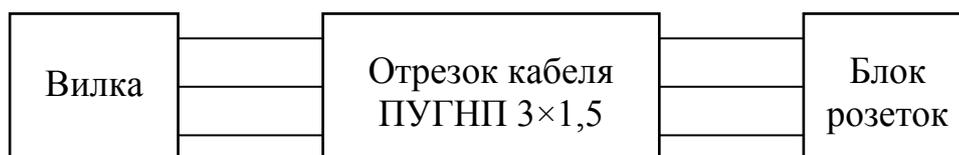


Рисунок 3.52 – Структурная схема модального фильтра на основе плоского кабеля

### 3.7. Теоретические исследования модального разложения и восстановления в микрополосковых линиях

Рассмотрим принцип модального воздействия, основанный на явлении модального разложения и восстановления сигнала. Такое явление может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в различных структурах линий передачи [276–284].

В разводке электрических соединений аппаратуры могут быть структуры из  $n$  отрезков  $N$ -проводной линии. Исследуем структуры из двух отрезков связанных микрополосковых линий из 2, 3, 4 проводников. Поперечное сечение структуры для  $N=4$  показано на рисунке 3.1.

При моделировании отклика (рисунки 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 с  $t_r = t_f = 100$  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, 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 требуется одновременный приход мод к концу второго. Длины отрезков для результатов, представленных на рисунке 3.53, выбирались именно из этих условий.

Частотный отклик на гармоническое воздействие (см. рисунок 3.54) показывает, что на частоте 1,21 ГГц амплитуда 4,5 В ( $V_1$ ) в начале отрезка 1 снижается до 0,012 В ( $V_3$ ) на стыке между отрезками 1 и 2 и восстанавливается в конце отрезка 2 опять до 4,5 В ( $V_5$ ). 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 определенного напряжения на нем, 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 срабатывает.

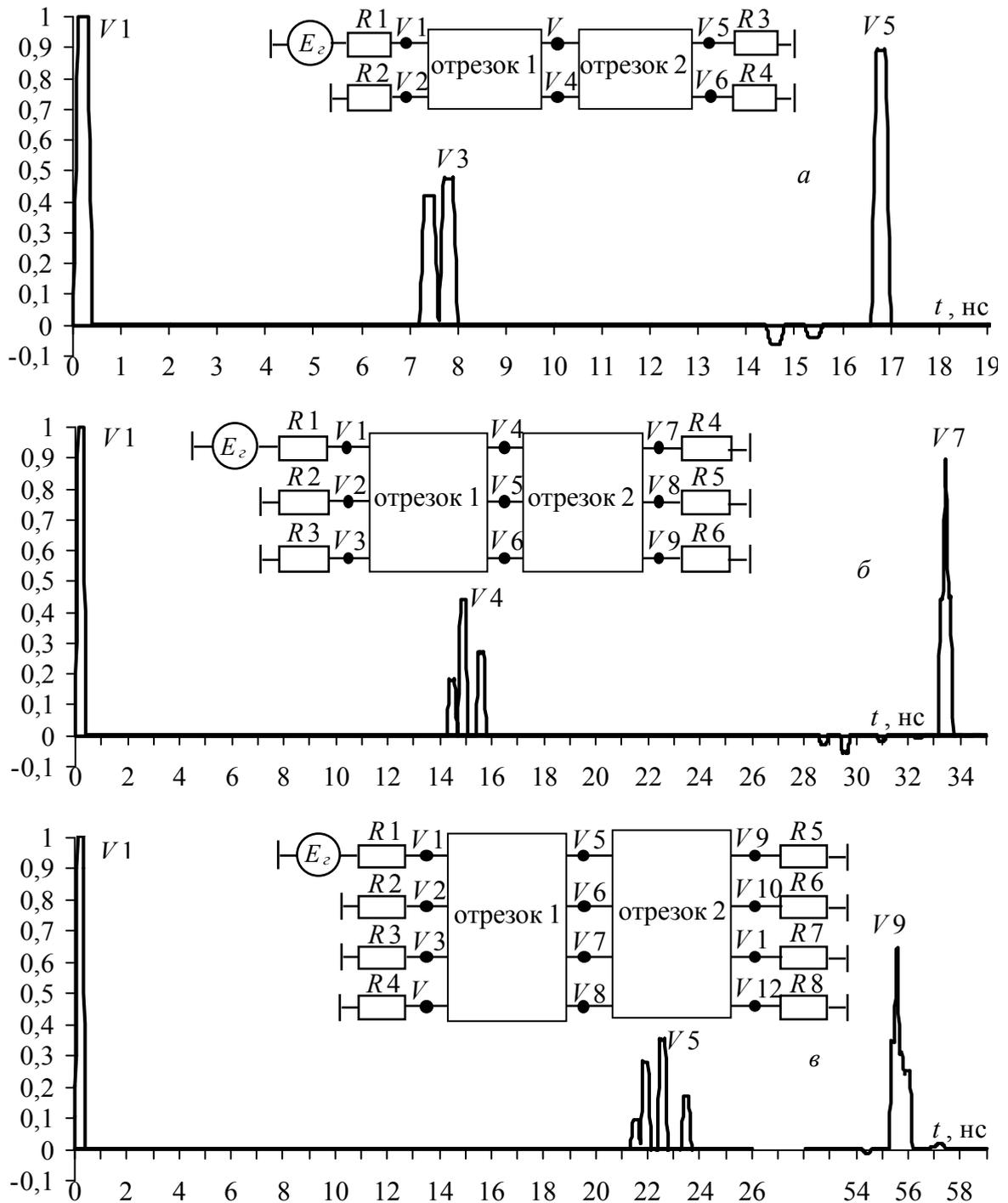


Рисунок 3.53 – Структура и формы напряжения для  $N=2$  (а), 3 (б), 4 (в)

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.

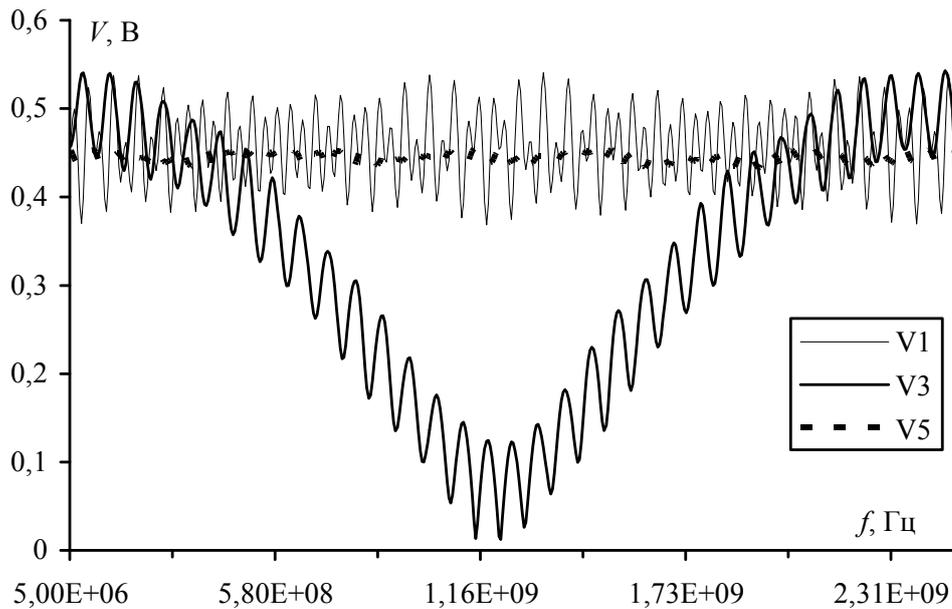


Рисунок 3.54 – Частотный отклик: разложение и восстановление импульса на примере микрополосковой линии для  $N=2$

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

$$\sum_{j=1}^n l_j \tau_{1j} = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{Nj}, \quad (3.19)$$

где  $\tau_{ij}$  – 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 – по наиболее полному восстановлению импульса в конце структуры. Подстановка длин и погонных задержек мод отрезков в условие (3.19) (таблица 3.14) и сопоставление 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)		
$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{31} + l_2 \cdot \tau_{32}$
16,67 нс	16,67 нс	33,14 нс	32,22 нс	34,45 нс

Окончание таблицы 3.14

$N=4$ ( $l_1=4,5$ м, $l_2=5,45$ м)			
$l_1 \cdot \tau_{11} + l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_1 \cdot \tau_{21} + l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_1 \cdot \tau_{31} + l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_1 \cdot \tau_{41} + l_2 \cdot \tau_{42}$
56,98 нс	54,16 нс	56,87 нс	54,30 нс

### 3.8. Моделирование модального разложения и восстановления в кабелях

Рассмотрим возможность модального разложения и последующего восстановления импульса (РПВИ) на примере плоского кабеля (см. рисунок 3.36,б). Исследовались 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  $\epsilon_{r2} = 1; 1,25; \dots; 10,75$  оболочки кабеля при изоляции проводников с  $\epsilon_{r1}=2$ . Результаты вычисления показали, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от  $\epsilon_{r2}$  меняет знак, проходя через нуль (рисунок 3.55).

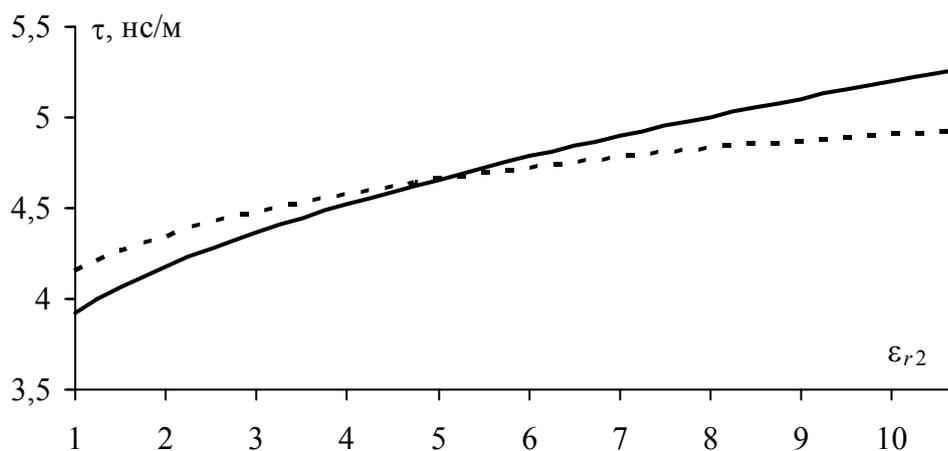


Рисунок 3.55 – Зависимости погонных задержек мод от диэлектрической проницаемости оболочки кабеля:  $\tau_1$  (—);  $\tau_2$  (---)

Рассмотрим такую же, как на рисунке 3.53,а, структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля, изображенного на рисунке 3.36,б.

Пусть параметры импульса  $t_r = t_f = 50$  пс,  $t_d = 0$  пс. Предположим, что для отрезка 2  $\epsilon_{r2} = 3$  (ПВХ пластикат). Тогда при  $\epsilon_{r2} = 7$  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.

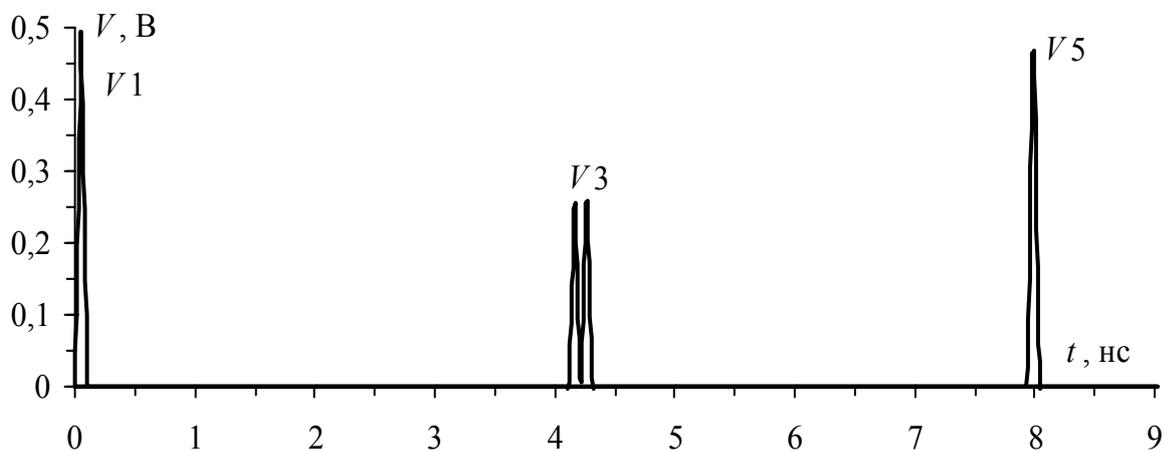


Рисунок 3.56 – Формы напряжений на активном проводнике 1 для варианта 1 (проводник 2 опорный)

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 разложение 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.

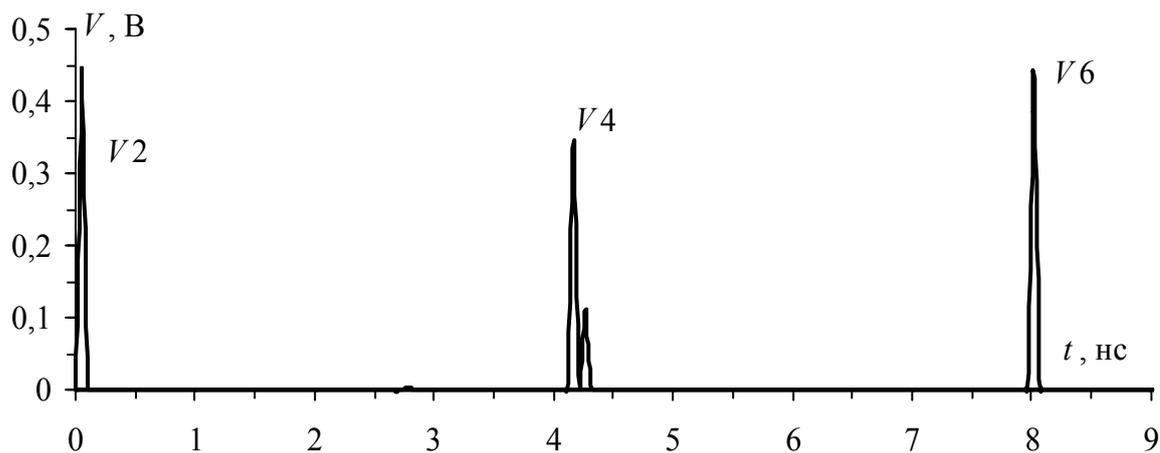


Рисунок 3.57 – Формы напряжения на активном проводнике 2 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

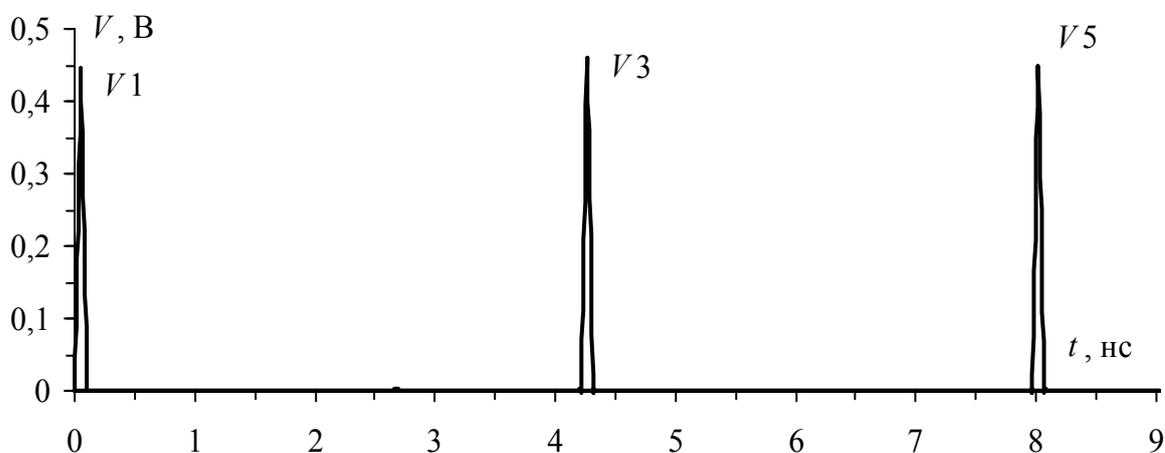


Рисунок 3.58 – Формы напряжения на активном проводнике 1 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

### 3.9. Экспериментальные исследования модального разложения и восстановления в кабелях

Для эксперимента использовались осциллограф С9-11, векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01, осциллограф Tektronix 11801В и генератор импульсов AFG 3101.

Исследовался плоский трехпроводной кабель 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). Затем 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.

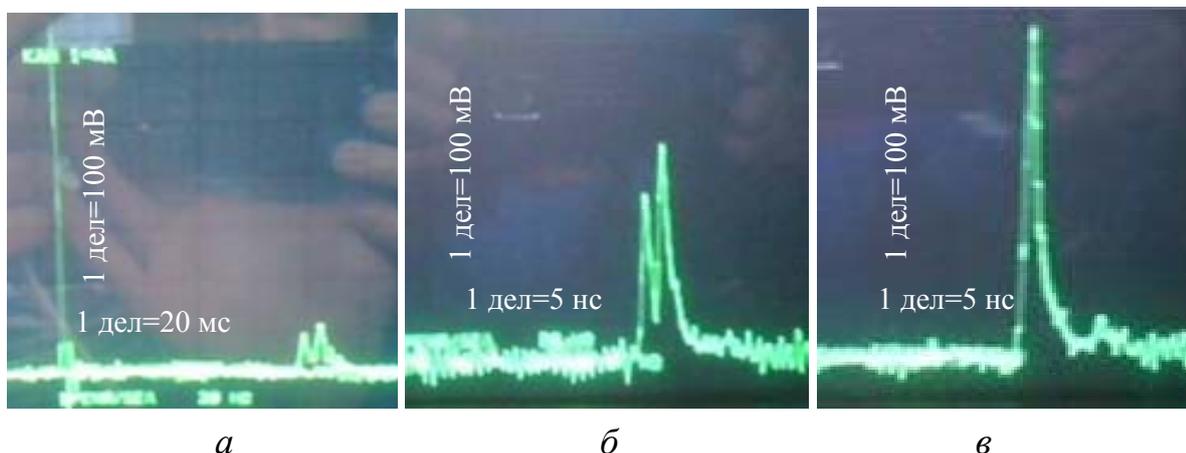


Рисунок 3.59 – Осциллограммы сигналов: в начале (импульс слева) и конце (импульс справа) активного проводника ШВВП  $3 \times 0,75$  (а); импульсы разложения (а) и восстановленный (б)

Выполнено компьютерное моделирование эксперимента при  $\epsilon_{r2}=3$ ,  $r_0=2,5$  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  $\Delta t$  больше, влияние потерь на уменьшение амплитуды выражено меньше и в эксперименте импульсы имеют гораздо большее время спада.

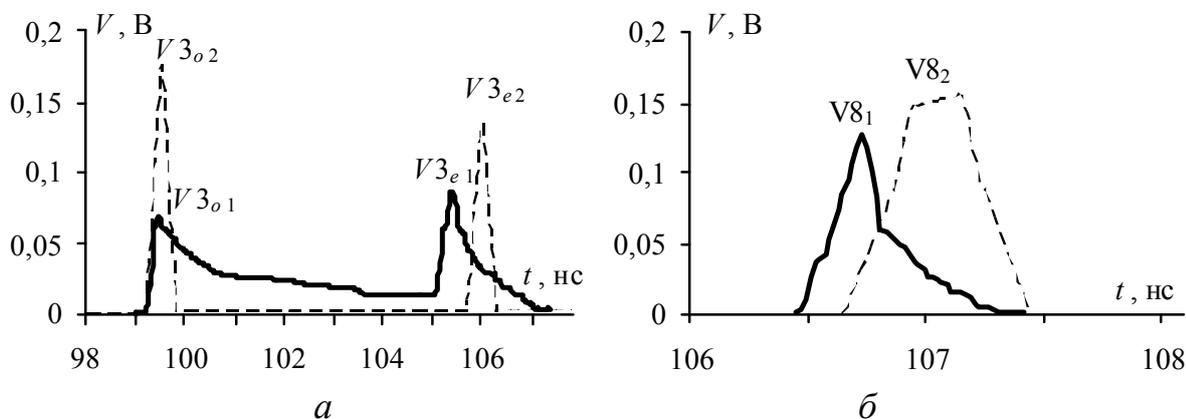


Рисунок 3.60 – Форма разложенного (а) и восстановленного (б) сигналов: эксперимент (-); моделирование (- -)

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  $r_0$ ,  $\text{tg}\delta$ ,  $\varepsilon_r$  и их частотные зависимости. Тем не менее, можно говорить о согласованности и удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента.

Таблица 3.15 – Параметры импульсов для первого эксперимента

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	$\frac{\text{Мод} - \text{Эксп}}{\text{Мод} + \text{Эксп}}, \%$
3.60,а	$\Delta\tau$ , нс/м	6	6,6	$\pm 4,7$
	$V_{3o}$ , В	0,068	0,18	$\pm 45$
	$V_{3e}$ , В	0,0894	0,13	$\pm 18,5$
3.60,б	$V_8$ , В	0,131	0,154	$\pm 8$
	$\tau$ , нс/м	106,47	106,7	$\pm 0,1$

Во втором эксперименте выполнено исследование плоского трехпроводного кабеля марки ШВВП  $3 \times 0,75$  длиной 201 м и Р4-И-01. Импульсный сигнал ( $E_0=5$  В,  $t_{0,5}=10$  нс) также 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 представлена сводная таблица 3.16. Максимальное отклонение по задержкам составляет 18 %, а по амплитудам – 39 %. Причины таких больших значений могут быть те же, что и в предыдущем эксперименте, а также большая длина линии (201 м).

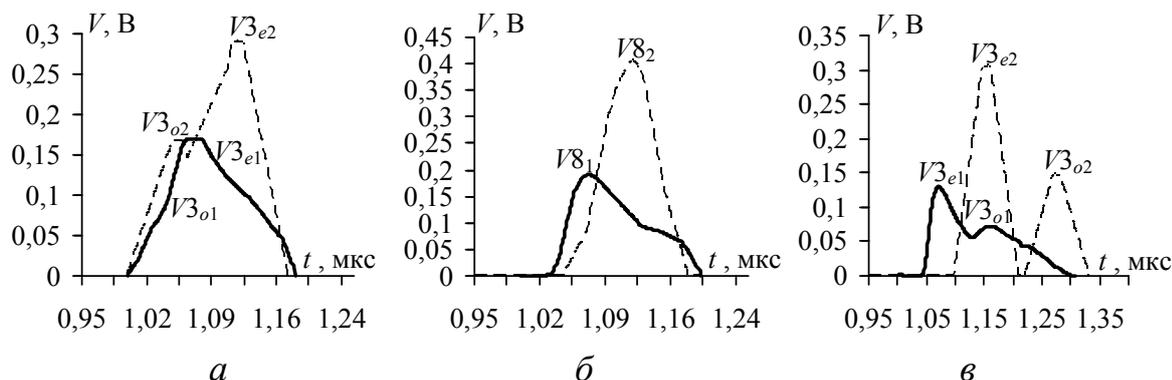


Рисунок 3.61 – Формы сигналов в конце активного проводника кабеля до погружения в воду (а), после погружения 30 м кабеля в воду (б) и после погружения 140 м кабеля в воду (в): эксперимент (—); моделирование (- -)

Таблица 3.16 – Параметры импульсов для второго эксперимента

Рисунок	Параметры	Эксперимент	Моделирование	$\frac{\text{Мод} - \text{Эксп}}{\text{Мод} + \text{Эксп}}, \%$
3.61,а	$V_{3o}, \text{ В}$	0,07	0,16	$\pm 39$
	$V_{3e}, \text{ В}$	0,17	0,28	$\pm 24$
	$\Delta\tau, \text{ мкс/м}$	0,07	0,1	$\pm 18$
3.61,б	$V_{8}, \text{ В}$	0,19	0,4	$\pm 35$
	$\tau, \text{ мкс/м}$	1,03	1,05	$\pm 2$
3.61,в	$V_{3e}, \text{ В}$	0,12	0,31	$\pm 44$
	$V_{3o}, \text{ В}$	0,07	0,15	$\pm 36$
	$\Delta\tau, \text{ мкс/м}$	-0,09	-0,12	$\pm 14$

Таким образом, результаты экспериментов на приборах С9-11 и Р4-И-01 и 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 представим результаты эксперимента, показывающие возможность РПВИ в трехпроводном соединении только за счет изменения расположения проводников, когда значения диэлектрической проницаемости не изменяется. При выполнении эксперимента использованы осциллограф Tektronix 11801В 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  $t_\Sigma=500$  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).

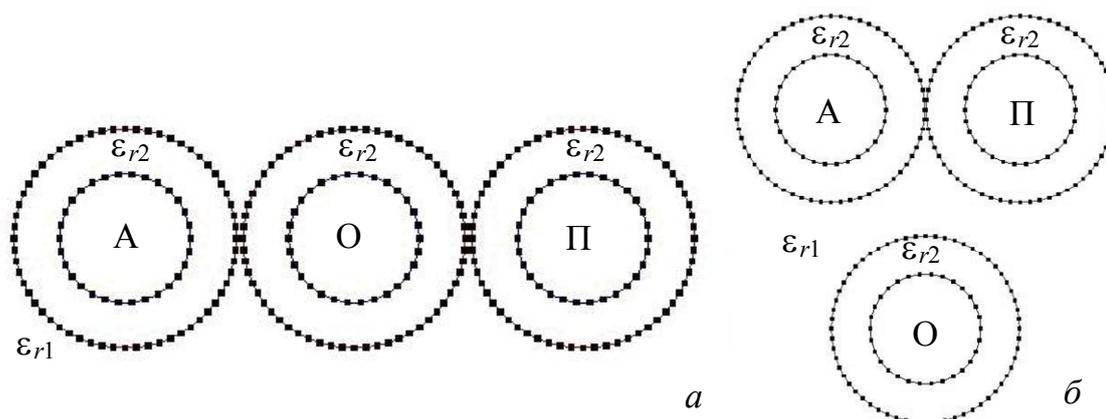


Рисунок 3.62 – Поперечные сечения отрезка из проводников ПВ 1×0,75

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.

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 показаны на рисунке 3.64.

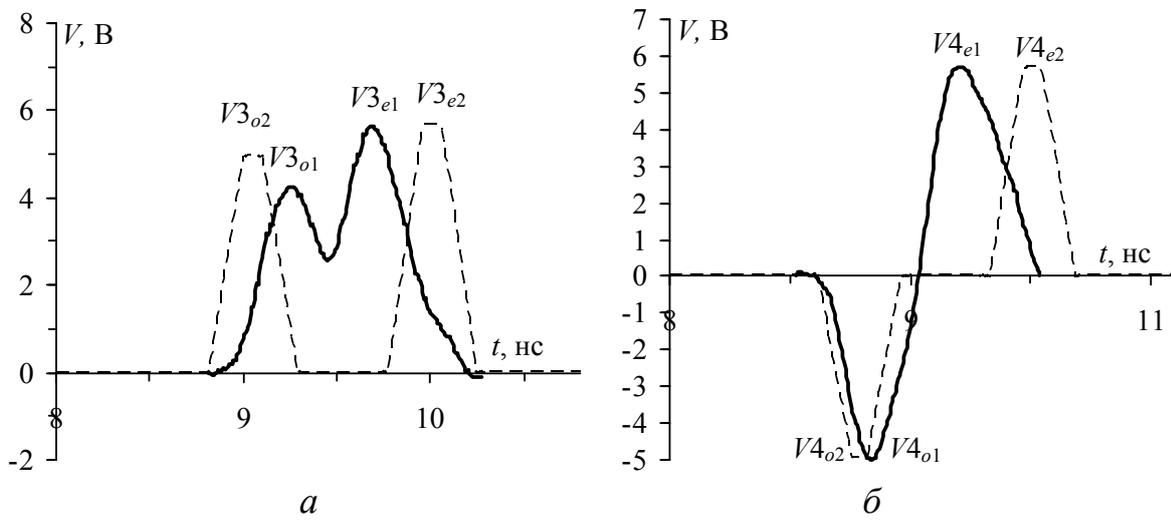


Рисунок 3.63 – Формы сигналов в конце активного (а) и пассивного (б) проводников для структуры на рисунке 3.62,а: эксперимент (—); моделирование (- -)

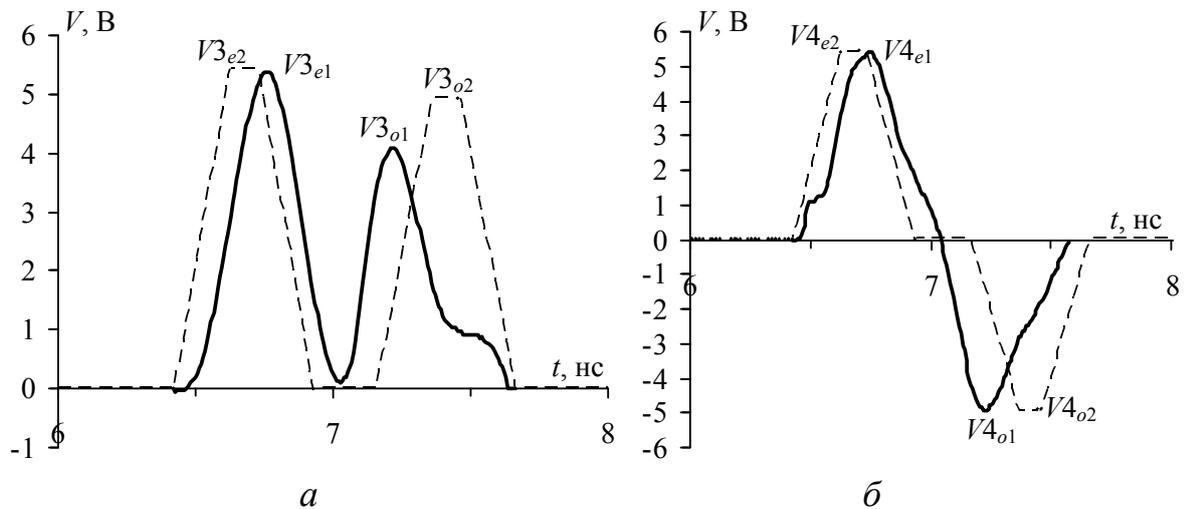


Рисунок 3.64 – Формы сигналов в конце активного (а) и пассивного (б) проводников для структуры на рисунке 3.62,б: эксперимент (—); моделирование (- -)

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.

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.

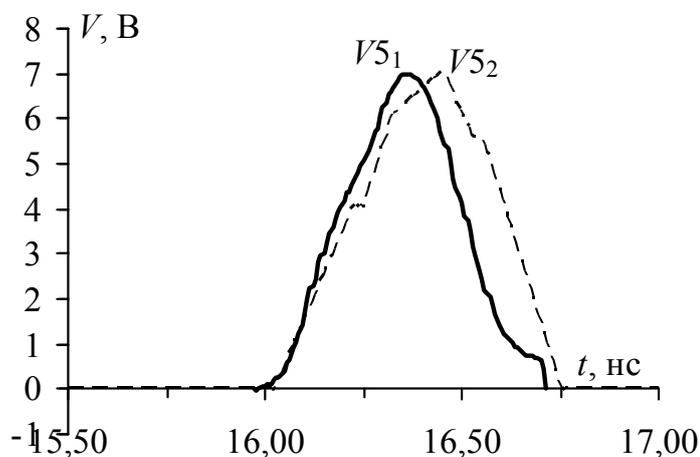


Рисунок 3.65 – Формы сигналов в конце активного проводника структуры из двух отрезков-антиподов: эксперимент (—); моделирование (---)

Их сравнение показывает незначительные отклонения в амплитудах импульсов и задержках сигналов по времени. Для сравнения результатов моделирования и эксперимента составлена сводная таблица 3.17.

Таблица 3.17 – Параметры импульсов для третьего эксперимента

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	$\frac{\text{Мод} - \text{Эксп}}{\text{Мод} + \text{Эксп}}, \%$
3.63, <i>а</i>	$V_{3o}, \text{ В}$	4,23	4,94	$\pm 7,7$
	$V_{3e}, \text{ В}$	5,57	5,67	$\pm 0,9$
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	0,75	1,03	$\pm 15,7$
3.63, <i>б</i>	$V_{4o}, \text{ В}$	-4,99	-4,94	$\pm 0,5$
	$V_{4e}, \text{ В}$	5,67	5,67	$\pm 0$
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	0,61	1,04	$\pm 26$
3.64, <i>а</i>	$V_{3e}, \text{ В}$	5,37	5,42	$\pm 0,5$
	$V_{3o}, \text{ В}$	4,1	4,92	$\pm 9$
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	-0,59	-0,72	$\pm 8,5$
3.64, <i>б</i>	$V_{4e}, \text{ В}$	5,39	5,43	$\pm 0,4$
	$V_{4o}, \text{ В}$	-4,91	-4,91	$\pm 0$
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	-0,59	-0,73	$\pm 10,6$
3.65	$V_5, \text{ В}$	6,99	7,01	$\pm 0,2$
	$\tau, \text{ нс/м}$	16	16,03	$\pm 0,1$

Максимальное отклонение по задержкам составляет 26 %, а по амплитудам – 9 %. 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 счет 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.

Результаты экспериментальных исследований позволяют сделать следующие выводы.

1. При импульсах наносекундного и пикосекундного диапазонов явление РПВИ может существовать в трехпроводных структурах длиной в сотни и единицы метров.

2. Погружение части трехпроводной структуры в среду с высокой диэлектрической проницаемостью может сделать эту часть модальным антиподом оставшейся структуры. Вариант с водой в качестве такой среды (имеющей относительную диэлектрическую проницаемость 80 в жидком состоянии и 4 – в замороженном) может иметь практическое применение.

3. Перемещение проводника в части трехпроводной 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 необходим его контроль. Оно может использоваться и преднамеренно: для нарушения работы или испытаний критичной аппаратуры.

5. Потери и дисперсия значительно влияют 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.

Для подтверждения корректности представленных результатов приведем технические характеристики и погрешности измерений

приборов С9-11, Р4-И-01, Tektronix 11801В, используемых в экспериментальных исследованиях. С9-11 предназначен для измерения параметров сигналов, объектов, компонентов и трактов во временной области. В таблице 3.18 приведены значения погрешностей измерения временных интервалов, где  $T_k=10T_x$  – 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  $\pm(5+(T_k+320 \text{ пс})/T_x)=(5+(400 \text{ нс}+320 \text{ пс})/40 \text{ нс})=\pm 15 \%$ .

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	$\pm 0,3 T_k/T_x$	–
50 мс–100 пс	500 мс–200 пс	$\pm(5+(T_k+320 \text{ пс})/T_x)$	$\pm(0,5+0,5T_k/T_x+320 \text{ пс}/T_x)$
50 пс–10 пс	500 пс–15 пс	$\pm(5+(T_k+320 \text{ пс})/T_x)$	$\pm(0,5+0,5T_k/T_x+320 \text{ пс}/T_x)$

Формулы для расчета пределов допускаемой погрешности измерения напряжения имеют вид: с калибровкой канала вертикального отклонения

$$\delta_u = \pm(3 + 0,5U_k/U_x + k/U_x)\%; \quad (3.20)$$

без калибровки

$$\delta_u = \pm(0,5 + 0,5U_k/U_x + k/U_x)\%; \quad (3.21)$$

где  $U_x$  – измеряемое напряжение, мВ;  $U_k = 10K_0$ ;  $K_0$  – коэффициент отклонения, мВ/дел;  $k$  – 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  $\pm(3+0,5 \cdot 3000/131+300/131)=\pm 16,74 \%$ .

Векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01 предназначен для проведения измерений временных, частотных параметров устройств, а также параметров нелинейности преобразования сигнала устройством. В таблице 3.19 приведены технические характеристики прибора Р4-И-01.

Цифровой осциллограф Tektronix 11801В предназначен для проведения измерений временных и частотных параметров 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 11801В

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 +4·10 <sup>-6</sup> при типичной позиции, 2 пс +5·10 <sup>-6</sup> при положении максимума
Диапазон уровня запуска	±1,0 В (±10 В триггер с 10X активированным аттенуатором)
Диапазон входных триггеров	±1,5 В
Сопrotивление 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 11801В по напряжению составляют 3–16,74 %, погрешности измерения временных интервалов лежат в пределах 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.

**Методика поиска структур, уязвимых для модального воздействия.** На основании проведенных исследований разработана методика выявления критичных для модального воздействия структур.

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 трехпроводного 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 выполнит свою функцию. 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 [285]: изменение значения диэлектрической проницаемости окружающей среды; увеличение толщины диэлектрического слоя; заполнение диэлектриком внутренних полостей; изменение расположения проводников.

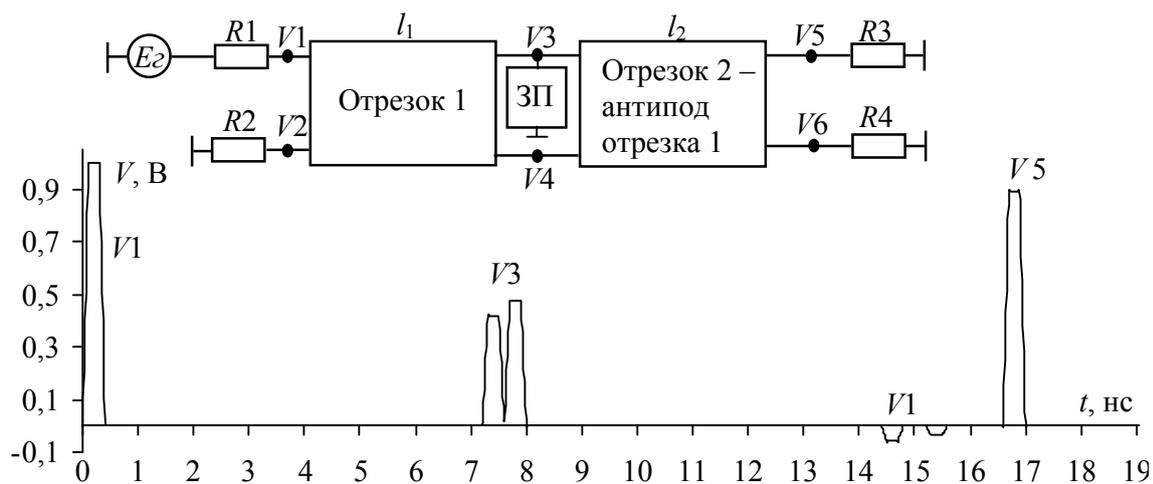


Рисунок 3.66 – Эквивалентная схема и формы напряжений при явлении РПВИ (отрезок 1 и 2 – отрезки двухпроводных линий передачи с длинами  $l_1$ ,  $l_2$ ,  $V1-V6$  – напряжения импульсного сигнала на концах отрезков)

В заключение обобщим результаты третьего раздела. 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 амплитуды дальней перекрестной наводки, как это показано для многопроводной МПЛ. Выявлено, что для исследованных 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 системе 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); многократно применяются и выполняются из 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 – модальной фильтрации, 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  $\epsilon_r$  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  $\epsilon_r$  внутренних (скрытых) полостей структуры. Реализовать модальный антипод за счет изменения расположения проводников можно без изменения  $\epsilon_r$  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

Проведем анализ структур ПП в диапазонах различных параметров для оценки возможности реализации модальной фильтрации [286–288].

**Помехозащищенная теплопроводная монтажная плата.** Исследовались межсоединения ПТМП (см. 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 установлено, что разность погонных задержек мод для разных линий и параметров меняется от 0 до 1,5 нс/м [173] 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 слоев 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 разность погонных задержек мод 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 дает 0,6 нс/м.

Далее представлен анализ ПП бортовой РЭА КА [289]. Основные параметры конструкции ПП соответствуют ГОСТ 23751-86 [290].

**Двухслойная печатная плата.** Исследовались 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  $h_2=(0,25\pm 0,04)$  мм с  $\varepsilon_{r2}=5,4$  и  $\text{tg}\delta_2=0,025$  прессуется к

металлической пластине через диэлектрический слой толщиной  $h_1=0,248$  мм с  $\epsilon_{r1}=5,4$  и  $\text{tg } \delta_1=0,025$ , сверху покрыта лаком  $h_3 \approx 3(18-22)$  мкм,  $\epsilon_{r3}=3,5$ ,  $\text{tg } \delta_3=0,01$ , расстояние от края структуры  $d=2w$ .

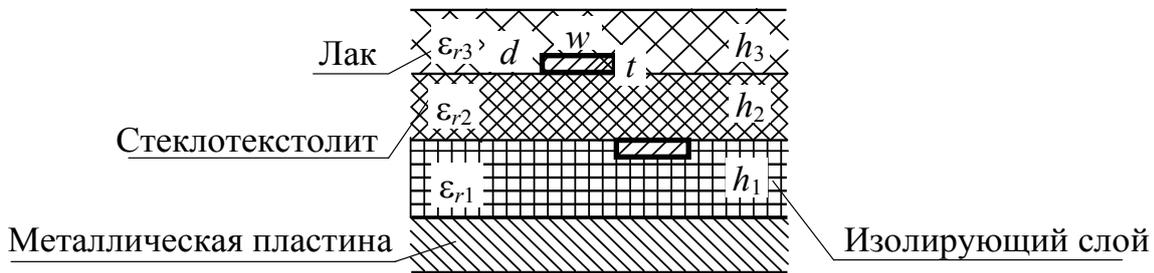


Рисунок 4.1 – Фрагмент поперечного сечения печатной платы

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.

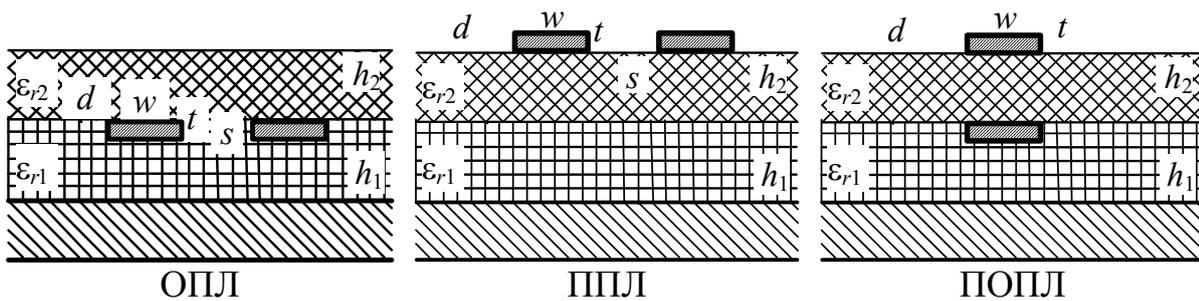


Рисунок 4.2 – Поперечные сечения полосковых линий

В результате для ОПЛ установлено, что значения погонных задержек мод изменяются слабо с увеличением расстояния между проводниками и ширины проводников и находятся в диапазоне:  $\tau_e=(7,429 \pm 0,023)$  нс/м,  $\tau_o=(7,364 \pm 0,021)$  нс/м, а модуль их разности мал:  $|\Delta\tau|=(0,0653 \pm 0,0453)$  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 при  $w=0,5; 1; 2$  мм и изменении расстояния между центрами проводников в диапазоне  $\Delta=0-4,5$  мм (рисунок 4.4). Видно, что для варианта, когда проводники находятся строго друг под другом, разность погонных задержек мод имеет максимальное значение, которое равно 1,4 нс/м при  $w=0,5$  мм.

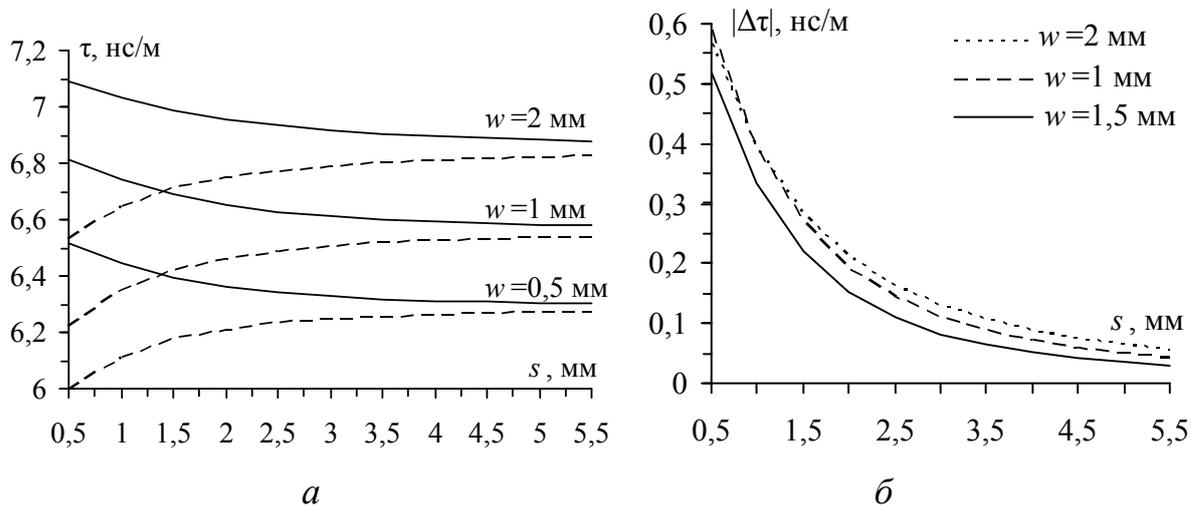


Рисунок 4.3 – Зависимости  $\tau_e$  (—),  $\tau_o$  (---) (а) и  $|\Delta\tau|$  (б) от расстояния  $s$  для ППЛ

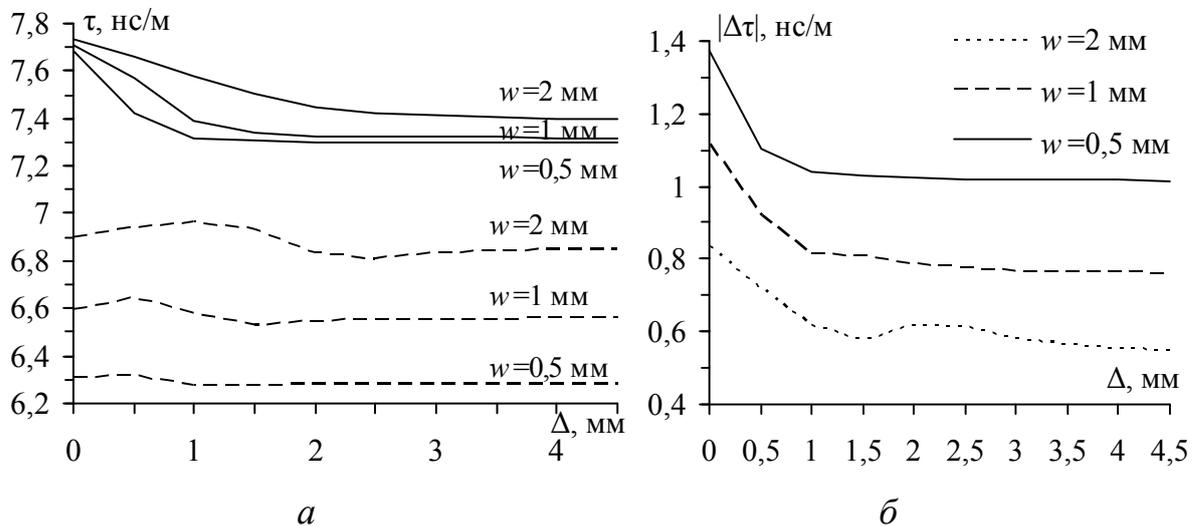


Рисунок 4.4 – Зависимости  $\tau_e$  (—),  $\tau_o$  (---) и  $|\Delta\tau|$  от  $\Delta$  для ПОПЛ

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.

Оказалось, что при изменении толщины лака 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.

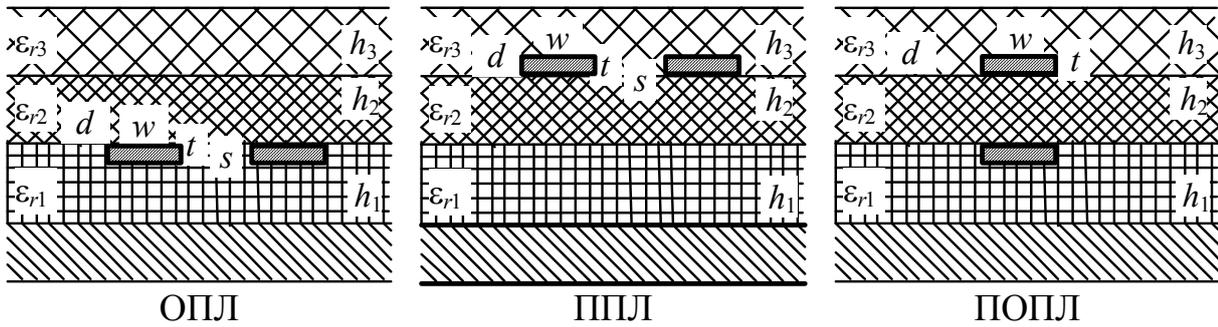


Рисунок 4.5 – Поперечные сечения полосковых линий с лаком

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.

**Многослойная печатная плата.** Фрагмент поперечного сечения МПП бортовой РЭА КА показан на рисунке 4.6.

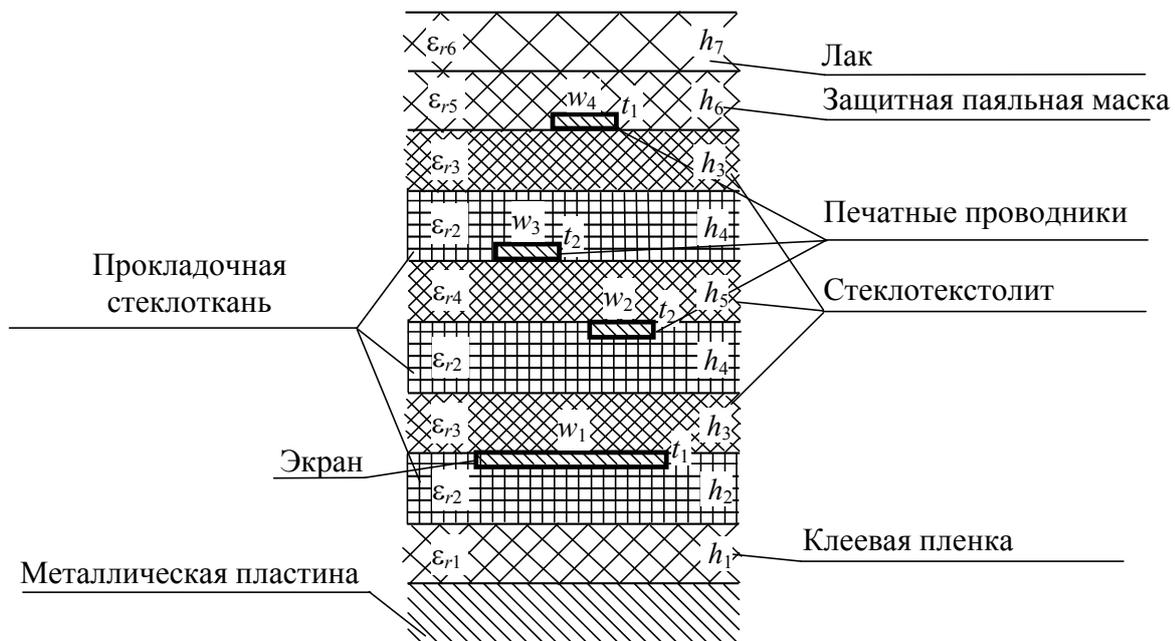


Рисунок 4.6 – Фрагмент поперечного сечения МПП

Параметры МПП представлены ниже.

1. Стеклотекстолит марки СТФ 2-35-0,25 мм (ТУ 2296-003-11430290-02):  $h_5 = (0,18 \pm 0,04)$  мм (I класс);  $t_2 = 35$  мкм;  $\text{tg } \delta_4 = 0,025$  на частоте  $10^6$  Гц;  $\varepsilon_{r4} = 5,4$  на частоте  $10^6$  Гц.

2. Стеклотекстолит марки СТФ 1-18-0,15 мм (ТУ 2296-003-11430290-02):  $h_3 = (0,132 \pm 0,04)$  мм (I класс);  $t_1 = 18$  мкм;  $\text{tg } \delta_3 = 0,025$  на частоте  $10^6$  Гц;  $\varepsilon_{r3} = 5,4$  на частоте  $10^6$  Гц.

3. Изолирующий слой  $h_2$  из 4 слоев прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290):  $h_2 = 4 \cdot 0,062 = 0,248$  мм;  $\text{tg } \delta_2 = 0,025$  на частоте  $10^6$  Гц (ТУ16-503.215-81);  $\varepsilon_{r2} = 5,4$  на частоте  $10^6$  Гц (ТУ16-503.215-81).

4. Изолирующий слой  $h_4$  из 2 слоев прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290):  $h_4 = 2 \cdot 0,062 = 0,124$  мм;  $\text{tg } \delta_2 = 0,025$  на частоте  $10^6$  Гц (ТУ16-503.215-81);  $\varepsilon_{r2} = 5,4$  на частоте  $10^6$  Гц (ТУ16-503.215-81).

5. Защитная паяльная маска CERAPACE EMP110:  $h_6 = 30$  мкм;  $\text{tg } \delta_5 = 0,03$  на частоте  $10^6$  Гц;  $\varepsilon_{r5} = 4$  на частоте  $10^6$  Гц.

6. Лак ЭП-730 (ГОСТ 20824-81), который 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;  $\text{tg } \delta_6 = 0,01–0,03$  на частоте  $10^6$  Гц;  $\varepsilon_{r6} = 3,5–5$  на частоте  $10^6$  Гц.

7. Клеевая пленка марки ПКС-171 (ТУ-06-20-88) для сцепления изолирующего слоя с металлической пластиной. Параметры:  $h_1 = 80$  мкм;  $\text{tg } \delta_1 = 0,046$  на частоте  $10^6$  Гц;  $\varepsilon_{r1} = 5$  на частоте  $10^6$  Гц.

Оценка оптимального размера сегментации границ выполнялась при моделировании. Для этого получены зависимости задержек мод  $\tau_e$  и  $\tau_o$  от параметра  $s$  с шагом 0,1 мм при  $w=0,5$  мм и разной авто-сегментации (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). В результате выявлена 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.

Исследованы три структуры МПП (см. рисунок 4.6) при различном расположении сигнальных проводников. Поперечные сечения исследуемых структур представлены на рисунке 4.7, где  $w$  – ширина

проводников,  $s$  – расстояние между ними,  $d=2w$  – расстояние от края структуры до проводника. Для каждой структуры вычислены зависимости  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  и  $\Delta\tau=\tau_e-\tau_o$  от  $s$  с шагом 0,1 мм при  $w=0,5-2$  мм.

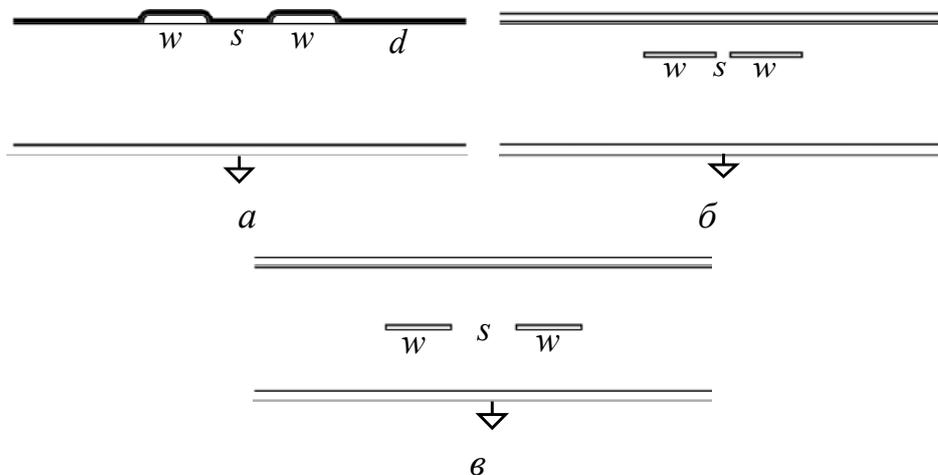


Рисунок 4.7 – Поперечные сечения исследуемых структур на верхнем (а), среднем (б) и нижнем (в) слоях МПП

Для структуры, представленной на рисунке 4.7,а, получено, что с увеличением параметра  $s$  уменьшается задержка  $\tau_e$ , а  $\tau_o$  увеличивается (кроме малых  $s$ );  $\Delta\tau$  (рисунок 4.8,а) сначала увеличивается, потом уменьшается, т.е. существует максимум. С увеличением  $w$  увеличиваются  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  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.

Для структур, представленных на рисунках 4.7,б, в, при изменении параметра  $s$  на графиках  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  появляются максимумы и минимумы и есть значение  $s$ , при котором  $\Delta\tau=0$  (рисунки 4.8,б, в). В результате для структур на рисунках 4.8,б и 4.8,в  $\Delta\tau_{\min} = -0,52$  нс/м и  $-0,43$  нс/м при  $w=0,5$  мм и  $s=0,1$  мм;  $\Delta\tau_{\max} = 0,22$  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 рисунках 4.8,з, д показана зависимость параметра  $s$ , при котором  $\Delta\tau=0$ , от значения  $w$ . Видно, что, чем меньше  $w$ , тем больше  $s$ .

Исследовалась зависимость  $\tau_e$  и  $\tau_o$ , 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  $h$  от проводников до плоскости земли.

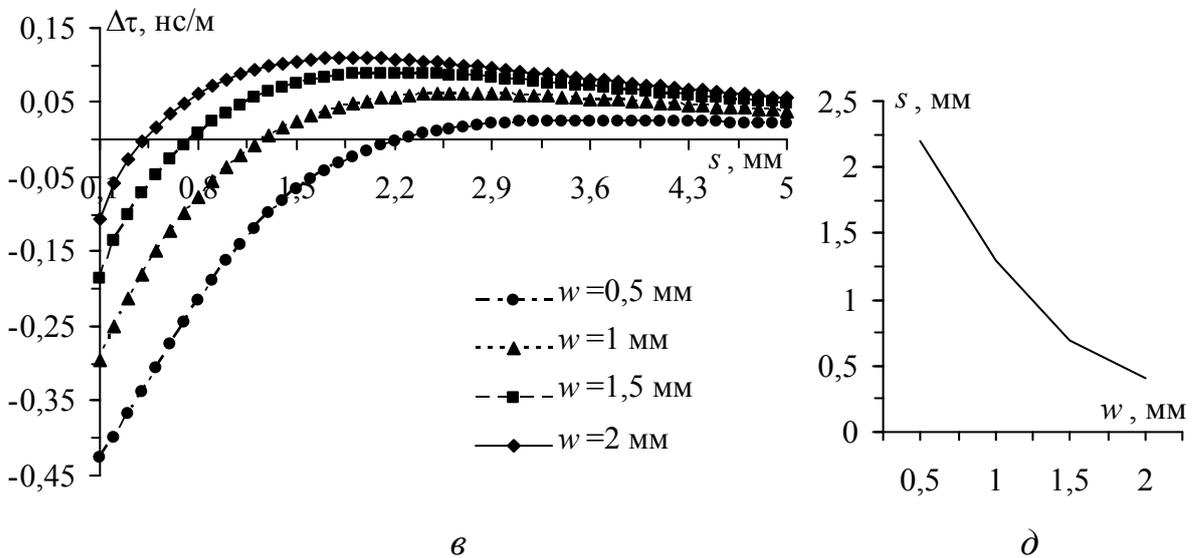
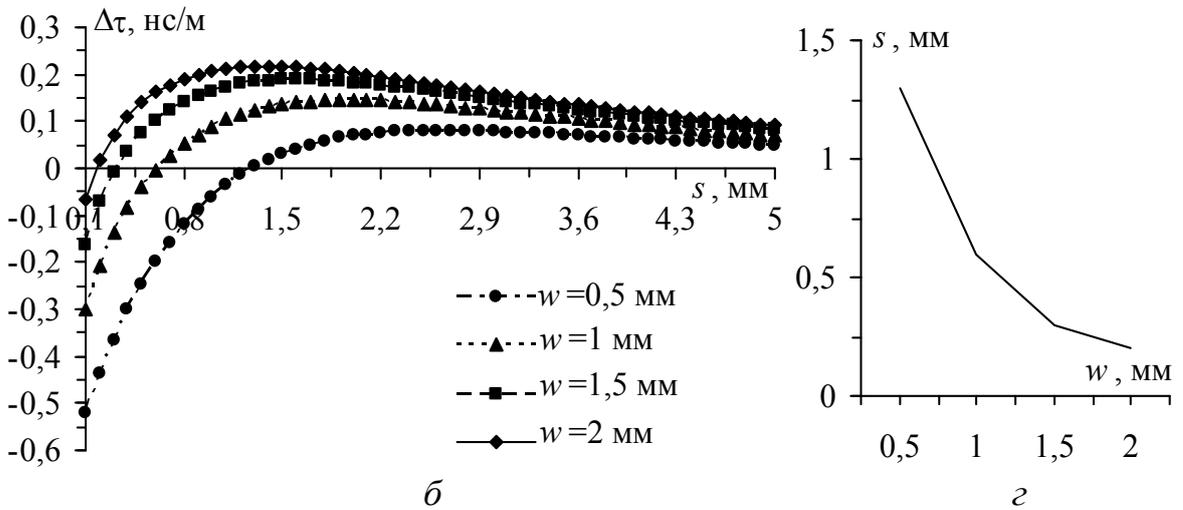
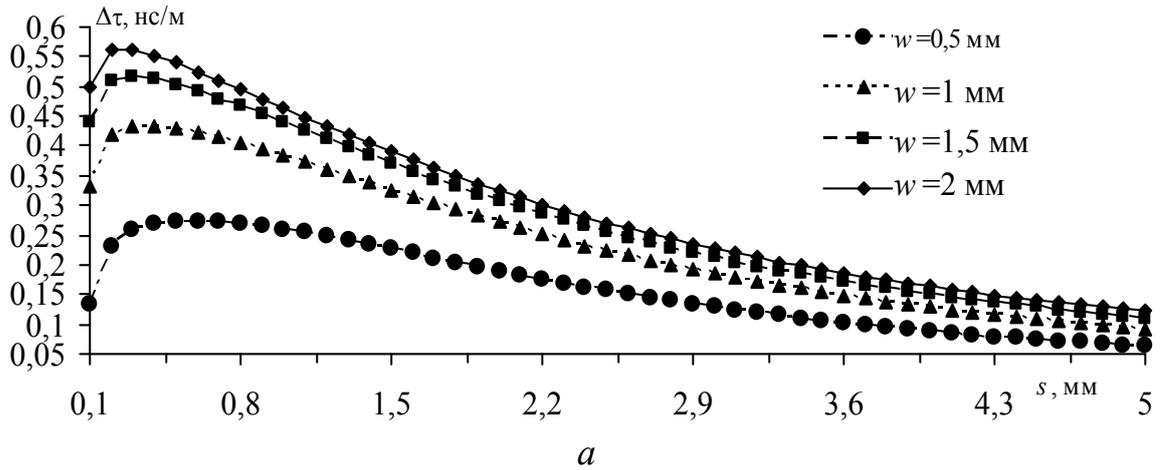


Рисунок 4.8 – Зависимости  $\Delta\tau$  от  $s$  для верхнего (а), среднего (б) и нижнего (в) слоев МПП и зависимости  $s$ , при котором  $\Delta\tau=0$ , от  $w$  для среднего (з) и нижнего (д) слоев

Поперечное сечение ПП с плоскостью земли и двумя проводниками (1 и 2), расположенными планарно в одном слое диэлектрика

( $h=1$  мм,  $\epsilon_r=5,4$ ) 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  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  и  $\Delta\tau=\tau_e-\tau_o$  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.

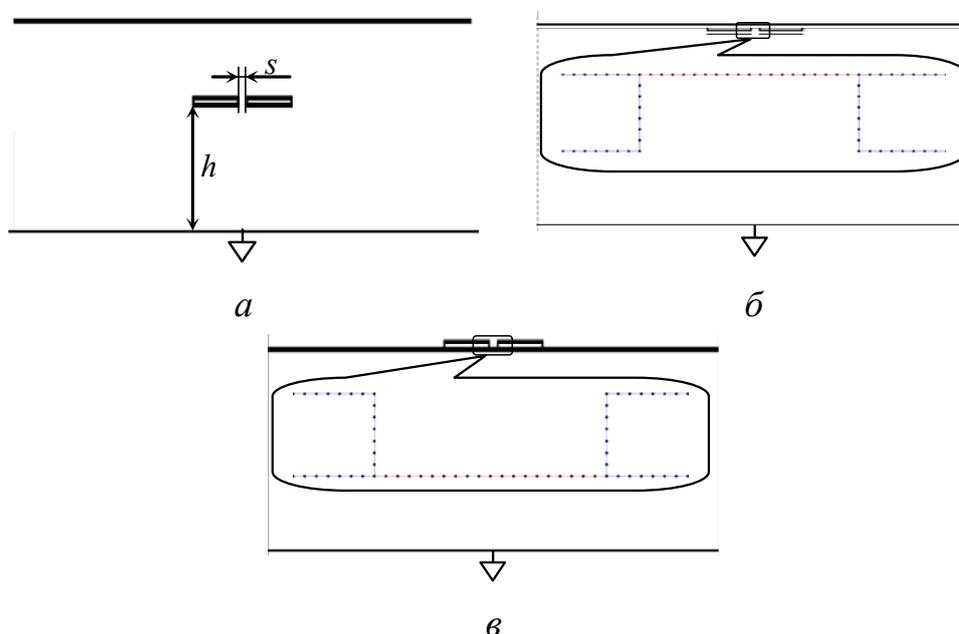


Рисунок 4.9 – Поперечные сечения исследуемых структур: проводники в слое диэлектрика (а), проводники под (б) и над (в) границей диэлектрика с воздухом (на увеличенных фрагментах показаны сегментированные границы зазора)

Перед детальным анализом зависимостей отметим, что их характер в общем случае обусловлен распределением 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 том числе 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 все более вытесняется из зазора, а нечетной – все более сосредоточено в зазоре. При этом близость к зазору границы диэлектрика с воздухом влияет на уменьшение погонной задержки.

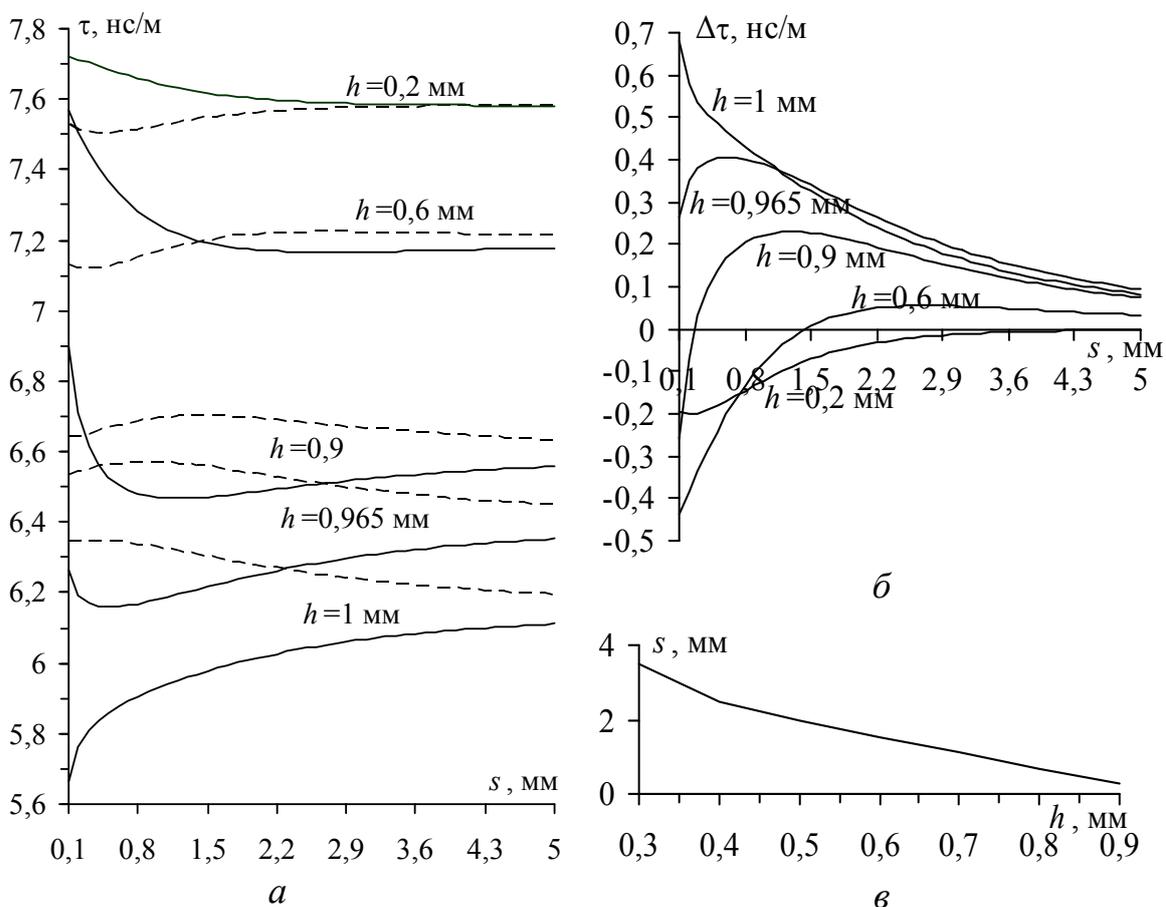


Рисунок 4.10 – Зависимости от  $s$  (в диапазоне 0,1–5 мм): для  $\tau_e$  (---) и  $\tau_o$  (—) (а); для  $\Delta\tau$  (б). Зависимость  $s$ , при котором  $\Delta\tau=0$ , от  $h$  (в)

Отметим, что для использования модальных явлений на практике особенно важны знак, нулевое и максимальные абсолютные значения разности погонных задержек с соответствующими областями параметров линии.

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  $\tau_e$  всегда больше, чем нечетной  $\tau_o$ . 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  $\tau_e$ , тогда как  $\tau_o$  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 уменьшение  $\tau_o$ , вызванное воздухом в зазоре, ведет к резкому росту  $\tau_e - \tau_o$  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*.

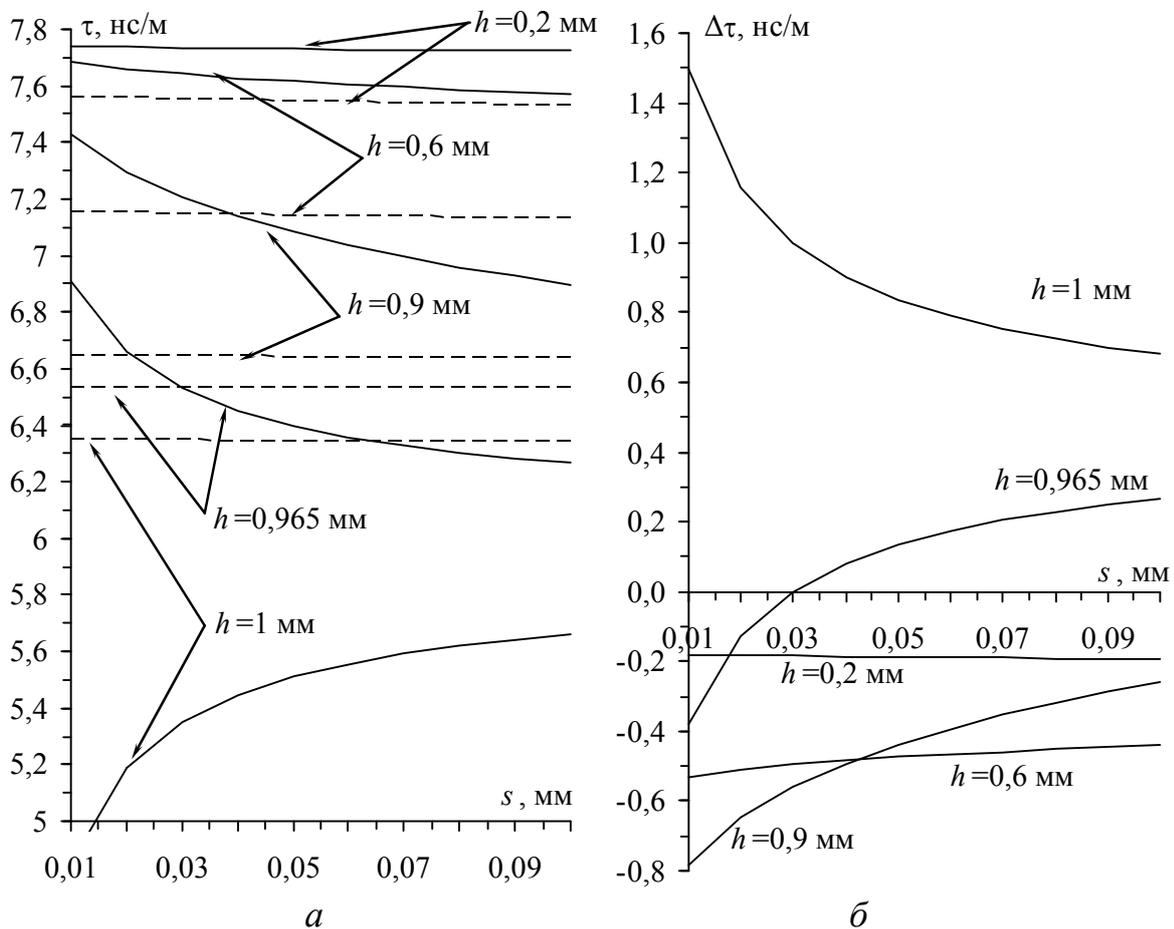


Рисунок 4.11 – Зависимости от  $s$  (в диапазоне 0,01–0,1 мм):

*а* – для  $\tau_e$ (---) и  $\tau_o$ (—); *б* – для  $\Delta\tau$

Весьма показателен переход от  $h=1$  мм (см. рисунок 4.9,*в*) к  $h=0,965$  мм (см. рисунок 4.9,*б*), когда сигнальные проводники утоплены в диэлектрик на их толщину 35 мкм. Из рисунка 4.10,*а* видно, что  $\tau_e$  и  $\tau_o$  увеличиваются, что естественно, поскольку обе моды

больше распространяются в диэлектрике. Однако в зависимости  $\tau_o$  появился участок возрастания с уменьшением  $s$ . Можно предположить, что он вызван заполнением зазора диэлектриком. Теперь в зависимостях появились точки экстремума: слабо выраженный максимум  $\tau_e$ ; более сильно выраженный минимум  $\tau_o$ ; ярко выраженный максимум  $\Delta\tau$ . В результате с уменьшением  $s$  возникает точка пересечения зависимостей  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  (см. рисунок 4.11,*а*), значение  $\Delta\tau$  уменьшается (см. рисунок 4.10,*б*), принимая нулевое и даже отрицательные значения (см. рисунок 4.11,*б*). Примечательно 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 (см. рисунок 4.9,*а*) сдвигает точку пересечения зависимостей  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  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  $h$ .

Таким образом, известные факты положительного значения  $\Delta\tau$  связанных микрополосковых линий, его обнуления при сплошном заполнении из такого же диэлектрика и отрицательного значения за счет покрытия диэлектриком с более высоким значением  $\epsilon_r$ , несколько затемяют возможность получения нулевого и отрицательных значений  $\tau_e - \tau_o$  погружением проводников линии в тот же диэлектрик при уменьшении  $s$ . Физически это объяснимо все 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 все больше замедляются обе моды.

Далее рассмотрим результаты исследования зависимости  $\tau_e$ ,  $\tau_o$  и  $\Delta\tau$  от изменения высоты опорного проводника. Поперечное сечение ПП с тремя проводниками, погруженными в слой диэлектрика ( $\epsilon_{r2}=5,4$ ), и воздушным заполнением ( $\epsilon_{r1}=1$ ) 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 равно 300 мкм, а толщина слоя диэлектрика – 1100 мкм.

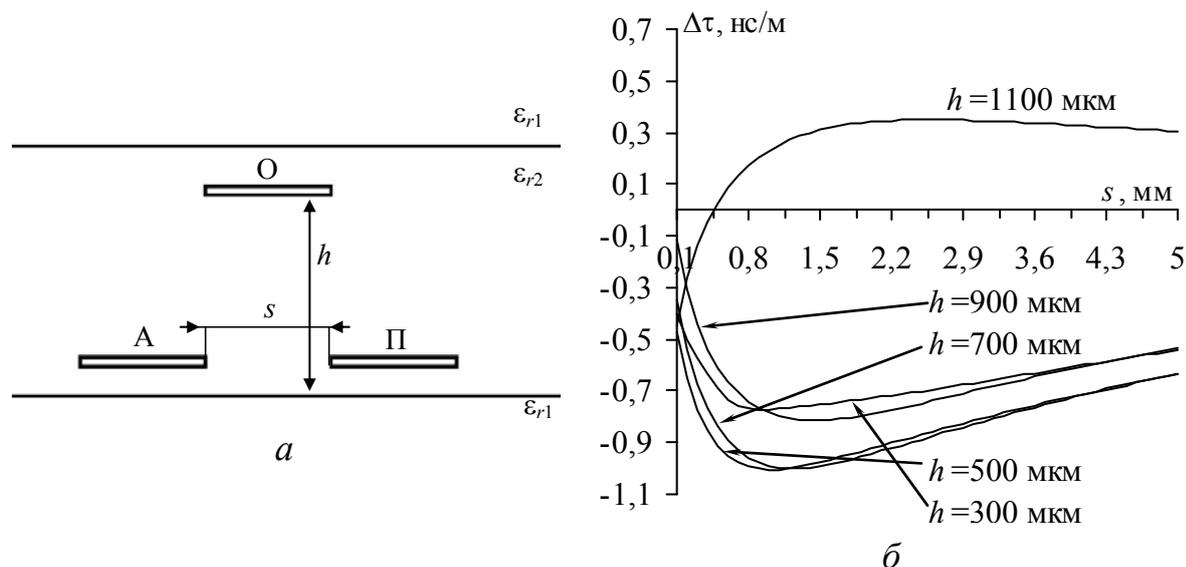


Рисунок 4.12 – Поперечное сечение ПП (а) и зависимости  $\Delta\tau$  от  $s$  при изменении  $h$  (б)

Установлено, что, чем больше  $h$ , тем меньше  $\tau_o$  и  $\tau_e$ . Увеличение  $h$  ведет к тому, что  $\tau_o$  становится меньше  $\tau_e$ . 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 можно изменять знак  $\Delta\tau$ , изменяя параметры исследуемой структуры. Так, при одном наборе параметров получится структура с положительной разностью  $\Delta\tau$ , 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. 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  $\Delta\tau$ .

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 на практике, 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

**Общие подходы к проектированию.** Рассмотрим общие подходы к проектированию печатного МФ для защиты сетевого порта 100 Мбит/с [291–295]. 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 сдвинутых 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 системе TALGAT разработаны программы сквозного анализа эффекта модального разложения в полосковых структурах. Они позволяют:

- задавать произвольные параметры поперечных сечений для 4 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.

### **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 использовались: 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 ( $\epsilon_r = 5$ ), исходя из таких критериев, как широкое применение (фольгированный стеклотекстолит для изготовления ПП) и дешевизна. Применение диэлектрика с более высоким значением  $\epsilon_r$  позволяет получить более высокую разность задержек мод в линии и тем самым сократить длину МФ. Однако такие диэлектрики довольно дороги и процесс изготовления МФ на них технологически сложнее и дороже.

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 определялись, 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 системе TALGAT получена структура

(см. рисунок 4.13,б) с оптимальными параметрами:  $s = 0,4$  мм,  $w = w_1 = d = 0,3$  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).

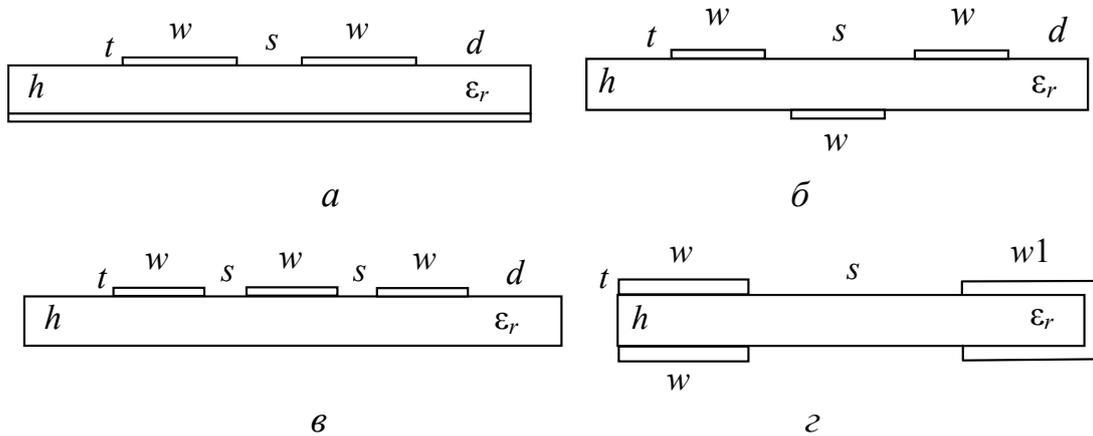


Рисунок 4.13 – Поперечные сечения структур исследуемых связанных линий

Эта структура обладает волновым сопротивлением, близким к 100 Ом (условие, задаваемое при оптимизации), и максимальным значением разности погонных задержек мод (разность задержек мод при  $d \rightarrow 0$  несколько больше, но с практической точки зрения МФ с таким поперечным сечением трудно реализовать). 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 значениями поперечного сечения и длины линии) на ее основе будет иметь частотную характеристику, 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, посредством параметрической оптимизации в системе TALGAT выбрана структура поперечного сечения связанной линии МФ с оптимальными параметрами.

**Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения.** В качестве основного компонента МФ использовалась

структура из печатных проводников, расположенных с двух сторон подложки из широко применяемого стеклотекстолита (см. 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 системе TALGAT построено поперечное сечение структуры, определены ее матрицы  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{Z}$ , а из них – зависимости волнового сопротивления  $Z = (Z_e Z_o)^{1/2}$  и амплитуд импульсов разложения, а также абсолютной и относительной разностей погонных задержек мод от ширины проводников  $w$ . Построены 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 следующие выводы.

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, возрастает волновое сопротивление. 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.

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 полой, 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,в).

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 изучения. Поэтому проведено исследование параметров печатного МФ в диапазоне толщин диэлектрического слоя от 0,25 до 1 мм.

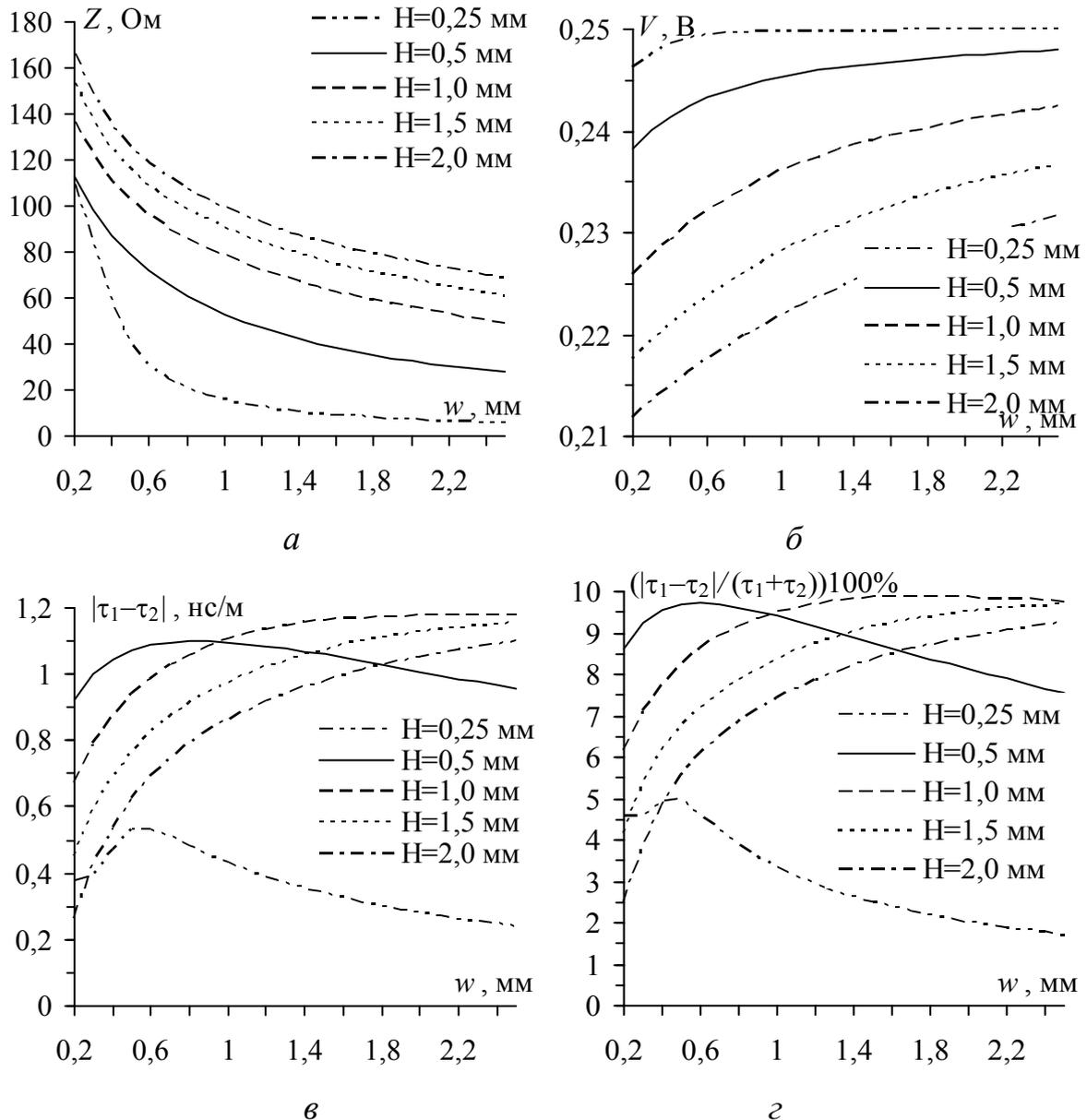


Рисунок 4.14 – Зависимости от  $w$  для  $s=0,4$  мм,  $t=105$  мкм:  
 а – волнового сопротивления структуры; б – амплитуд импульсов разложения; в – модуля разности погонных задержек мод;  
 г – относительной разности погонных задержек мод

В качестве примера на рисунке 4.15,а приведены зависимости модуля разности погонных задержек мод структуры от толщины диэлектрического слоя для значений  $s=0,4$  мм,  $t=105$  мкм, обеспечи-

вающих наилучшие параметры. Из данных рисунка следует, что при увеличении толщины подложки кривая модуля разности погонных задержек мод структуры становится более пологой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает максимума в области больших значений ширины проводников ( $w=2,0-2,4$  мм).

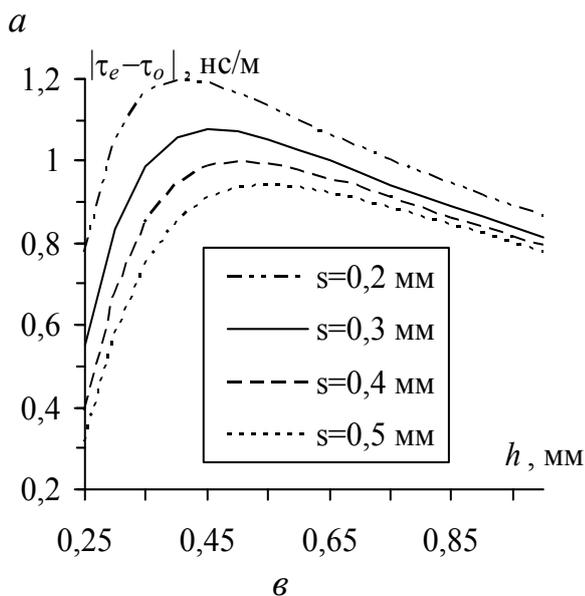
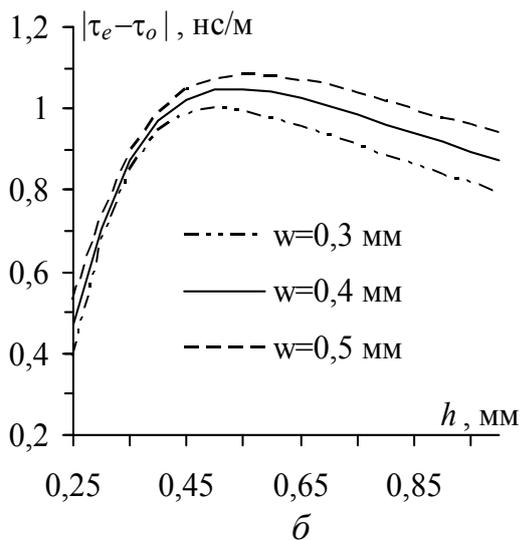
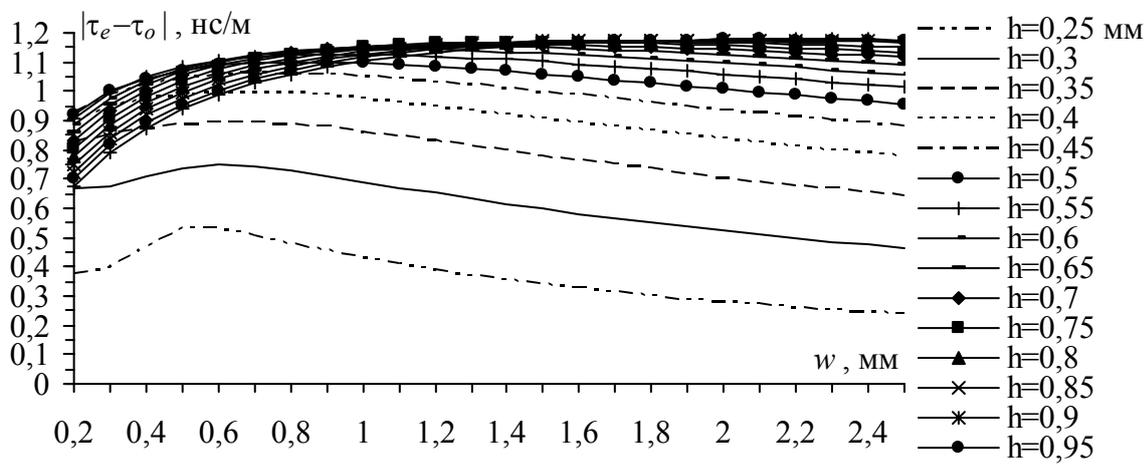


Рисунок 4.15 – Зависимости модуля разности задержек мод структуры (при  $t=105$  мкм): *а* – от ширины проводников при  $h=0,25-1$  мм; *б* – от толщины диэлектрического слоя для трех значений ширины проводников при  $s=0,4$  мм; *в* – от толщины диэлектрического слоя для четырех значений расстояния между проводниками при  $w=0,3$  мм

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 растет, кривая не изменяет свой характер, а максимум приходится на область  $h=0,55-0,60$  мм (рису-

нок 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 (см. рисунок 4.14,з). 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 для этих параметров из рисунка 4.14,з следует, что амплитуды импульсов разложения будут равны 0,24 В (при амплитуде импульса на входе 0,5 В), а из рисунка 4.14,в – что 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,з полезен, если важно минимизировать вносимую задержку). Использование этой методики позволяет разработчику без собственных вычислений выполнить оценку параметров МФ при заданных ограничениях. Это значительно упрощает процесс расчета и сокращает затраты времени на проектирование.

### **4.3. Исследование временных и частотных откликов модального фильтра с боковой связью**

**Временные отклики четырехкаскадного модального фильтра на различные входные воздействия.** Представим результаты разложения в четырехкаскадном псевдосогласованном МФ (рисунок 4.16) импульсов трех видов (трапеция, Гауссов импульс и затухающая синусоида) с длительностями ( $t_{\text{имп}}$ ) 30, 150 и 350 пс (по уровню 0,5 от амплитуды напряжения 500 В в начале линии). В ходе исследования вычислены с учетом и без учета потерь сигналы в конце активного проводника ( $V13$ ), длина которого увеличивается покаскадно в 2 раза. Структура поперечного сечения линии представлена на рисунке 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  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{Z}$ , погонные задержки мод и их разность) для данной структуры в системе TALGAT приведены в таблице 4.1.

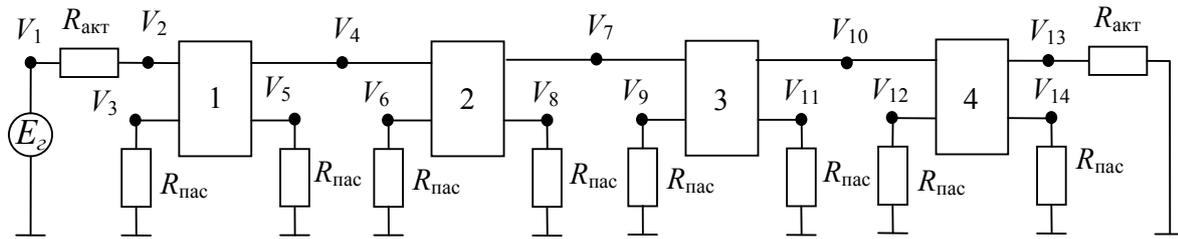


Рисунок 4.16 – Схема четырехкаскадного модального фильтра

Таблица 4.1 – Параметры исследуемой структуры

Матрицы					Задержки и их разность		
$\mathbf{L}$ , нГн/м		$\mathbf{C}$ , пФ/м		$\mathbf{Z}$ , Ом	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м
586	252	57,0	-15,2	104,76 36,81	5,92	4,91	1,01
252	586	-15,2	57,0	36,81 104,76			

По данным таблицы 4.1 вычислены значения волновых сопротивлений мод и определены значения сопротивлений:  $R = R_{\text{акт}} = R_{\text{пас}} = 98$  Ом. Потери в линии учитывались в матрицах  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{G}$ . При этом не учитывалась частотная зависимость диэлектрической проницаемости подложки. Матрица  $\mathbf{G}$  вычислялась в процессе моделирования, элементы матрицы  $\mathbf{R}$ :  $R_{11}=R_{22}=0,53210$  Ом/м,  $R_{12}=R_{21}=0,08035$  Ом/м, тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta=0,025$ .

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 учетом и без учета потерь в линии сведены в таблицу 4.2.

Из результатов анализа следует, что 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 раз-

ложения. Это объясняется тем, что импульс в первом (самом коротком) отрезке с такой длительностью не делится, а проходит практически без изменения амплитуды во второй отрезок, где его амплитуда уменьшается вдвое, т.е. фильтр становится уже не четырех-, а трехкаскадным.

Таблица 4.2 – Максимальные амплитуды импульсов разложения и соответствующие им коэффициенты ослабления с учетом и без учета потерь

$t_{\text{имп}},$ пс	Импульс в виде трапеции				Гауссов импульс			
	без потерь		с потерями		без потерь		с потерями	
	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$
30	28,00	17,86	4,55	109,89	28,00	17,86	4,6	108,69
150	28,00	17,86	22,00	22,72	29,00	17,24	23,00	21,74
350	59,50	8,40	52,00	9,61	63,00	7,94	55,00	9,09

Окончание таблицы 4.2

$t_{\text{имп}},$ пс	Затухающая синусоида			
	без потерь		с потерями	
	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$	$U_2, \text{В}$	$U_1/U_2$
30	28,00	17,86	3,05	163,93
150	28,00	17,86	16,00	31,25
350	56,00	8,93	39,00	12,82

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 следует отметить, что потери не только положительно влияют на затухание помехи, но и негативно сказываются на делении импульса за счет его размывания по времени.

**Временные и частотные отклики семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника.** Рассмотрим результаты исследования влияния рассогласования отрезков семикаскадного МФ на временной ( $V_2$  – напряжение на выходе МФ) и частотный (модуль напряжения на входе  $|V_2|$  и выходе  $|V_2|$  фильтра при гармоническом воздействии с э.д.с. амплитудой 1 В) отклики. Найдем длины 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 ( $t_{\text{имп}}$ ) 30, 150 и 350 пс по уровню 0,5 от амплитуды напряжения на входе МФ. Варианты исследуемых МФ (рисунок 4.17): ПС–ПС (псевдосогласованный вариант); ХХ–ХХ (вариант с резисторами на концах отрезков пассивной линии  $R_{\text{пас}}=1$  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  $R_{\text{пас}}=0,01$  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 снижают стоимость МФ не только за счет отсутствия компонентов в конструкции, но и за счет меньших затрат на изготовление (отсутствие контактных площадок под резисторы и сквозных металлизированных отверстий в варианте ХХ–ХХ (рисунок 4.17,б), чем и обусловлен выбор исследования данного варианта).

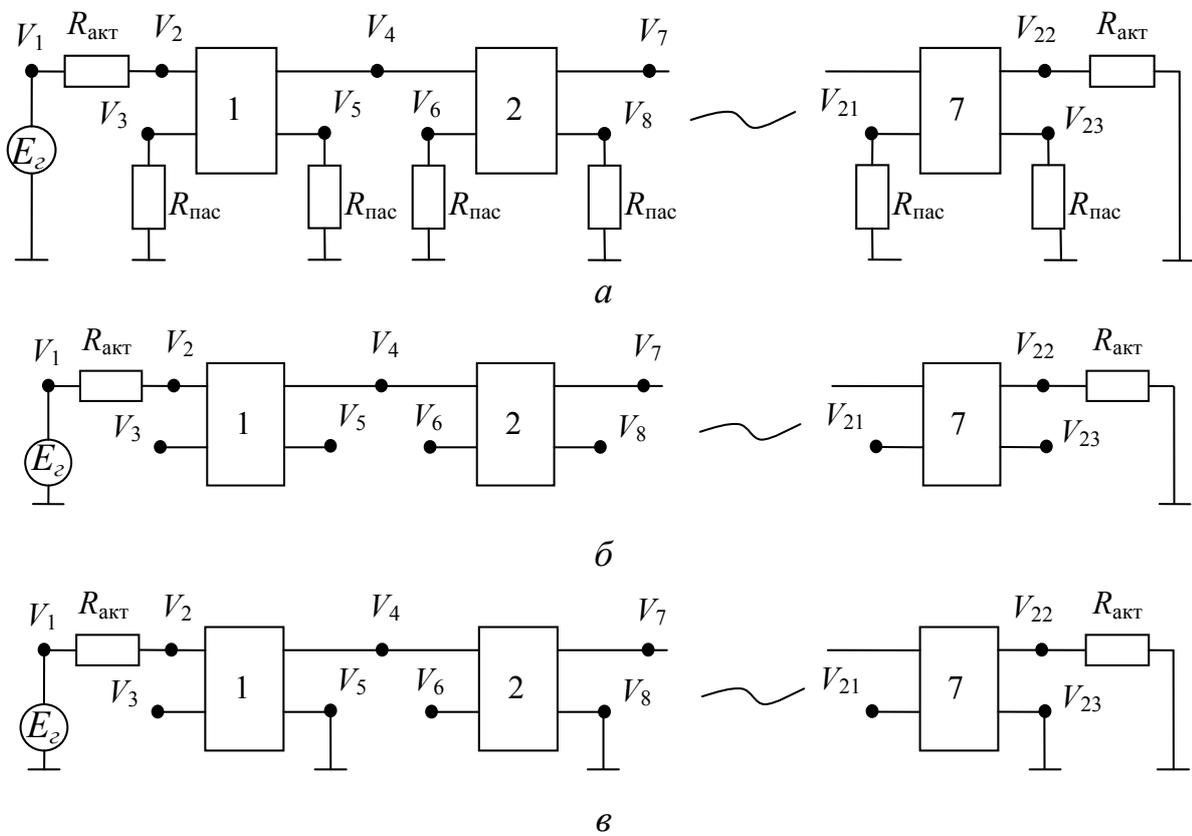


Рисунок 4.17 – Эквивалентные схемы включения отрезков МФ:  
 а – ПС; б – ХХ–ХХ; в – ХХ–КЗ

Кроме того, отсутствие резисторов 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.

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 из рассмотренных случаев рассогласования является вариант, 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 реализации, однако резистивный вариант обладает лучшими характеристиками.

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)
$t_{\text{имп}} = 30$ пс			
Нет	5,8	34	15
Есть	4,8	9,1	10,1
$t_{\text{имп}} = 150$ пс			
Нет	28	87	67
Есть	24,1	46,5	52
$t_{\text{имп}} = 350$ пс			
Нет	67	150	145
Есть	58	105	117

**Зависимость частотных откликов модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника от количества и расположения каскадов.** Исследовалось влияние количества и расположения каскадов на частотный отклик МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4, 7 для псевдосогласованного случая и при  $R_{\text{пас}} = 1$  кОм и  $R_{\text{пас}} = 1$  МОм. Длины каскадов изменялись от входа МФ к выходу: каждый последующий каскад либо удлинялся по отношению к предыдущему, либо укорачивался, общая длина исследуемых МФ одинакова и составляла 2,47 м;  $|V_2|$  – напряжение на входе,  $|V_4|$ ,  $|V_7|$ ,  $|V_{10}|$ ,  $|V_{13}|$  и  $|V_{22}|$  – напряжения на выходе МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4 и 7 соответственно.

На основе полученных результатов установлено, что 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, когда длины каскадов уменьшаются от входа к выходу фильтра, входная характеристика 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, они слабо выражены при псевдосогласовании. Особенно сильно это выражено для случая  $R_{\text{пас}} = 1$  МОм. Таким образом, увеличение числа каскадов в резистивных фильтрах (независимо от их включения) приводит к повышению 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.

#### **4.4. Исследование рассеяния мощности в модальном фильтре с боковой связью**

Выполним теоретический анализ рассеяния мощности помехового воздействия в активной и пассивной линиях МФ [296].

При проектировании МФ для защиты от СКИ важно знать энергию, которую фильтр способен поглотить. Если энергия импульсов в

диапазоне помеховых воздействий будет превышать определенный 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 системе 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 на резисторах однокаскадного МФ (рисунок 4.18,а) от длительности входного импульса  $t_{in}=t_d+0,5t_r+0,5t_f$  (по уровню 0,5 от амплитуды) выполнено в диапазонах, указанных в таблице 4.4.

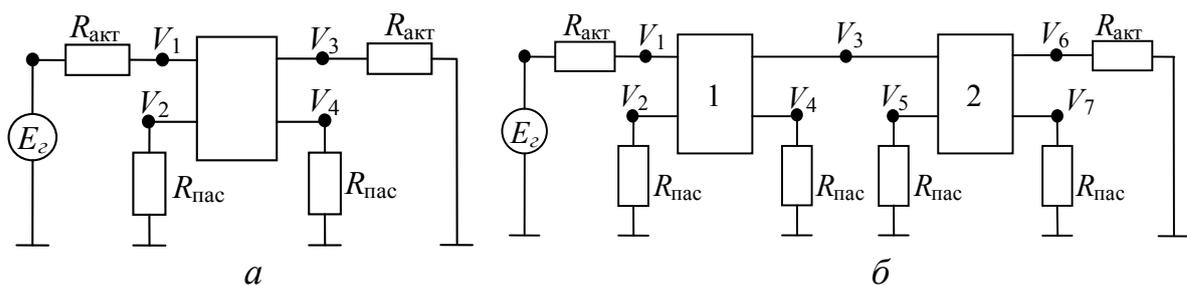


Рисунок 4.18 – Схема однокаскадного (а) и двухкаскадного (б) МФ

Вычисленные зависимости средних мощностей ( $P_{cp1}$ ,  $P_{cp2}$ ,  $P_{cp3}$ ,  $P_{cp4}$  – средние мощности в соответствующих узлах МФ) с учетом потерь в МФ приведены на рисунке 4.19.

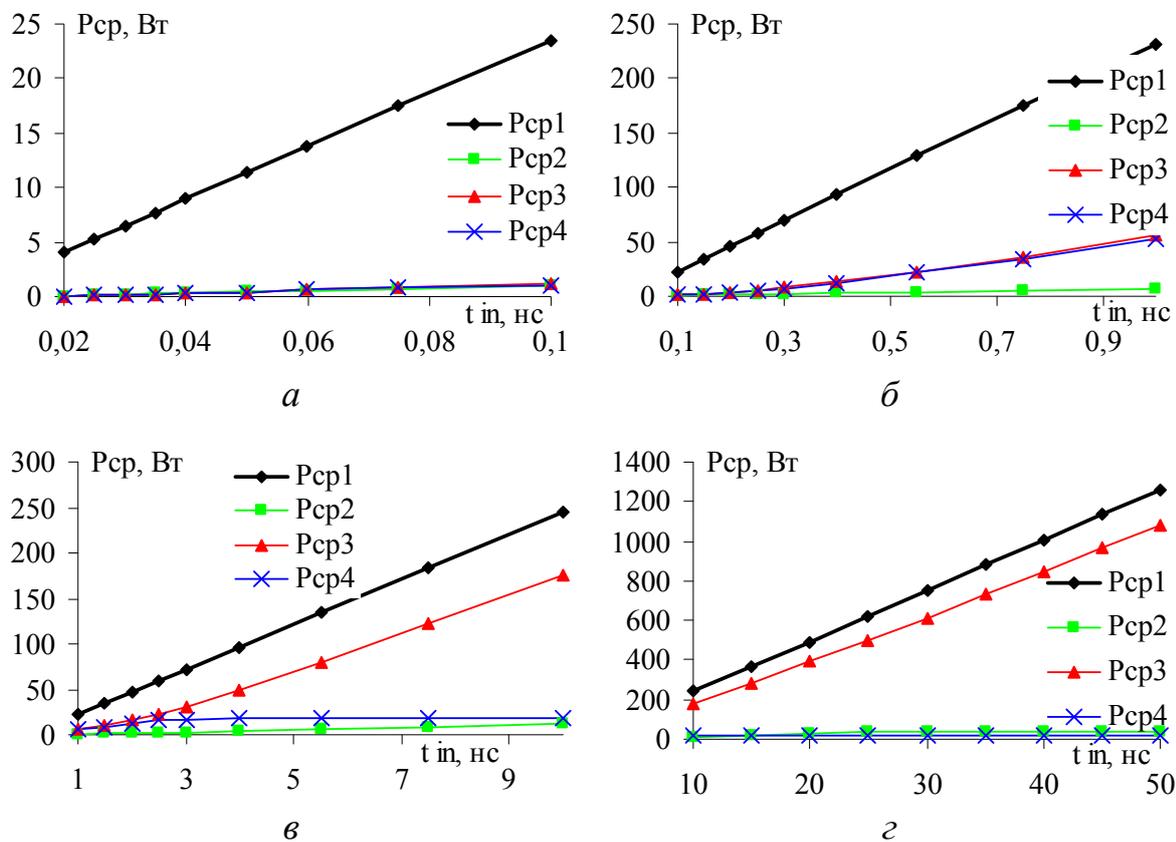


Рисунок 4.19 – Зависимости средних мощностей в узлах МФ от  $t_{in}$  с учетом влияния потерь: *a* – диапазон 1, 100 МГц; *б* – диапазон 2, 100 МГц; *в* – диапазон 3, 10 МГц; *г* – диапазон 4, 10 МГц

Анализируя полученные результаты, можно сделать 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 определенного 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 определенного предела, после достижения которого становится постоянной.

3. Наводка на ближнем конце пассивной линии также имеет 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 до 1 МГц предельные значения тоже уменьшатся в 10 раз.

Исследовано рассеяние мощности в двух-, трех- и четырехкаскадных МФ. Во всех вариантах 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, так же как и для однокаскадного МФ, приводит к сближению значений мощностей в начале и конце пассивного проводника.

Также выполнено вычисление средней мощности для трех- и четырехкаскадных МФ. Эти результаты не приводятся, так как влияние каскадного соединения на среднюю мощность хорошо видно на примере двухкаскадного МФ. Но численные и графические данные всех вариантов проанализированы и показали следующее.

1. Мощность в начале пассивной линии распределяется по каскадам пропорционально их длине.

2. Сумма средних мощностей в начале пассивной линии всех каскадов остается практически неизменной для реализации МФ с любым количеством каскадов при условии, что во всех вариантах одинакова суммарная разность задержек мод. Для однокаскадного МФ  $P_{cp2} = 44,6$  Вт; для двухкаскадного  $P_{cp2} + P_{cp5} = 14,9 + 28,6 = 43,5$  Вт; для трехкаскадного  $P_{cp2} + P_{cp5} + P_{cp8} = 6,3 + 12,3 + 24,2 = 42,8$  Вт; для четырехкаскадного  $P_{cp2} + P_{cp5} + P_{cp8} + P_{cp11} = 2,8 + 5,7 + 11,3 + 22,5 = 42,3$  Вт; имеющую разницу (в пределах 5,2 % от максимального значения) можно объяснить погрешностью моделирования.

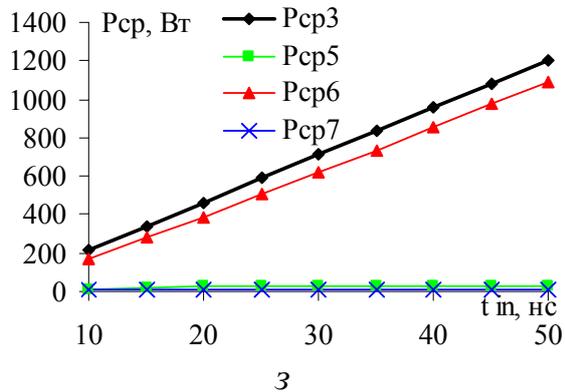
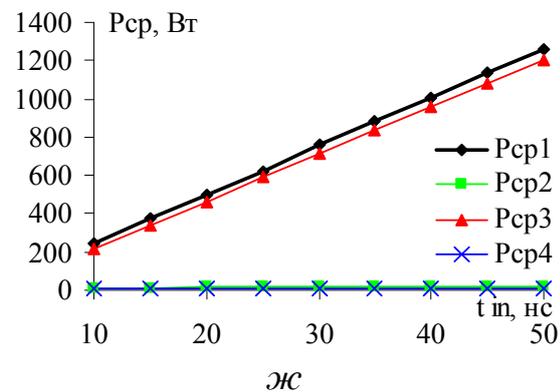
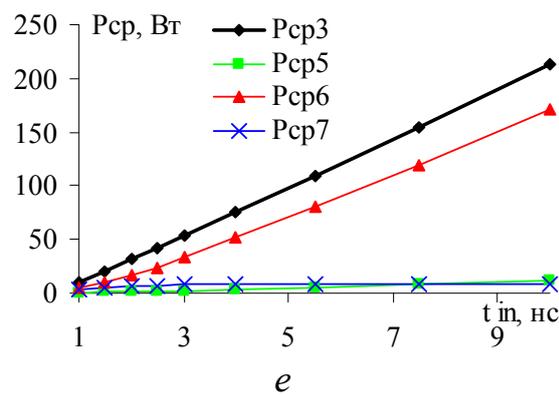
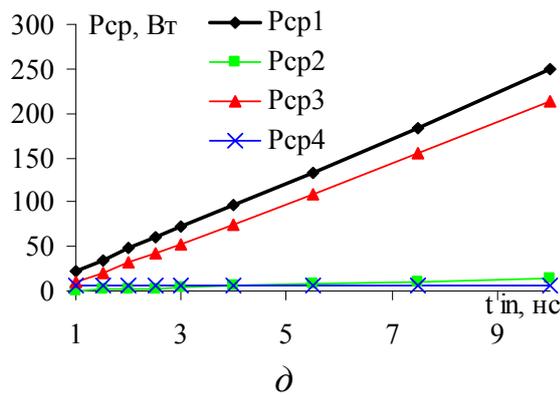
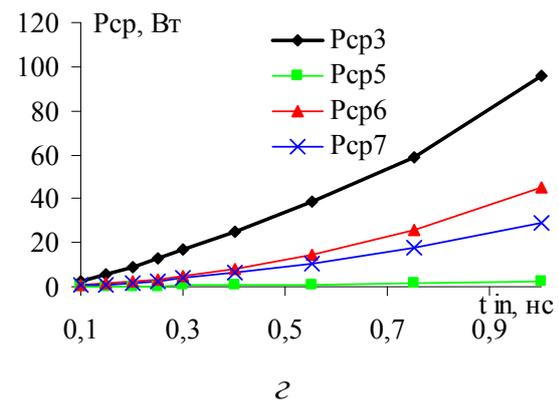
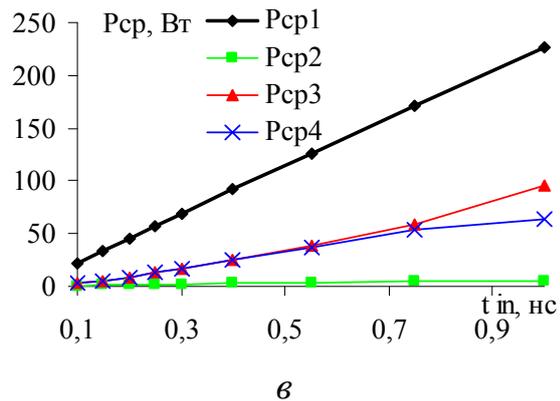
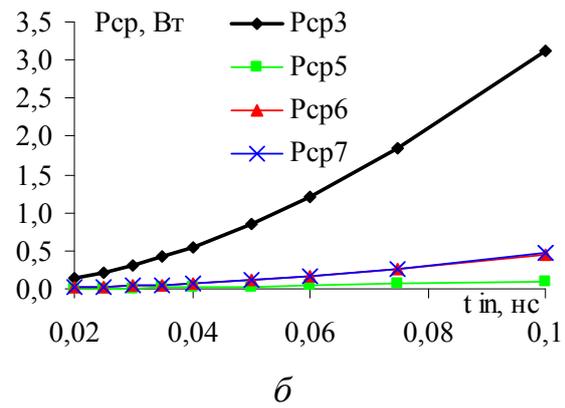
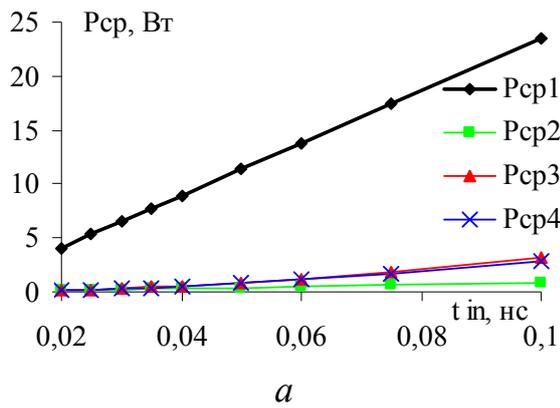


Рисунок 4.20 – Зависимости средних мощностей в узлах МФ от  $t_{in}$ :  
*а* – каскад 1, диапазон 1, 100 МГц; *б* – каскад 2, диапазон 1, 100 МГц;  
*в* – каскад 1, диапазон 2, 100 МГц; *г* – каскад 2, диапазон 2, 100 МГц;  
*д* – каскад 1, диапазон 3, 10 МГц; *е* – каскад 2, диапазон 3, 10 МГц;  
*ж* – каскад 1, диапазон 4, 10 МГц; *з* – каскад 2, диапазон 4, 10 МГц

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 следующим образом: для однокаскадного  $P_{cp4}=11$  Вт; для двухкаскадного  $P_{cp4}+P_{cp7}=11+5,1=16,1$  Вт; для трехкаскадного  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}=11,1+5+2,4=18,5$  Вт; для четырехкаскадного  $P_{cp4}+P_{cp7}+P_{cp10}+P_{cp13}=11+5,3+2,5+1,2=20$  Вт.

4. Увеличение количества каскадов МФ ведет к уменьшению диапазона эффективной фильтрации, когда энергия входного импульса распределяется между активной и пассивной линиями поровну. В полученных данных четко 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 еще 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 трехкаскадного – 0,3 нс; для четырехкаскадного – 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.

## 4.5. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой

Рассмотрим моделирование схемы, состоящей из МФ и TVS-сборки LC03-3.3 [297] (TVS – transient voltage supressor диоды называют в отечественной литературе также супрессорами или полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН)) [298, 299].

Spice-анализ схем с МФ выполнялся 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) – схемы с полупроводниковыми приборами защиты, а также выполнять их совместное моделирование. Рассматриваемые схемы, созданные в DesignLab, представлены на рисунках 4.21–4.23.

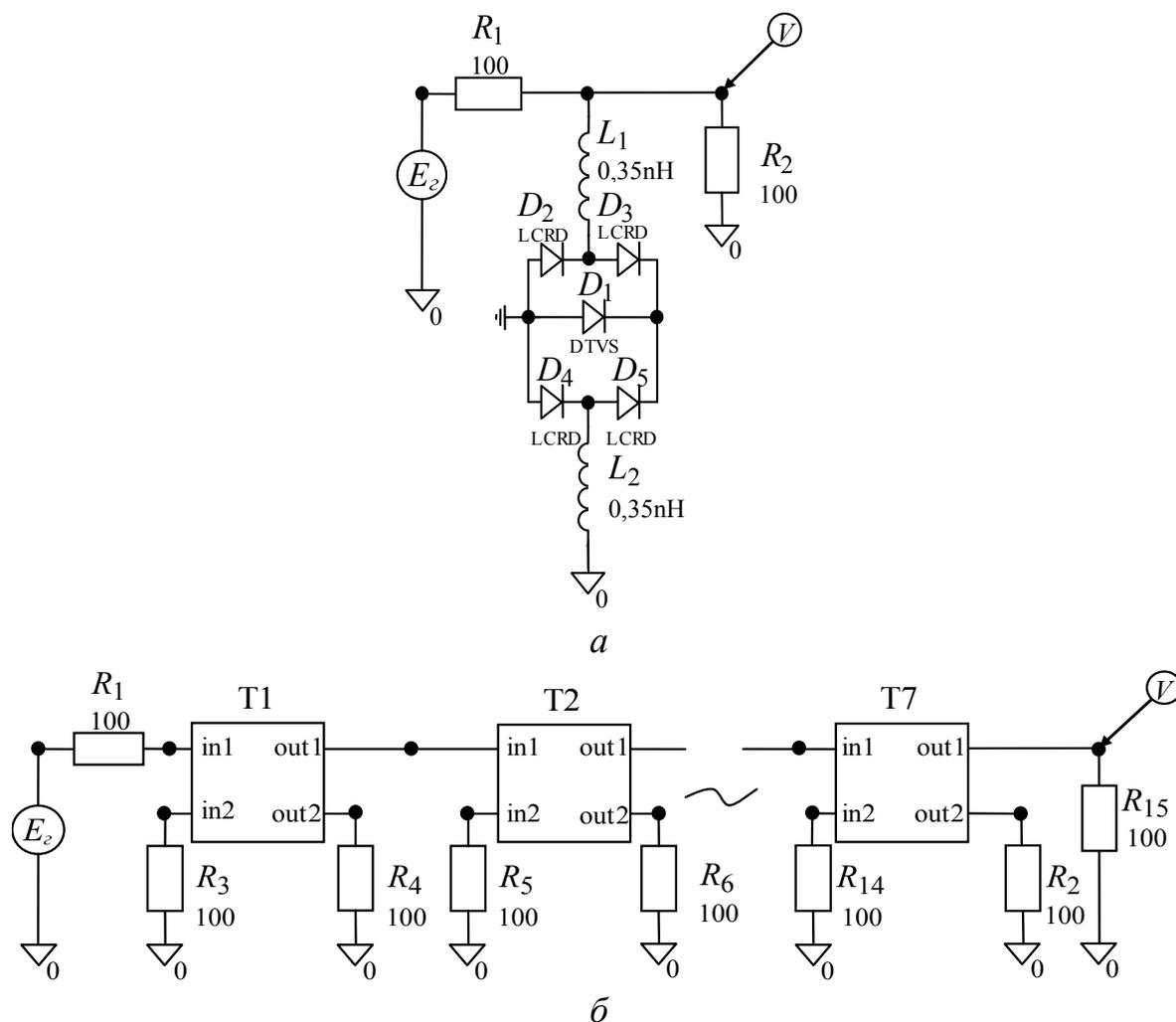


Рисунок 4.21 – Схемы TVS-сборки LC03-3.3 (a) и МФ (б)

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.

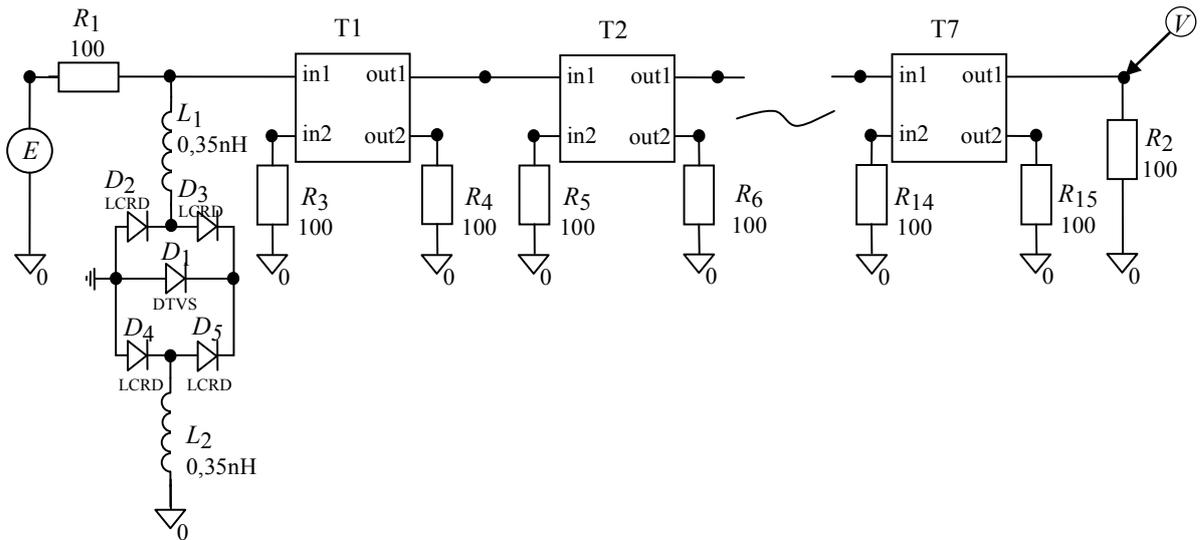


Рисунок 4.22 – Схема с TVS-сборкой и МФ

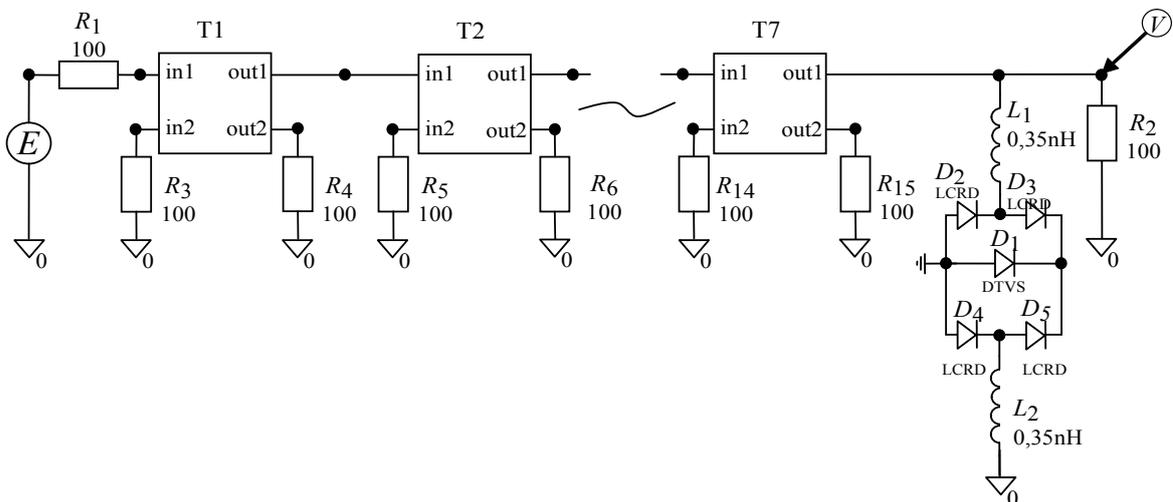


Рисунок 4.23 – Схема с МФ и TVS-сборкой

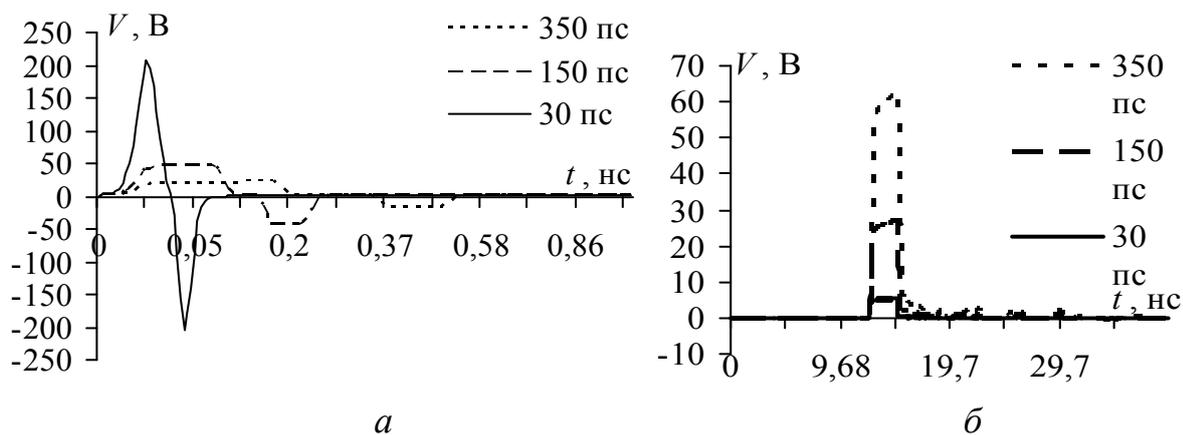


Рисунок 4.24 – Формы напряжения для схем на рисунке 4.21

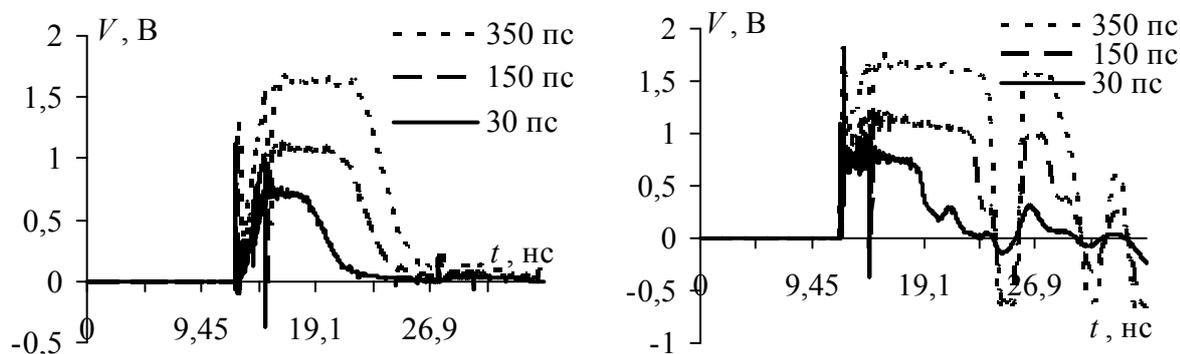


Рисунок 4.25 – Формы напряжения для схем на рисунках 4.22 (а) и 4.23 (б)

Паспортное значение напряжения ограничения TVS-сборки равно 3,3 В. Из рисунка 4.24,а видно, что после TVS-сборки из-за падения напряжения на ее паразитной индуктивности при длительности импульса 30 пс появляется вторичная двухполярная помеха амплитудой 210 В, а при 350 пс – 21 В. Для ее уменьшения необходимо снизить эту индуктивность, что сделать не всегда возможно. Использование только МФ для подавления импульса длительностью 30 пс приводит к уменьшению его амплитуды в 100 раз, но при увеличении длительности импульса амплитуда увеличивается (см. рисунок 4.24,б). Совместное использование TVS-сборки и МФ (см. 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	$V_{\text{ВЫХ}}$ , В	$V_{\text{ВЫХ}}/V_{\text{ВХ}}$
Рисунок 4.21, <i>а</i> (TVS-сборка)	30	210	0,42
	150	30	0,06
	350	21	0,042
Рисунок 4.21, <i>б</i> (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

#### 4.6. Создание макетов модальных фильтров с боковой связью

Рассмотренные ПП МФ изготовлены комбинированным позитивным методом, основанным на использовании субтрактивного метода с дополнительной химико-гальванической металлизацией переходных отверстий [300]. 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 полиэтилен-терефталатной основе 175 мкм для изготовления прозрачных фотошаблонов с использованием гелий-неонового лазерного (633 нм) или красного лазерного (650–670 нм) диода. 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 610AECSSB (рисунок 4.26).

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.

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 610AЕССВ

Чтобы травить медную фольгу толщиной 105 мкм, требуется гораздо больше времени, чем для травления фольги 35 мкм. Поэтому и подтравы больше, и они 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 требуется 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 они 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 внешним осмотром контролируется 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  $1,5 \pm 0,5$  мм от поверхности платы экранированные соединители типа 8P8C, 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 P1-12. Все радиоэлементы паяются припоем ПОС61 ГОСТ 21931-76. После пайки платы промываются спиртобензиновой смесью.

**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, так как 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

**Семикаскадные модальные фильтры.** Фотография макетов 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.

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.

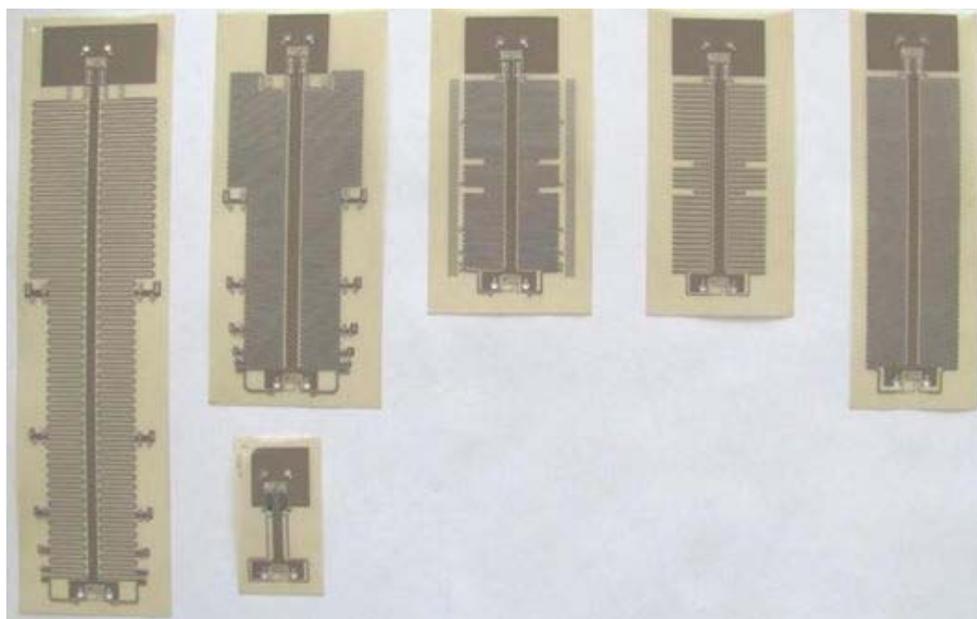


Рисунок 4.28 – Фотография макетов модальных фильтров и тестовых схем

ТС 1 и ТС 2 не являются МФ и спроектированы для сравнения прошедшего по ним сигнала с выходными сигналами фильтров. Схема ТС 1 аналогична схеме МФ 4, но без пассивного проводника, чтобы учитывать затухание сигнала. Схема ТС 2 спроектирована с минимальной длиной, без каскадов МФ, чтобы учитывать влияние соединителей RJ-45 и TVS-сборки.

#### **4.7. Экспериментальные исследования модальных фильтров с боковой связью**

Представим результаты натурального 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).

**Модальные фильтры с числом каскадов 1–4.** Эксперимент выполнялся с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11. При измерениях для ослабления сигнала на выходе МФ использовался 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.

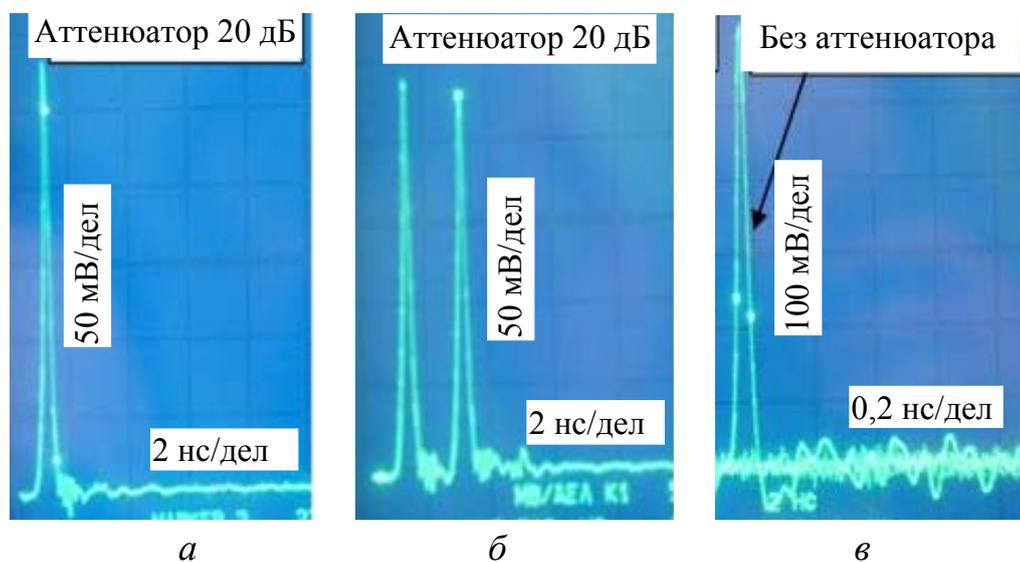


Рисунок 4.29 – Формы воздействий 1(а); 2 (б); 3 (в)

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.

Основные выводы по результатам натурального эксперимента для МФ с числом каскадов 1–4 следующие.

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, так как 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.

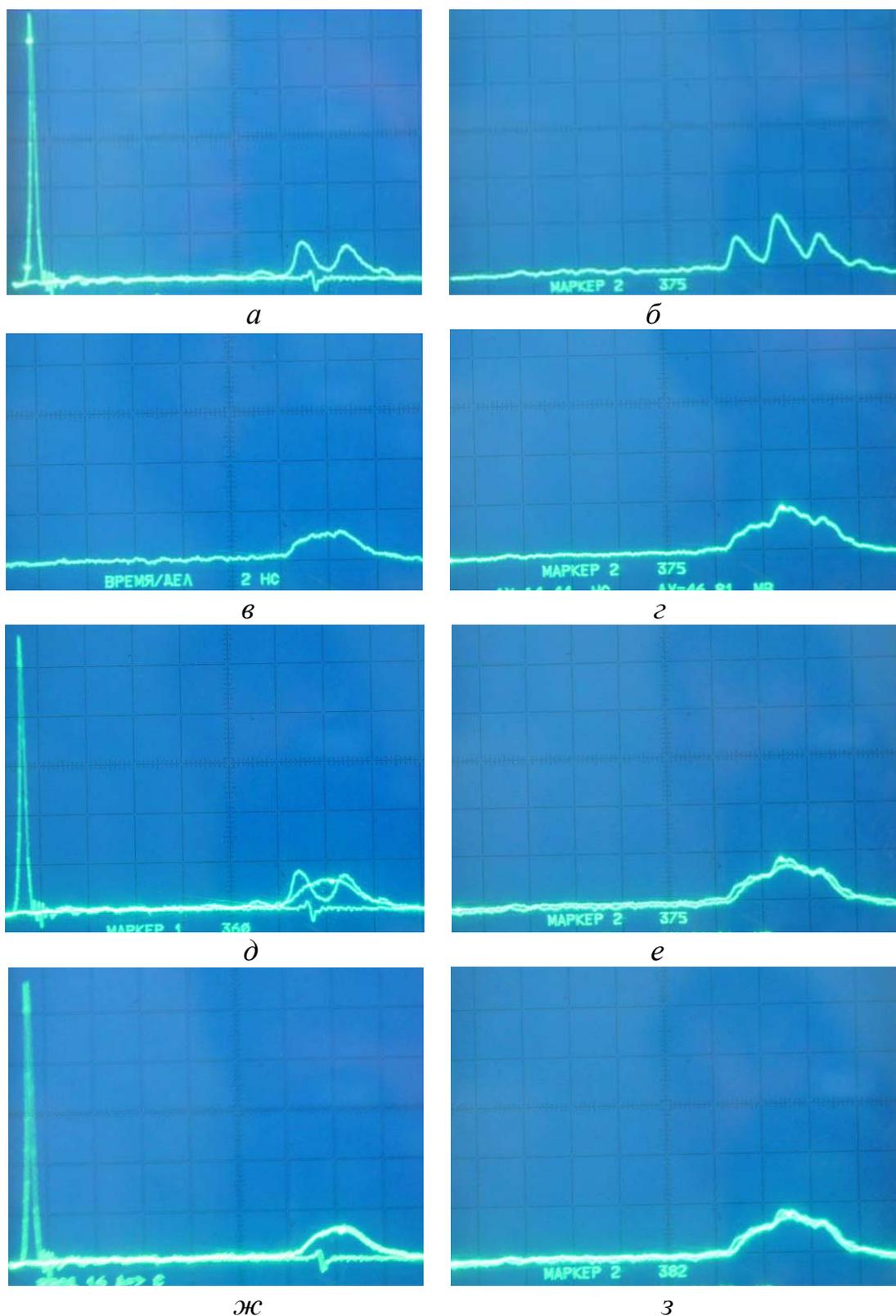


Рисунок 4.30 – Формы сигналов на выходе МФ при воздействиях 1 (левый столбец) и 2 (правый столбец): однокаскадного (а, б); двухкаскадного (в, г); однокаскадного и трехкаскадного (д); двухкаскадного и трехкаскадного (е); четырехкаскадного (ж); с числом каскадов 2, 3 и 4 (з)

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			

Приведем результаты моделирования эксперимента в системе TALGAT для однокаскадного МФ. Для более корректного моделирования с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analitical (инструментальная погрешность 1 %) измерены реальные значения диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r=4,05$ ) и тангенса угла диэлектрических потерь ( $\text{tg } \delta=0,025$ ) стеклотекстолита (использованного при изготовлении макета фильтра) на частоте 1 МГц, а также его толщины ( $h=260$  мкм). В работе [301] приведены зависимости  $\epsilon_r$  и  $\text{tg } \delta$  от частоты для зарубежного аналога отечественного стеклотекстолита (FR-4). Из зависимости  $\epsilon_r$  следует, что на частоте 1 МГц значение диэлектрической проницаемости равно 5. С увеличением частоты оно уменьшается до значения 4,4 на 10 ГГц. То есть  $\epsilon_r$  уменьшается с ростом частоты на 0,15 на декаду. Полагая характер зависимости  $\epsilon_r$  для отечественного стеклотекстолита близким зарубежному, получим, что для частоты 50 ГГц (максимальная частота спектра нашего воздействия) значение диэлектрической проницаемости будет  $\epsilon_r=4,05-(4,5 \times 0,15)=4,05-0,675=3,375$ . При этом значение  $\text{tg } \delta$  практически неизменно на высоких частотах и равно 0,025 [301]. Значения матрицы  $\mathbf{R}$ , полученные с помощью LinPar:  $R_{11}=R_{22}=1,0522$  Ом/м,  $R_{12}=R_{21}=0,6203$  Ом/м на частоте  $f=1$  МГц.

На рисунке 4.31,а приведены результаты эксперимента и компьютерного моделирования.

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента параметры импульсов сведены в таблицу 4.7 ( $\tau_1$  – задержка импульса 1,

$\tau_2$  – задержка импульса 2,  $V_1$  – амплитуда импульса 1,  $V_2$  – амплитуда импульса 2).

Предел допускаемой погрешности измерений по времени для осциллографа С9-11 составляет 7,5 %. С ее учетом измеренное время задержки первого импульса равно  $11,72 \pm 0,88$  нс, второго –  $13,72 \pm 1,03$  нс. Соответственно получим правые границы для первого импульса  $\tau_1 = 12,6$  нс и второго –  $\tau_2 = 14,75$  нс. Таким образом, с учетом 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.

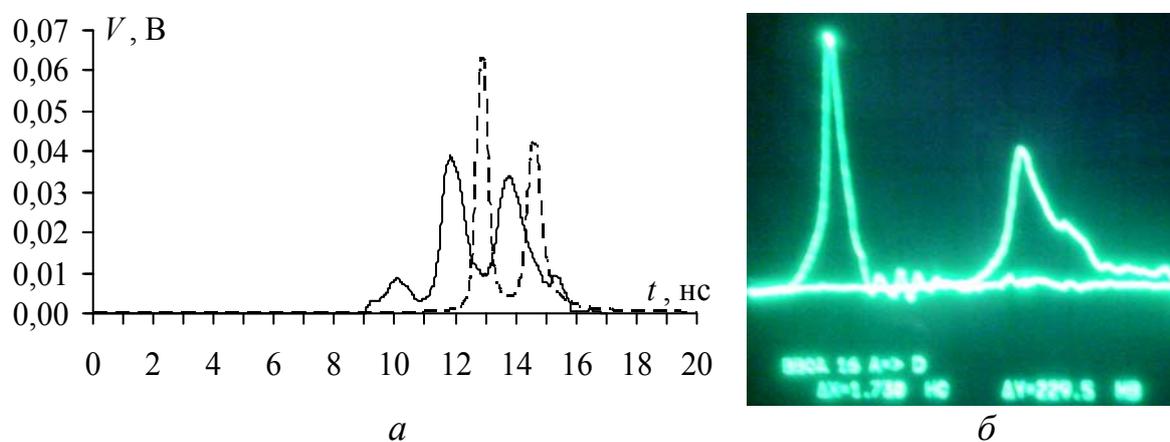


Рисунок 4.31 – Формы сигнала для однокаскадного МФ (а): эксперимент (—) и моделирование (---); осциллограмма, отражающая влияние отрезков витых пар и соединителей на задержку и амплитуду импульса (б)

Таблица 4.7 – Параметры импульсов для эксперимента и моделирования

Параметры импульсов	$\tau_1$ , нс	$\tau_2$ , 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

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. Кроме того, реальные значения матрицы **R** неизвестны и взяты приближенно, что также 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.

**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 аттенуатором 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 (в 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 эксперименте сигналы представлены на рисунках 4.32, 4.33, а их параметры сведены в таблицу 4.8.

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

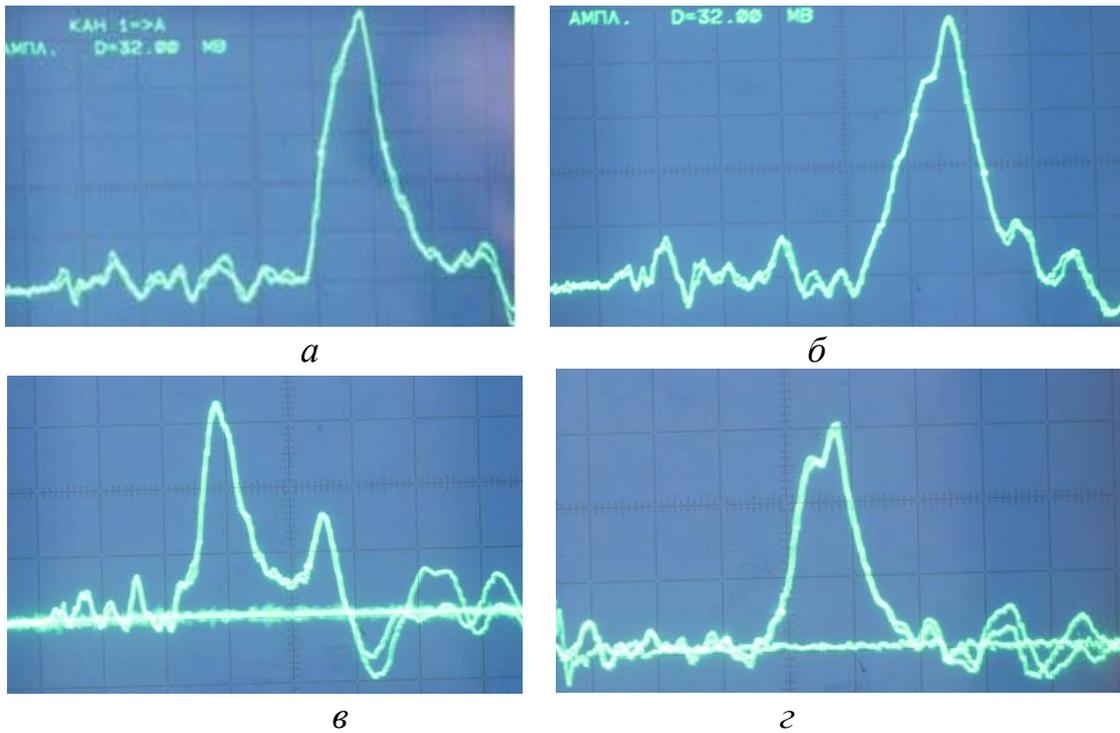


Рисунок 4.32 – Формы сигналов на выходе МФ при включении в прямом и обратном направлениях без аттенюатора: *а* – МФ 1; *б* – МФ 2; *в* – МФ 3; *г* – МФ 4

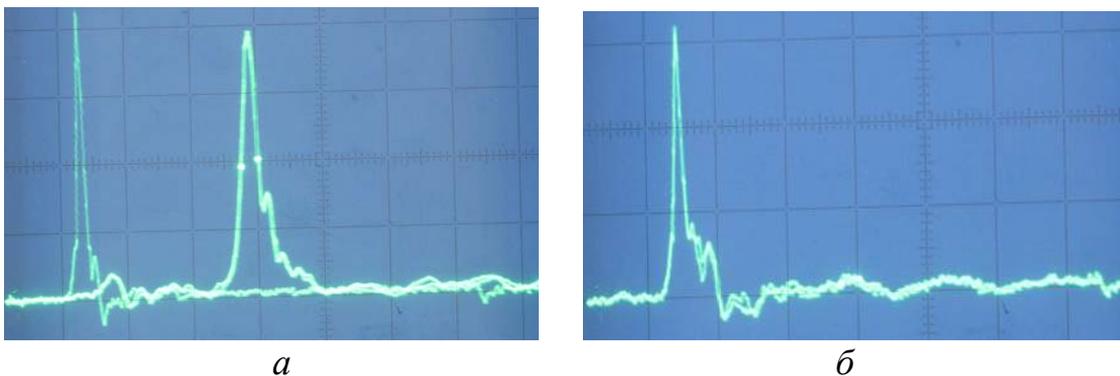


Рисунок 4.33 – Формы входного и выходного сигнала без аттенюатора для ТС 1 (*а*) и выходного сигнала с аттенюатором для ТС 2 (*б*)

В результате эксперимента установлено следующее.

1. Изготовленные МФ могут работать при отсутствии компонентов (TVS-диодов и даже резисторов), что подтверждает возможность создания бескомпонентных МФ. Амплитуда входного сигнала на выходе МФ (см. таблицу 4.8) уменьшилась: 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 показало, 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, см. таблицу 4.8), так и за счет эффекта модальной фильтрации (в 7 раз, см. таблицу 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. Таким образом, их можно использовать в двунаправленных устройствах, в том числе для ослабления помех в обоих направлениях.

6. Используемый в эксперименте импульс не полностью разлагается в отрезках МФ. Поэтому актуально исследование распространения более коротких импульсов.

Выполнены измерения излучений трехкаскадного МФ (см. рисунок 4.27) и семикаскадных МФ1, МФ4 (см. 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 его длины. Результаты измерения представлены на рисунках 4.34, 4.35.

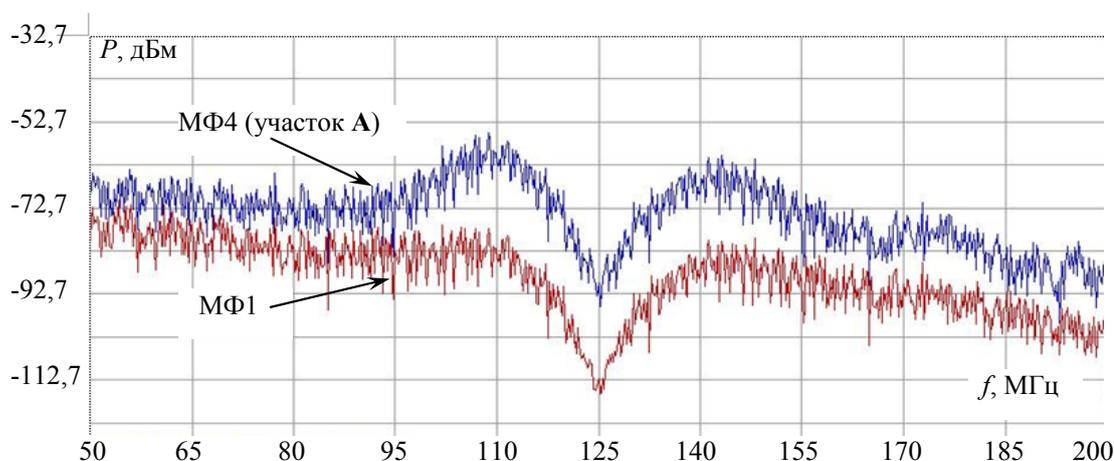


Рисунок 4.34 – Частотные зависимости мощности сигнала на входе RSA6100B Tektronix при измерении напряженности магнитного поля семикаскадных МФ 1 и МФ 4

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 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 4.36) 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.

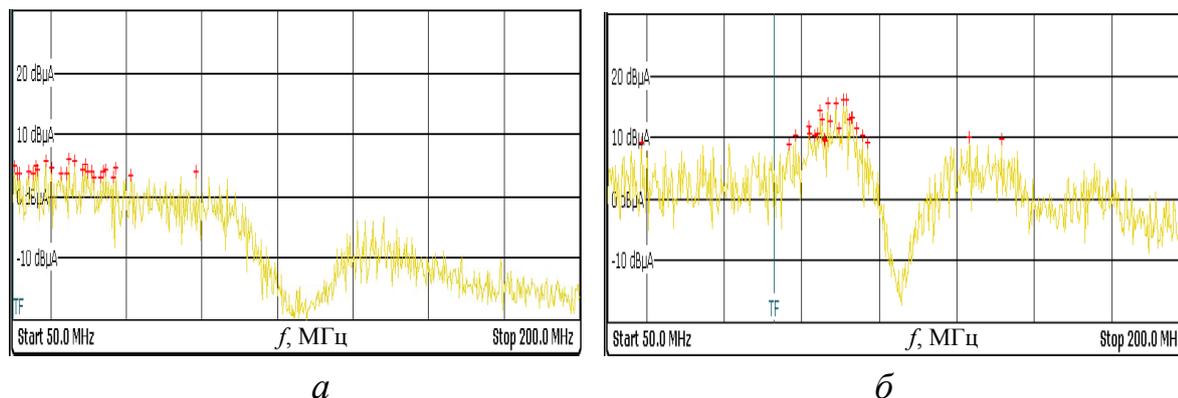


Рисунок 4.35 – Частотные зависимости тока в датчике напряженности магнитного поля: *a* – трехкаскадного МФ; *б* – участка А семикаскадного МФ 4 (рисунок 4.36)

По результатам измерений, представленных на рисунке 4.35, сделаны следующие выводы.

1. Для трехкаскадного МФ при перемещении датчика его показания почти не изменяются. 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.

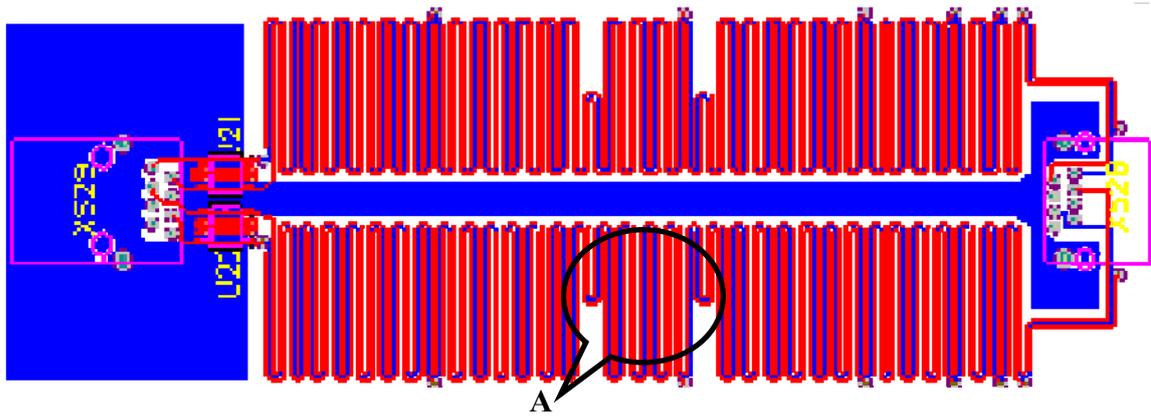


Рисунок 4.36 – Макет семикаскадного МФ 4

Таким образом, представленные результаты эксперимента подтвердили уменьшение излучаемых эмиссий от МФ на частоте его первого резонанса на 20дБ по сравнению с низкими частотами.

#### 4.8. Модальный фильтр с лицевой связью

**Симметричный модальный фильтр.** Структура МФ с лицевой связью (см. рисунок 3.26,*а*) основана на связанных линиях с лицевой электромагнитной связью [302–305]. При этом, как было показано в разделе 3, амплитуда импульсов разложения меньше, чем для структур со слабой связью, и определяется выражением для нормированных амплитуд (3.12). На основе формулы (3.12) получена зависимость амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки  $h$  (см. рисунок 3.28,*в*) при параметрах структуры:  $w=1$  мм,  $w_1=1,15$  мм,  $t=105$  мкм,  $s=4,87$  мм,  $h=0,125, \dots, 4$  мм,  $\epsilon_r=5$ . Видно, что при меньших толщинах диэлектрика можно получить меньшие амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Параметрическая оптимизация выполнялась по критерию максимизации значения  $\Delta t$  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  $Z=50$  Ом в соответствии с измерительным трактом осциллографа, к которому подключается макет. Параметрическая оптимизация генетическим алгоритмом проводилась для 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 была выбрана из широко распространенного ряда значений с учетом максимального тока в проводниках. Материал с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r=5$  (стеклотекстолит) выбран из соображений дешевизны и общедоступности. По результатам оптимизации изготовлен макет МФ с лицевой связью длиной  $l=0,65$  м (рисунок 4.37,*а*).

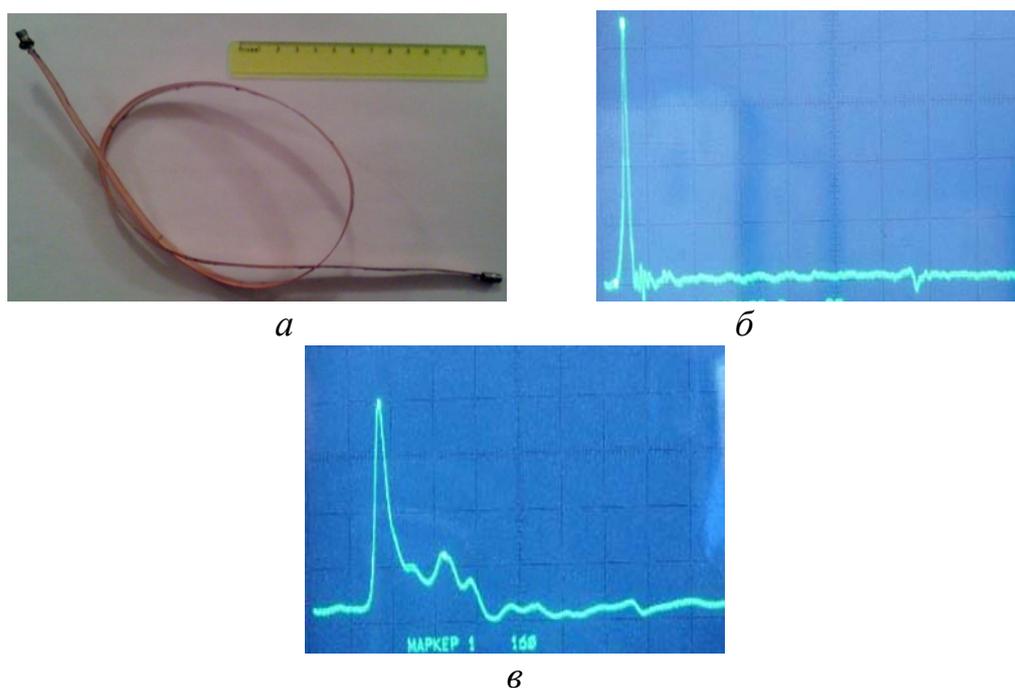


Рисунок 4.37 – Модальный фильтр с лицевой связью: *а* – макет; *б* – осциллограммы напряжения на входе с аттенюатором 20 дБ; *в* – на выходе без аттенюатора

Исследовано влияние отклонения геометрических параметров изготовленного макета от заданных. Геометрические параметры макета измерялись через каждые 5 см и вычислялись 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 характеристики изготовленного макета модального фильтра имеют незначительные отклонения. Значения  $\Delta\tau$  отличаются на 3 %. Важно, что волновое сопротивление  $Z=(Z_e Z_o)^{1/2}=52,3$  Ом незначительно (на 4,6 %) отличается от сопротивления 50 Ом измерительного тракта.

Результаты эксперимента представлены на рисунке 4.37,б, в. Входное воздействие (см. рисунок 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 натурального 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  $\tau_e$  и нечетной  $\tau_o$  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 объясняется 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, в МФ с лицевой связью имеют место уменьшение входного воздействия почти в 5 раз и эффект модального разложения. 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	$(Z_e Z_o)^{1/2}$ , 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

**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 обладает большой разностью задержек мод и способностью разлагать СКИ.

Поэтому в системе TALGAT спроектирован ряд новых МФ с лицевой связью в виде ПП с заданными параметрами поперечного сечения (рисунок 4.38) [306, 307]. Их особенностью является асимметрия из-за выполнения опорного проводника не в П-образном виде, а полоской, что упрощает изготовление МФ.

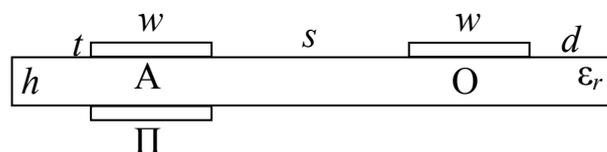


Рисунок 4.38 – Поперечное сечение асимметричного МФ

Параметры МФ:  $s=5, 10, 15$  мм;  $w=5, 10, 15$  мм;  $h=0,5; 1; 1,5$  мм,  $t=105$  мкм,  $d=w$ ,  $\epsilon_r=4$ . 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 формуле (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  $(Z_e Z_o)^{1/2}$ . Формы сигнала, вычисленные для  $h=0,5; 1; 1,5$  мм, представлены на рисунке 4.39, а остальные параметры приведены в таблице 4.10. Сигналы представлены только для  $s=5$  мм, так как вычисления показали, что изменение  $s$  незначительно влияет на амплитуду и форму сигналов для каждого  $w$ . Однако в таблице 4.10 приведены 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 оно и не требуется, поскольку это только увеличивает провал между двумя разложенными импульсами, а их амплитуды изменяться не будут (см. рисунок 4.39). С другой стороны, если увеличивать совмещение импульсов, то произойдет увеличение выброса и снижение эффективности защиты. Однако требуемый результат достигим за счет правильного выбора параметров МФ для определенных параметров сигнала. Из рисунка 4.39 вид-

но, 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  $h$ . Согласно таблице 4.10 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).

Таблица 4.10 – Вычисленные значения характеристик асимметричного МФ

$h$ , мм	$w$ , мм	$s$ , мм	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o$ , нс/м	$\Delta\tau$ , нс/м	$(Z_e Z_o)^{1/2}$ , 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

Кроме того,  $\Delta\tau$  незначительно изменяется при изменении  $s$  для каждого  $w$ , но увеличение  $w$  приводит к увеличению  $\Delta\tau$ . Значения

амплитуд разложенных импульсов также зависят от  $h$ ,  $s$  и  $w$  (см. таблицу 4.10, столбцы  $V_A$  и  $V_S$ ). Видно, что вычисленные по формуле (3.9) амплитуды  $V_A$  почти совпадают с  $V_S$  для случаев, показанных на рисунке 4.39. Следовательно, 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  $(Z_e Z_o)^{1/2}$ .

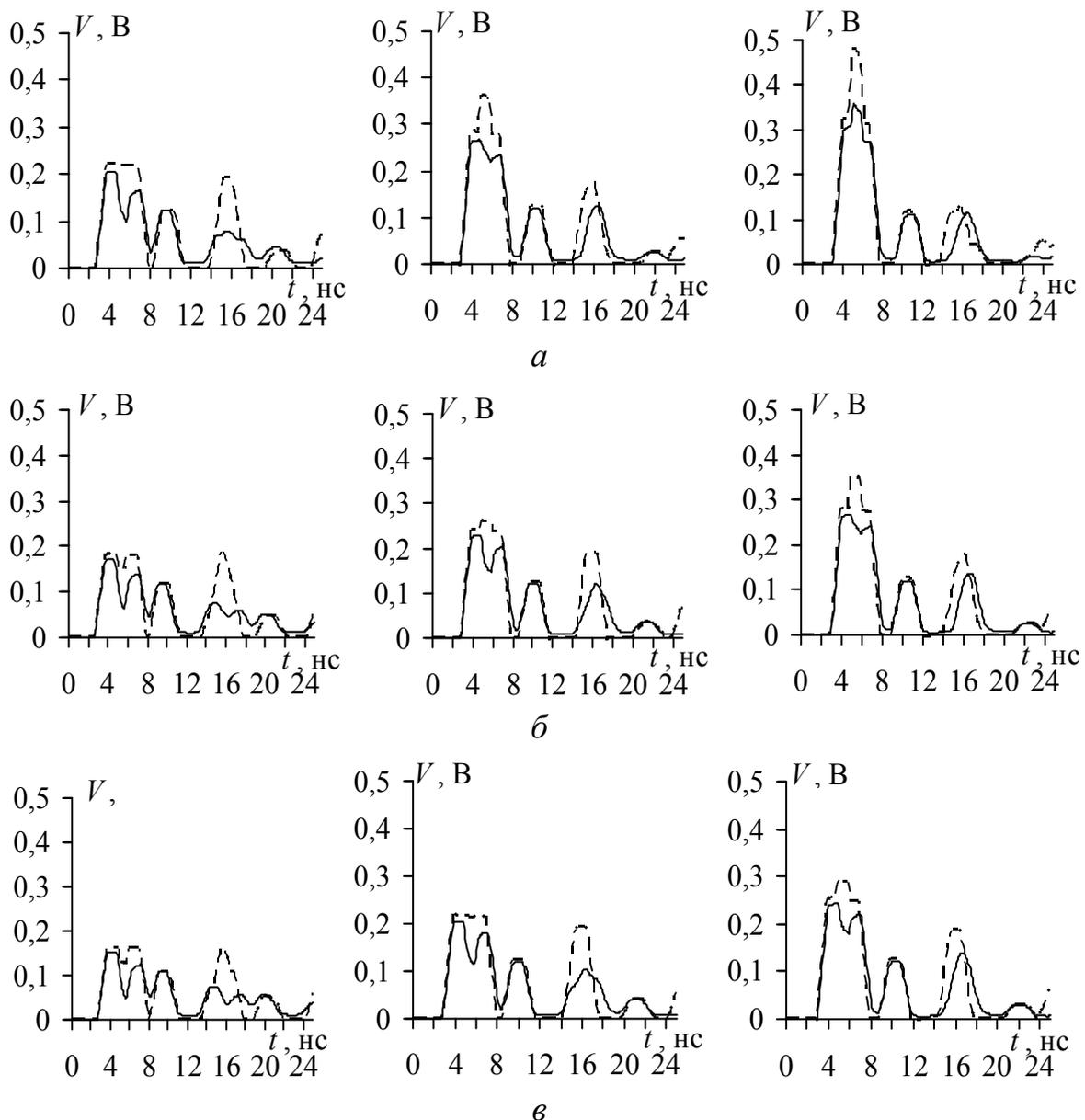


Рисунок 4.39 – Формы сигнала в конце активного проводника МФ при  $h=0,5$  мм (левый столбец), 1 мм (средний столбец), 1,5 мм (правый столбец) и  $s=5$  мм для  $w=5$  мм (а), 10 мм (б), 15 мм (в) без учета (---) и с учетом (—) потерь

При сравнении форм 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

Из данных таблицы следует, 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 ею определяется максимальное значение выходного сигнала.

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.

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) 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.



Рисунок 4.40 – Фотография макетов модальных фильтров



*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. макет 1 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, откуда 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 (см. рисунок 4.42,б) и в 6 раз меньше амплитуды входного воздействия (см. рисунок 4.42,а). Разность задержек распространения этих импульсов составляет примерно 0,6 нс, что совпадает с результатами предварительного компьютерного моделирования ( $3 \text{ нс/м} \times 0,2 \text{ м} = 0,6 \text{ нс}$ ). Третий импульс амплитудой 74 мВ и последующие импульсы являются отраженными, так как поступают на выход 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 незначительно. На рисунке 4.42,д представлен сигнал макета МФ 4 (изготовлен 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 рисунках 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.

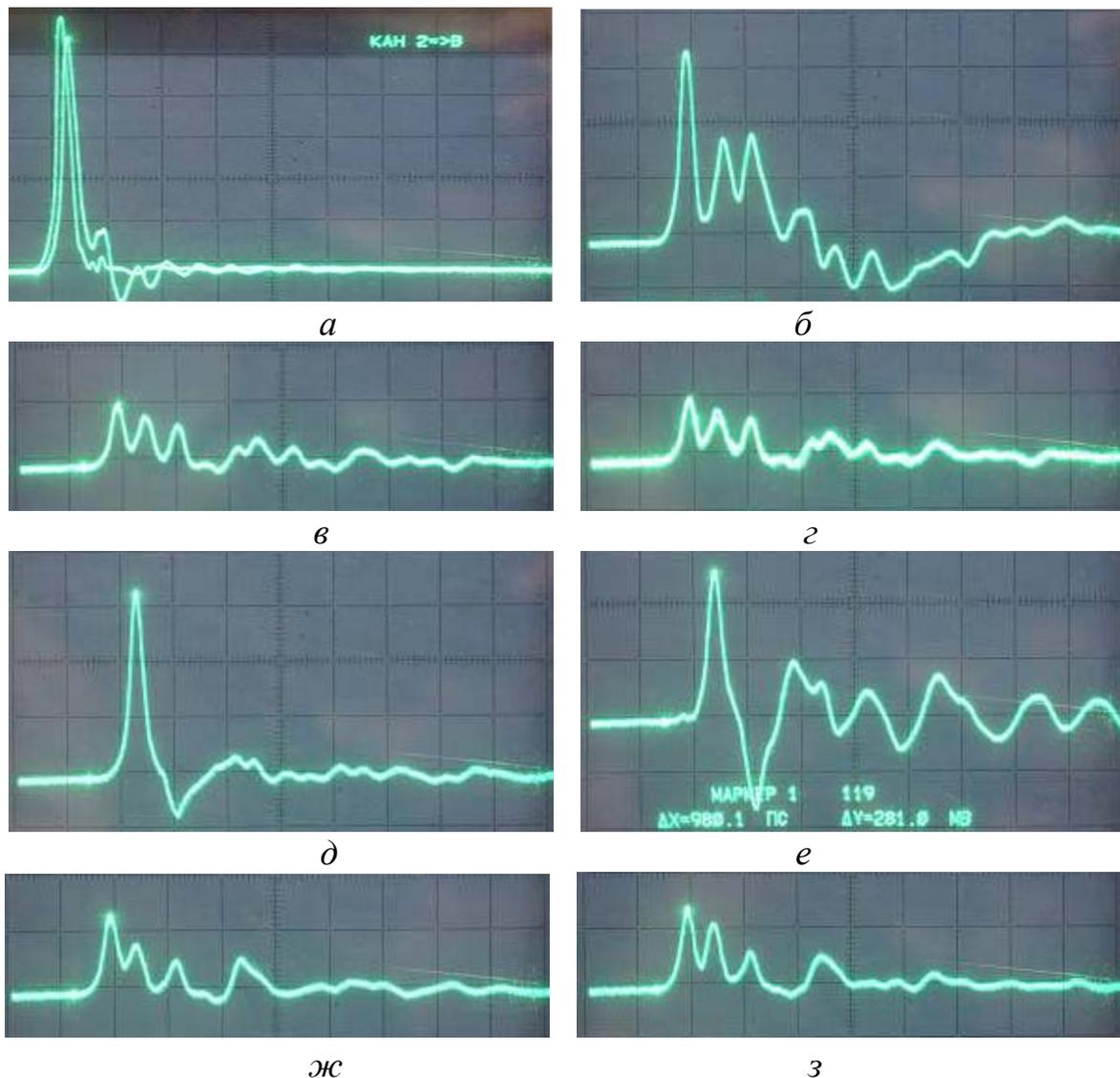


Рисунок 4.42 – Входное воздействие без учета и с учетом влияния измерительного тракта и соединителей SMA (*a*); формы сигнала на выходе: макета 1 (*б*), МФ 2 (*в*), МФ 3 (*г*), МФ 4 (*д*), МФ 5 (*е*), МФ 6 (*ж*), МФ 7 (*з*)

Выполнено моделирование эксперимента (с точным учетом реальной формы воздействия) в TALGAT для макета МФ 2. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.43,*a*, формы сигналов,

полученных экспериментально и при моделировании, показаны на рисунке 4.43,б. Амплитуда первого импульса, полученная при эксперименте, равна 113 мВ, а при моделировании – 100 мВ (различие составляет  $\pm 6\%$ ). Амплитуда второго импульса, полученная при эксперименте, равна 91 мВ, а при моделировании – 73 мВ (различие составляет  $\pm 11\%$ ). Задержка между этими импульсами при эксперименте равна 0,6 нс, а при моделировании – 0,71 нс (различие составляет  $\pm 8,4\%$ ). Совпадение можно считать удовлетворительным.

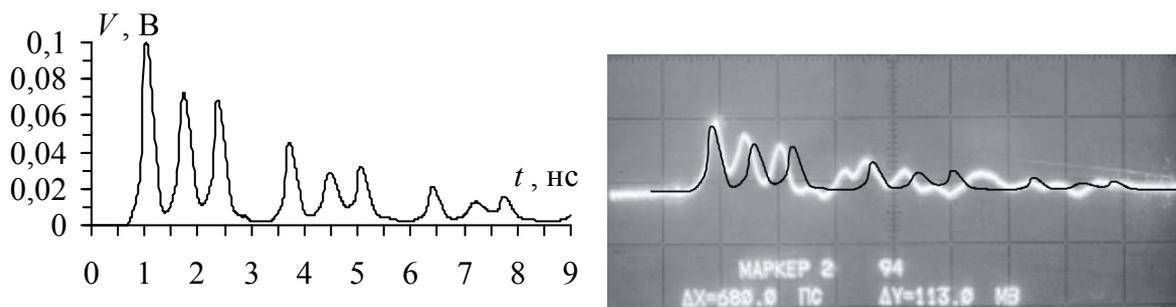


Рисунок 4.43 – Результаты моделирования (а); сравнение результатов моделирования и эксперимента (б) для макета МΦ 2

Сравнение форм сигнала, полученных в TALGAT, CST MWS и экспериментально, представлено на рисунке 4.44. Видно, что формы сигнала, полученные при электродинамическом и квазистатическом анализе, согласуются по времени: различие в задержках распространения импульсов четной и нечетной мод становится существенным только после третьего импульса.

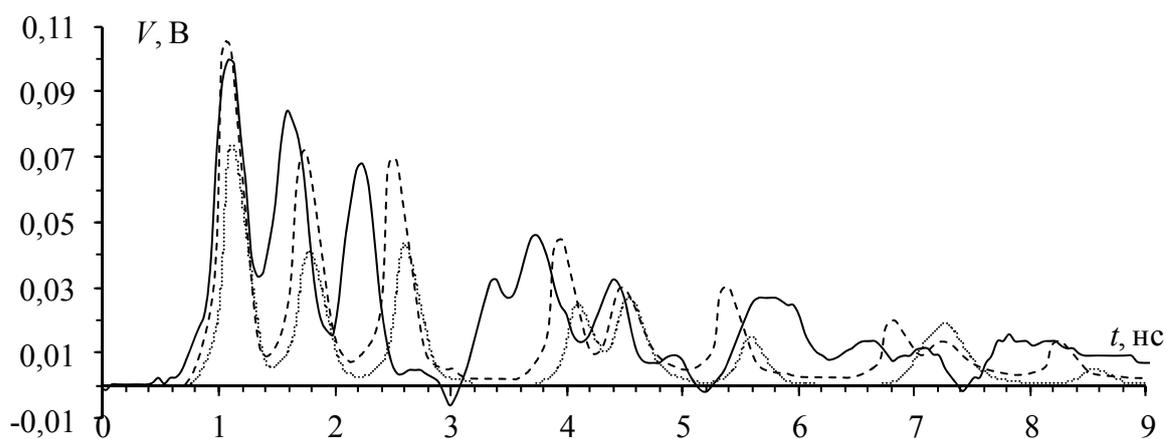


Рисунок 4.44 – Форма сигнала на выходе МΦ2 при эксперименте (—) и моделировании с реальной формой СКИ: электродинамический (····) и квазистатический (- - -) анализ

Вместе с тем, амплитуды импульсов на выходе МФ2 при различных видах анализа отличаются значительно, что объясняется различием учета потерь. Отличие экспериментального результата от результатов моделирования может быть связано с меньшим значением  $\epsilon_r$  реального материала подложки, по сравнению со значениями, используемыми при моделировании. Кроме того, влияют неоднородности соединителей и их посадочных мест, не учитываемые при моделировании.

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.

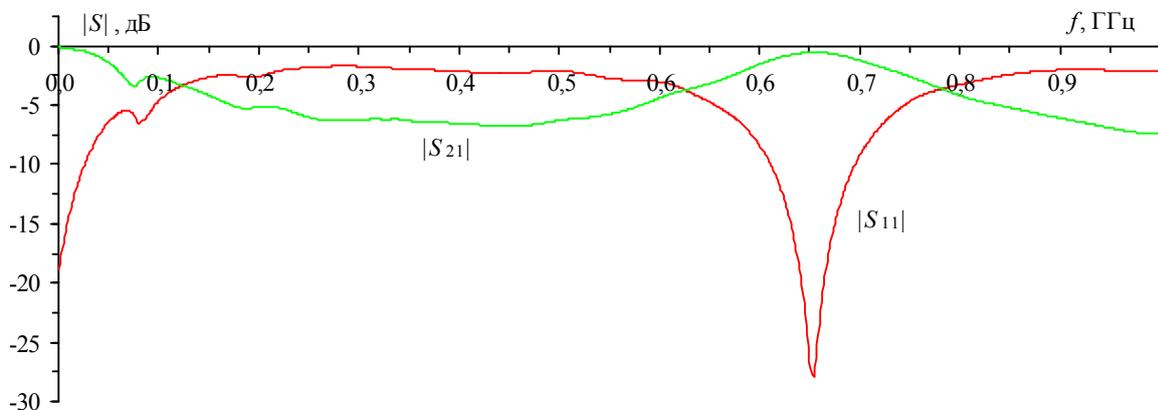
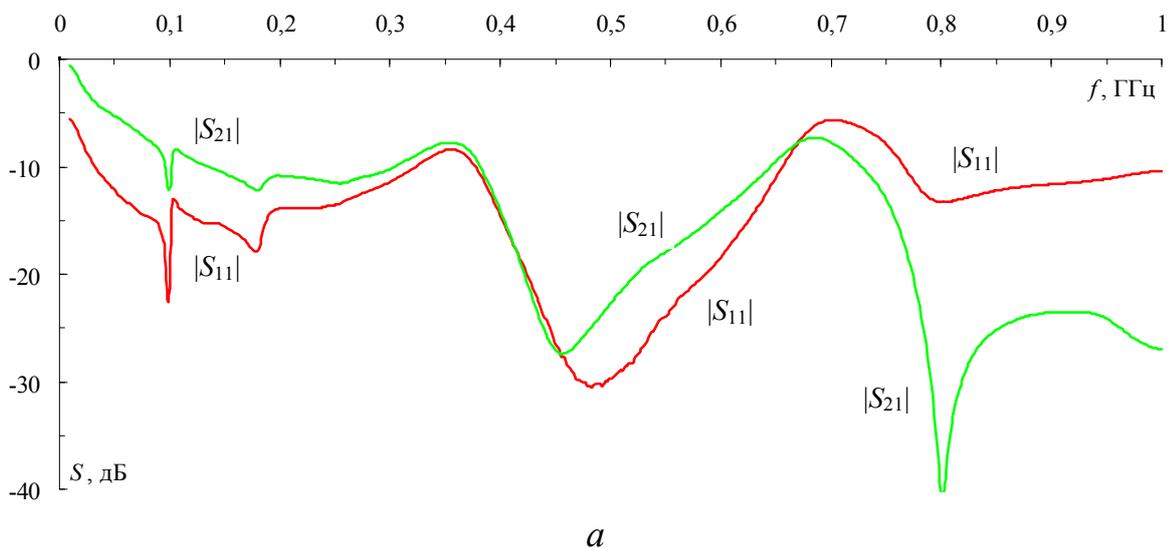


Рисунок 4.45 – Зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  для макета МФ 2 (*a*) и макета 1 (*б*): эксперимент (—) и моделирование (- - -)

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.

#### **4.9. Модальный фильтр на основе гибкого печатного кабеля**

Покажем возможность использования модальной фильтрации в гибких печатных кабелях (ГПК), применяемых в бортовой РЭА КА для обеспечения связи между блоками [308–311].

**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 двумя общими проводниками (Общ) разделены сигнальные проводники (Di07-1, Di08-1). На рисунке 4.46,в показано, что для разделения сигнальных проводников (3 проводника +Н1\*<sup>^</sup>Zцпм) 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.

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).

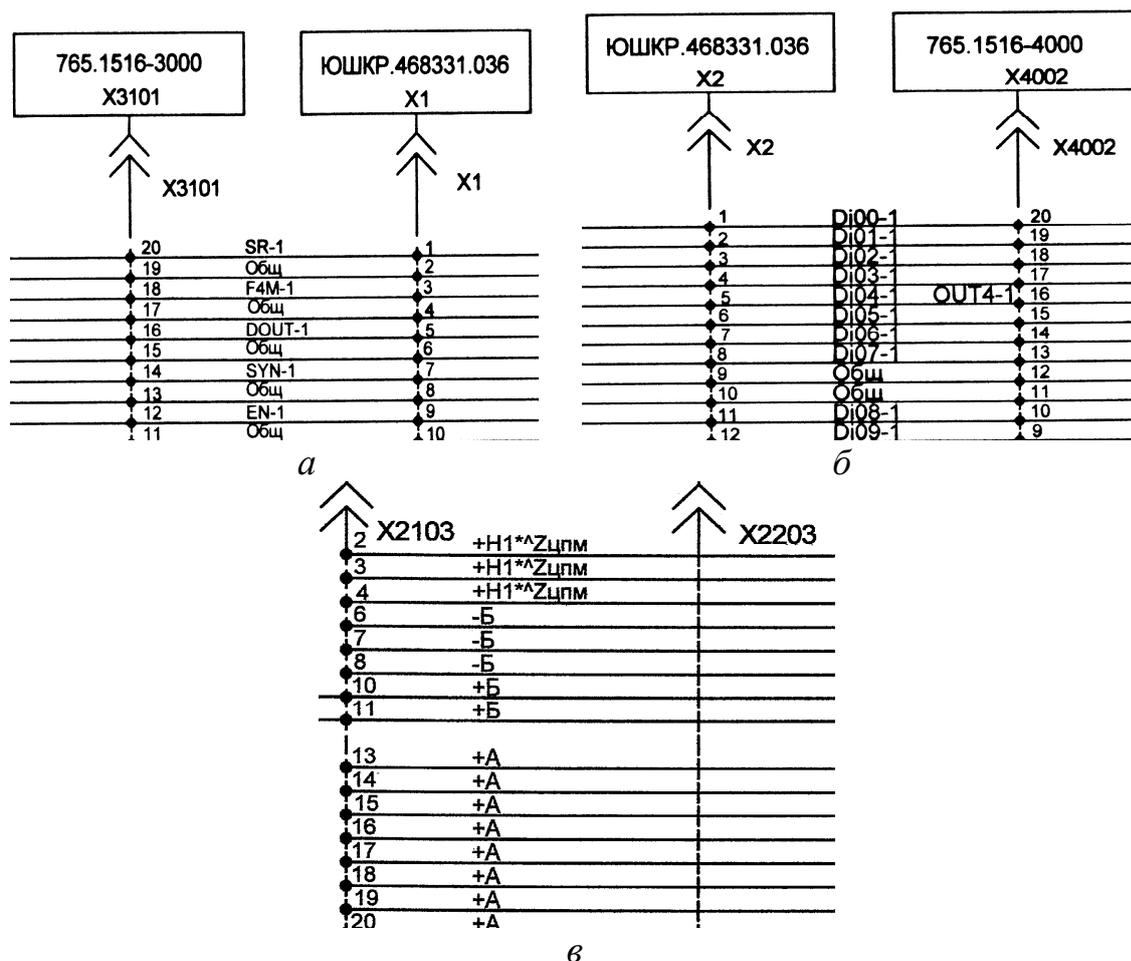


Рисунок 4.46 – Фрагменты электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

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) структурой.

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  $R_1, R_2, R_3, R_4$  приняты равными среднему геометрическому значению сопротивлений четной и нечетной мод  $R=180 \text{ Ом}$ , что выравнивает и минимизирует отражения сигналов каждой моды.

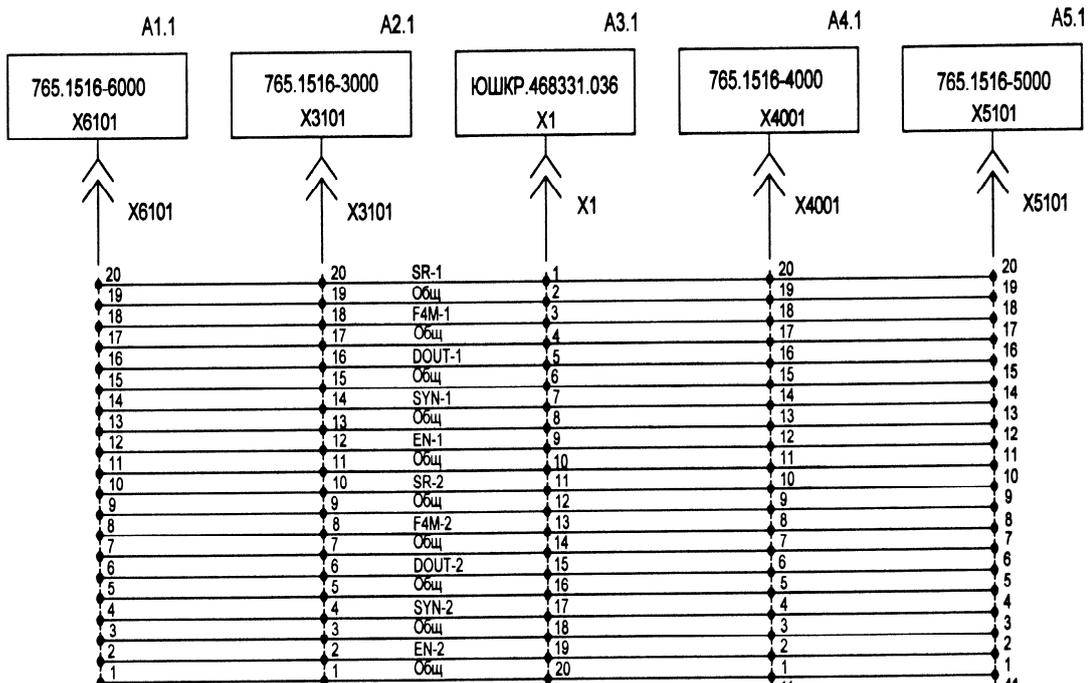


Рисунок 4.47 – Фрагмент электрической принципиальной схемы интерфейсного блока бортового комплекса управления

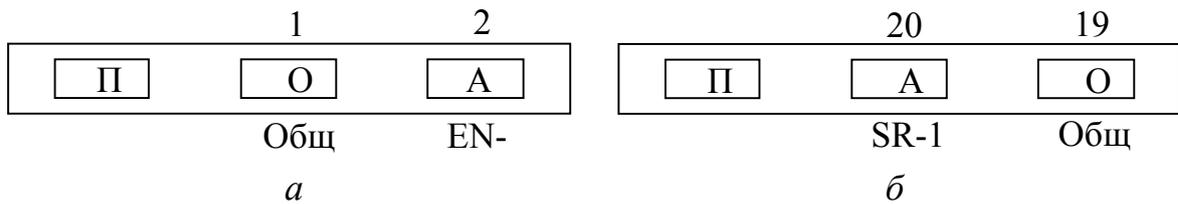


Рисунок 4.48 – Поперечное сечение симметричной (а) и несимметричной (б) структур: О – общий, А – активный, П – пассивный проводники; числами обозначены номера контактов соединителя

Схема включения отрезка ГПК для таких структур представлена на рисунке 4.49,б (опорный проводник не показан, поскольку обозначен землей).

Моделирование проводилось в системе 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 тангенс 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.

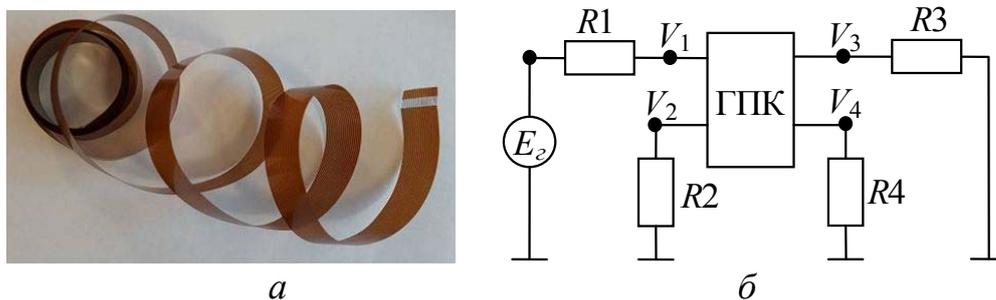


Рисунок 4.49 – Фотография ГПК (а) и схема включения отрезка ГПК (б)

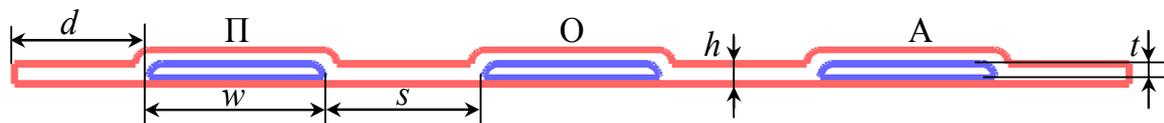


Рисунок 4.50 – Поперечное сечение трех крайних проводников ГПК, построенное в TALGAT

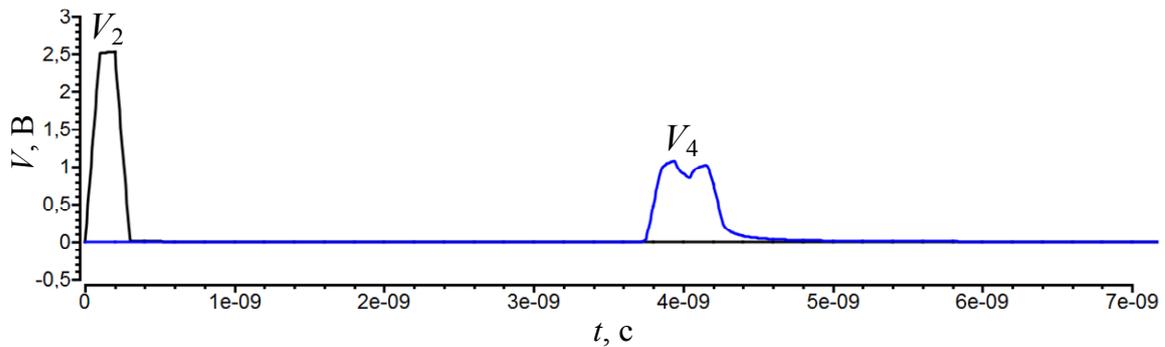
Таблица 4.10 – Вычисленные параметры отрезка ГПК

$L_{11}$ , 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	$\tau_e$ , нс/м	$\tau_o$ , нс/м	$\tau_e - \tau_o$ , нс/м
733	232	22	-6	189	55	244	134	180	3,95	3,74	0,21

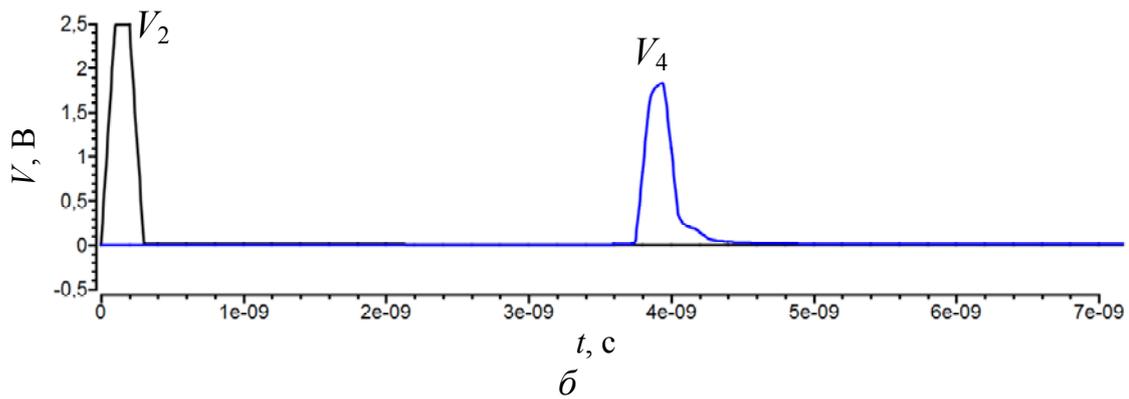
Для симметричной и несимметричной структур длиной 0,1; 0,2; 1 м вычислены формы напряжений в начале  $V_2$  и конце  $V_4$  активного проводника при воздействии импульса в форме трапеции амплитудой э.д.с. 5 В и общей длительностью 0,3; 3; 30 нс. Временные отклики при длине структуры 1 м представлены на рисунке 4.51.

Установлено, что в симметричной структуре при длине 1 м происходит 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 нечетной моды приходит в момент времени, точно соответствующий значению для  $\tau_o$  из таблицы 4.12, а четной – примерно на 0,2 нс позже.



а



б

Рисунок 4.51 – Временные отклики для симметричной (а) и несимметричной (б) структур длиной 1 м при воздействии импульса общей длительностью 0,3 нс

Однако в целях защиты от коротких импульсов достаточно и неполного разложения, поскольку нужно уменьшение амплитуды импульса, что имеет место: результирующая амплитуда сигнала в конце линии примерно в 2 раза меньше амплитуды импульса в ее начале. В несимметричной структуре при этих длинах разложения нет (рисунок 4.51,б). С увеличением общей длительности входного воздействия с 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.

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 несимметричной структур длиной 0,1; 0,2; 1 м (рисунок 4.52).

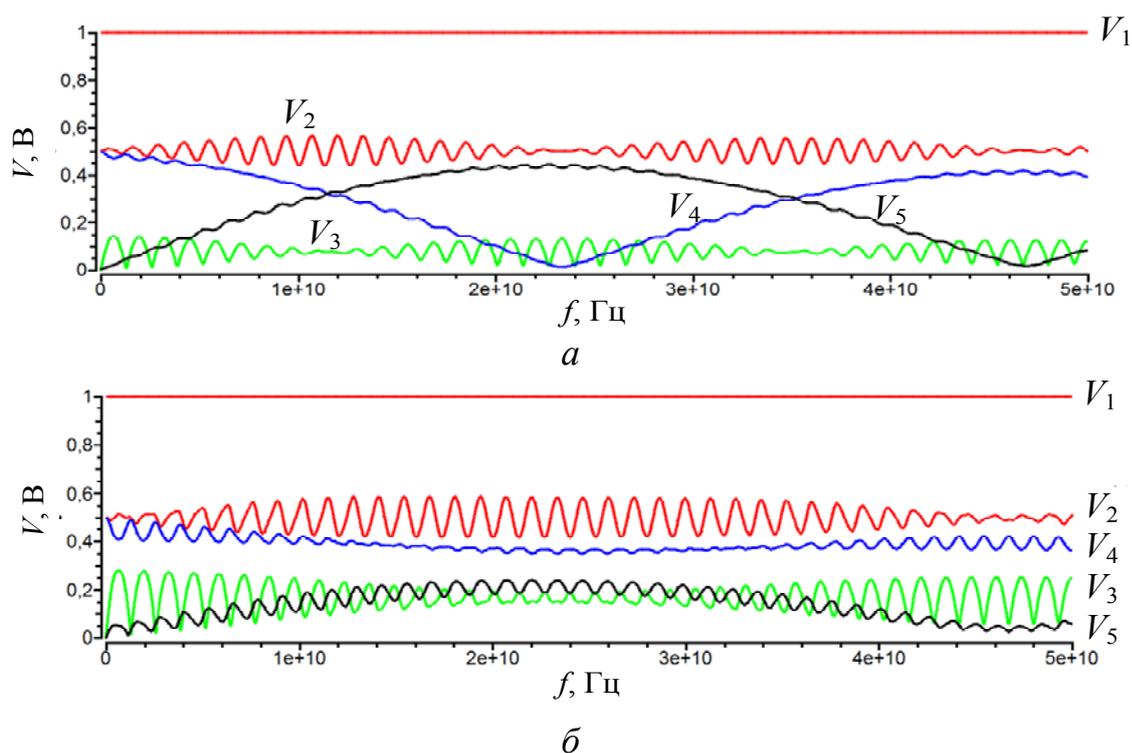


Рисунок 4.52 – Частотные отклики для симметричной (а) и несимметричной (б) структур длиной 1 м на гармоническое воздействие с э.д.с. 1 В

Для симметричной структуры входной сигнал при прохождении через отрезок ГПК распределяется между активным и пассивным проводниками (рисунок 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 (рисунок 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  $l = 1/(2f|\tau_e - \tau_o|)$ .

Таким образом, 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. 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 в случае с тремя проводниками, а из пяти. Каждая из них будет иметь свою задержку распространения:  $\tau_1=3,95$ ;  $\tau_2=4,27$ ;  $\tau_3=6,57$ ;  $\tau_4=6,53$ ;  $\tau_5=6,54$  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), входное воздействие подавалось между проводниками 1 и 6 (проводники 2 и 6 соединены между собой резистором номиналом 1 Ом). Установлено, что в данной структуре происходит разложение входного воздействия длительностью 3 нс. Таким образом, действующую разность погонных задержек мод в структуре можно

полагать равной  $3 \text{ нс}/9 \text{ м}=0,33 \text{ нс}/\text{м}$ , что немного превосходит значение разности погонных задержек мод в однослойной структуре.

При рассмотренном воздействии разложение импульса произошло при действующей разности погонных задержек  $0,33 \text{ нс}/\text{м}$  (равной разности погонных задержек мод 1 и 2), но можно предположить, что существует такое воздействие, которое увеличит ее до  $2,6 \text{ нс}/\text{м}$ . Необходимо отметить, что моделирование ГПК проводилось без оптимизации по критерию максимальной разности задержек мод, так как объектом моделирования служил реальный ГПК.

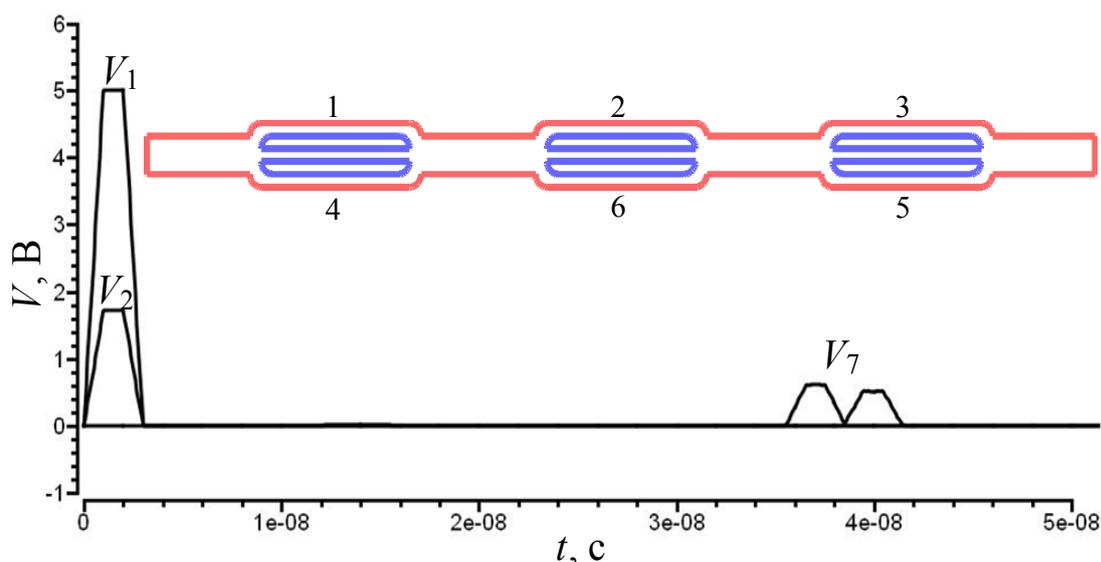


Рисунок 4.53 – Поперечное сечение двухслойной структуры ГПК и временной отклик ( $V_2$  – начало,  $V_7$  – конец проводника 1) на входное воздействие ( $V_1$ ) длительностью 3 нс при длине структуры 9 м

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.

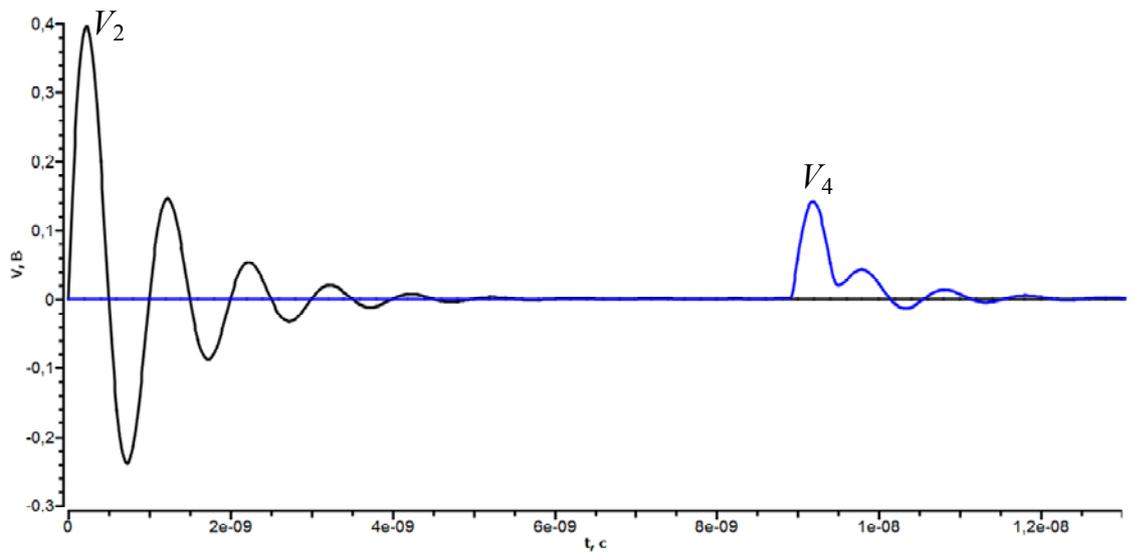
**Затухающее высокочастотное воздействие.** В разделе 3 рассмотрено влияние модальных искажений на скорость передачи сигналов в связанных линиях передачи длиной  $l=1 \text{ м}$  и установлено, что амплитуда выходного сигнала может быть равной нулю, если частота сигнала  $f_o = 1/(2l|\tau_e - \tau_o|)$  (см. 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 и в мо-

мент 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 данной 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 соответствует стандарту MILSTD 461.

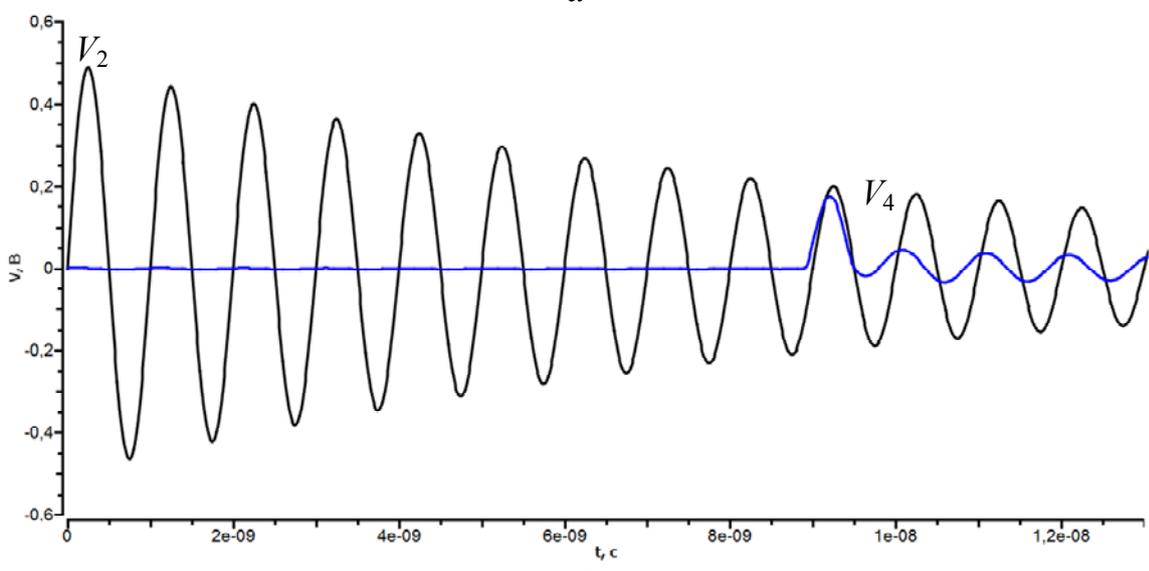
При моделировании использовалась схема, представленная на рисунке 4.49. Результаты моделирования для сильнозатухающего сигнала приведены на рисунке 4.54,а.

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.

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.



*a*



*б*

Рисунок 4.54 – Формы напряжения сильнозатухающего и слабозатухающего сигналов на входе ( $V_2$ ) и выходе ( $V_4$ ) отрезка ГПК

**Воздействие электростатического разряда.** Рассмотрим специфику воздействия электростатического разряда на МФ и предварительные результаты имитационного моделирования кондуктивного воздействия с формой тока по стандарту IEC 61000-4-2 [312] на МФ в виде ГПК [313].

Схема включения отрезка ГПК показана на рисунке 4.55, где  $I$  – источник тока;  $R_0$  – внутреннее сопротивление источника тока;  $V_1$ – $V_5$  – узлы;  $R_1$ – $R_4$  – 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 резистора  $R_0$ , имитирующего 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  $\tau_e$  и нечетной  $\tau_o$  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.

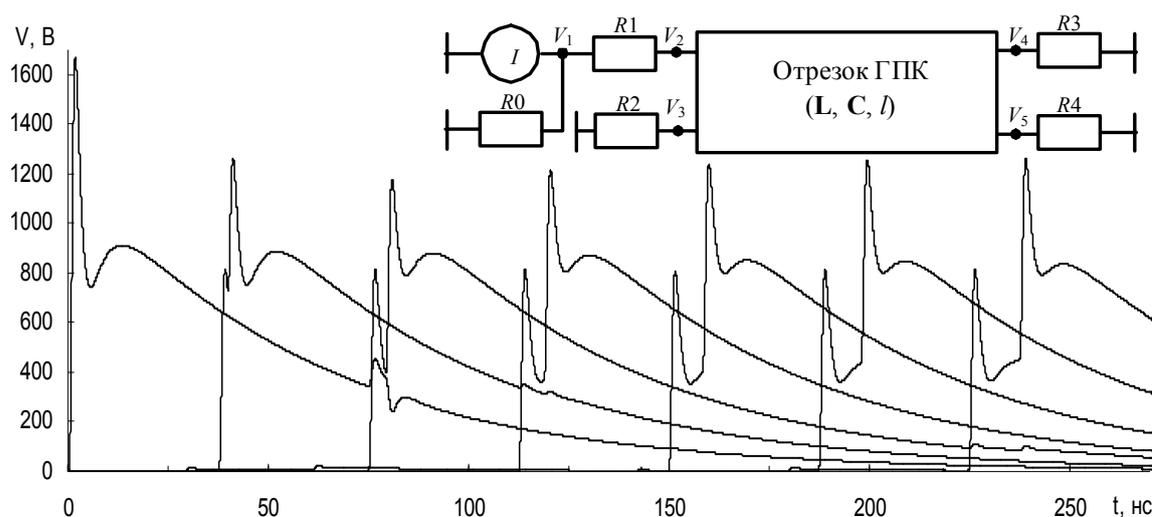


Рисунок 4.55 – Схема включения отрезка ГПК и формы напряжения на входе ( $V_2$ ) и выходе ( $V_4$ ) отрезков ГПК длиной 10, 20, 30, 40, 50, 60 м

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.

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 приходиться 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 обеспечения 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.

**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 (рисунок 4.56).

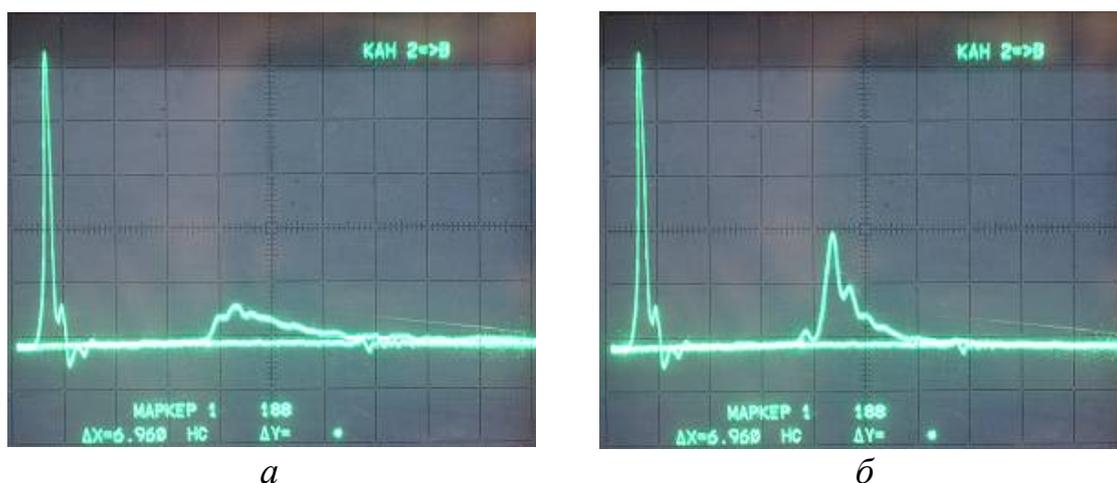


Рисунок 4.56 – Входное воздействие и временные отклики отрезка ГПК для симметричной (а) и несимметричной (б) структур

Из откликов симметричной и несимметричной структур отрезка ГПК видно, что только в симметричной структуре эффект модального разложения имеет место (см. рисунок 4.56).

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.

#### **4.10. Расположение модального фильтра в блоке бортовой аппаратуры**

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 без изменения структуры 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.

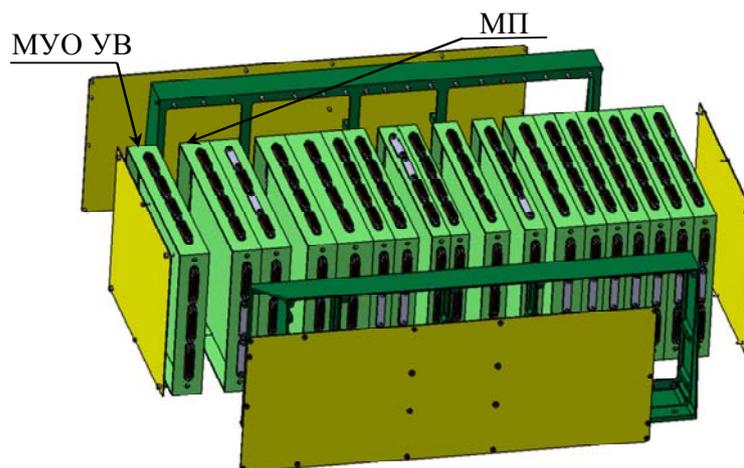


Рисунок 4.57– Конструкция интерфейсного блока бортового комплекса управления

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 уменьшает массу УЭМ. Для размещения МФ в части УЭМ используется свободная 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. Чтобы исключить влияние 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 их 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 быть механическим основанием для расположения МФ не только внутри корпуса блока, но и с торцевых сторон, где находятся крайние УЭМ. К неис-

пользуемому 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 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. Не задействованные 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).

Таким образом, в результате проведенных исследований предлагается 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. Показана возможность одиночного и комплексного

использования МФ и их совместного использования с традиционными методами защиты. Созданы экспериментальные макеты МФ различных видов и подтверждена их работоспособность посредством имитационного моделирования и экспериментальных исследований. Установлена возможность использования модальной фильтрации для ослабления воздействия в форме ЭСР и 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, комплексно доказана возможность совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на основе модальной технологии помехозащиты.

## Заключение

В рамках квазистатического подхода разработаны алгоритмы для вычисления временного и частотного откликов в произвольных схемах из отрезков МПЛП с произвольными  $RLC$ -схемами на стыках. Созданы и протестированы программно-математические средства вычисления отклика на различные воздействия. Реализован программный модуль RESPONSE в системе TALGAT. Указанные алгоритмы могут использоваться в САПР для анализа ЦП, ЦС и ЭМС РЭА различных структурных уровней (чипов, ИС, систем-на-кристале, систем-в-корпусе, печатных плат, блоков), а модуль – для вычисления отклика любых фрагментов РЭА в рамках адекватности квазистатического подхода. Предложена методика синтеза широкополосных моделей пассивных двухполюсных компонентов из  $RLC$ -элементов. По ней построены модели резистора, конденсатора, индуктивности в виде эквивалентной схемы для анализа ЭМС в диапазоне частот до 40 ГГц. Методика позволяет получать многорезонансные модели заданной точности для любых пассивных двухполюсных компонентов, тем самым обеспечивая виртуальные испытания РЭА до частот, заданных стандартами по ЭМС. Представлена методика и алгоритм определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$  двухсторонне фольгированных материалов. Выявлена чувствительность метода к точности определения частот резонансов и его погрешности к уменьшению размеров резонатора. Для трех резонаторов на FR-4 показано хорошее совпадение в пересечении диапазонов частот (844–1975 МГц) и выявление нефизичных выбросов. Частотная зависимость  $\epsilon_r$  аппроксимирована полиномом пятой степени. Указанные результаты позволяют получить математическую модель частотной зависимости  $\epsilon_r$  любых диэлектрических материалов печатных плат. Разработаны методики предварительного анализа и имитационного моделирования ЭМС печатных узлов бортовой РЭА КА.

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 пере-

крестных наводок. Выявлено, что для многопроводных микрополосковых структур существует оптимальная толщина покрытия, при которой уменьшаются модальные искажения и дальняя перекрестная наводка при всех рассмотренных вариантах воздействий в 2–24 раза. Сформулированы условия уменьшения влияния модальных искажений на форму импульса и разложение 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 обеспечивается за счет снижения 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.

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. Показана возможность и значимость применения 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, а также надежность, радиационную стойкость. Достоинства нового принципа: уменьшение массы бортовой РЭА КА; отсутствие специальных защитных компонентов; возможность интегрированной реализации только за счет выбора параметров самого межсоединения; возможность реализации на различных уровнях (печатный компонент, кабель, блок); возможность отказа от других средств защиты, их упрощения, а также улучшения работы; эффективная защита на высоких частотах. Таким образом, разработаны теоретические основы технологии помехозащиты, названной модальной фильтрацией, благодаря которой могут быть созданы новые и усовершенствованы существующие способы и устройства для помехозащиты различных структурных уровней РЭА.

Технологию модального разложения и восстановления, кратко называемую модальным воздействием, предлагается 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 подклю-

чаемых кабелях). Таким образом, выявлена возможность проникновения вредных импульсных и гармонических воздействий в разные виды многопроводных межсоединений кабелей и печатных плат, минуя защитные приборы, обнаружен широкий круг способствующих этому структур (антиподов) и предложена методика их поиска.

## Литература

1. Кириллов В.Ю. Электромагнитная совместимость летательных аппаратов / В.Ю. Кириллов. – М.: Изд-во МАИ, 2012. – 168 с.
2. 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.: Изд-во МАИ, 2012. – 168 с.
3. Кириллов В.Ю. Электромагнитная совместимость бортовой кабельной сети летательных аппаратов / В.Ю. Кириллов, М.В. Марченко, М.М. Томилин ; под ред. В.Ю. Кирилова. – М.: Изд-во МАИ, 2014. – 172 с.
4. Резников С.Б. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов / С.Б. Резников, В.В. Бочаров, И.А. Харченко ; под ред. С.Б. Резникова. – М.: Изд-во МАИ, 2014. – 160 с.
5. Вышков Ю.Д. Защита информации бортовых комплексов летательных аппаратов от электромагнитных воздействий и несанкционированного доступа / Ю.Д. Вышков, В.Ю. Кириллов. – М.: Изд-во МАИ, 2015. – 176 с.
6. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи : моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та, 2007. – 152 с.
7. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата : моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
8. Мелкозеров А.О. Компьютерное моделирование и оптимизация электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов : моногр. / А.О. Мелкозеров, Р.И. Аширбакиев. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 220 с.
9. Орлов П.Е. Новые подходы к совершенствованию электрических соединений бортовой аппаратуры космических аппаратов / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 184 с.
10. Совершенствование моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры

космических аппаратов : моногр. / В.К. Салов [и др.]. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 131 с.

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

12. Department of Defence. MIL-STD-461F. Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007.

13. Electromagnetic Compatibility Requirements For Space Equipment and Systems, Aerospace Report No. TOR-2005(8583)-1; 8 August 2005.

14. МЭК 61000-2-13. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Ч. 2–13: Электромагнитная обстановка. Излучаемые и кондуктивные электромагнитные явления большой мощности.

15. AIAA S-121-2009. Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems.

16. Brewer R. Modern spacecraft – antique specifications / R. Brewer, D. Trout // Proc. of IEEE EMC Symp. – 2006.

17. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.

18. 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.

19. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития / И.Н. Белоконь [и др.] // Технологии ЭМС. – 2010. – № 1. – С. 49–57.

20. 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.

21. Brewer R. Modern spacecraft – antique specifications / R. Brewer, D. Trout // Proc. of IEEE EMC Symp. – 2006. – P. 213–218.

22. 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.

23. Электромагнитная уязвимость транспортной инфраструктуры : моногр. / О. Петкау [и др.] // Транспортная безопасность и технологии. – 2014. – № 4(39). – С. 72–75.

24. Решение III Всероссийской конференции «Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса – 2014», 4 декабря 2014 г., Москва, «Президент-Отель».

25. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/> (дата обращения: 24.01.2015).

26. Гизатуллин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания : моногр. / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.

27. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design, Third Edition / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen // CRC Press. – 2011. – 272 pp.

28. Ott H.W. Electromagnetic Compatibility Engineering. – USA, New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2009.

29. Joffe E.B. Grounds for Grounding / E.B. Joffe, K.-S. Lock. USA, New Jersey, Hoboken, Wiley-IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2010.

30. Huray P. The foundations of signal integrity / P. Huray. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 340 p.

31. Hall S. Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs / S. Hall, H. Heck. – Wiley-IEEE Press, 2009. – 660 p.

32. Paul C. Transmission Lines in Digital and Analog Electronic Systems: Signal Integrity and Crosstalk / C. Paul. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 299 p.

33. Paul C. Transmission Lines in Digital Systems for EMC practitioners / C. Paul. – Wiley-IEEE Press, 2012. – 270 p.

34. Li E.-P. Electrical Modeling and Design for 3D System Integration: 3D Integrated Circuits and Packaging, Signal Integrity, Power Integrity and EMC / E.-P. Li. – Wiley-IEEE Press, 2012. – 366 p.

35. Redoute J.-M. EMC of analog integrated circuits / J.-M. Redoute, M. Steyaert. – Springer, 2010.

36. 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.

37. Кечиев Л.Н. Экранирование технических средств и экранирующие системы / Л.Н. Кечиев, Б.Б. Акбашев, П.В. Степанов. – М.: Группа ИДТ, Изд. дом «Технологии», 2010. – 472 с.
38. Балюк Н.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты / Н.В. Балюк, Л.Н. Кечиев, П.В. Степанов. – М.: Группа ИДТ, Изд. дом «Технологии», 2009. – 478 с.
39. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М.: Группа ИДТ, Изд. дом «Технологии», 2007. – С. 616.
40. Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи / В.В. Тимофеев [и др.] ; под ред. Л. Я. Кантора, В.В. Ноздрина. – М.: ФГУП НИИР, 2009. – 279 с.
41. Кечиев Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев. – 2-е изд. – М.: Группа ИДТ, Изд. дом «Технологии», 2008. – 352 с.
42. Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда : учеб. пособие / З.М. Гизатуллин, С.Ф. Чермошенцев. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. – 102 с.
43. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов : дис. ... д-ра техн. наук / А.Б. Соколов. – М.: МИЭМ, 2009.
44. Томилин М.М. Разработка методики проектирования экранов бортовых кабелей космических аппаратов для обеспечения помехозащищенности при воздействии электростатических разрядов : дис. ... канд. техн. наук / М.М. Томилин. – М.: МАИ, 2011.
45. Марченко М.В. Разработка методики проектирования многослойных экранов комбинированных линий связи для космических бортовых электротехнических комплексов : дис. ... канд. техн. наук / М.В. Марченко. – М.: МАИ, 2012.
46. Киричѐк Р.В. Исследование влияния сверхкоротких электромагнитных импульсов на процесс передачи данных в сетях Ethernet : дис. ... канд. техн. наук / Р.В. Киричѐк. – СПб.: СПбГУТ, 2011.
47. 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.

48. Reconstruction of Dispersive Dielectric Properties for PCB Substrates Using a Genetic Algorithm / J. Zhang [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, № 3. – P. 600–610.

49. 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.

50. 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.

51. Special Issue on Applications of Nanotechnology in Electromagnetic Compatibility (nano-EMC) / M. D'Amore [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 54, № 1. – P. 2–5.

52. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов [и др.] // Технологии ЭМС. – 2014. – № 3 (50). – С. 3–9.

53. Пилков А.В. Экспериментальная оценка уровня напряженности электрического поля промышленных 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.

54. 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.

55. Михеев В.А. Развитие многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах / В.А. Михеев // Технологии ЭМС. – 2014. – № 3 (50). – С. 59–65.

56. Файзрахманов Н.И. Достижение функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами / Н.И. Файзрахманов // Технологии ЭМС. – 2014. – № 3 (50). – С. 66–68.

57. Hayashi Y.I. Investigation on the effect of parasitic inductance at connector contact boundary on electromagnetic radiation / Y.I. Hayashi [et al.] // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 65–68.

58. Alilou O. Immunity modelling of electronics board / O. Alilou, V. Fontaine, C. Marot // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 89–92.

59. The method for evaluating the probability of failures of digital devices under the influence of short electromagnetic pulses /

Y.V. Parfenov [et al.] // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 353–356.

60. Behavioral ESD protection modeling to perform system level ESD efficient design / F. Caignet [et al.] // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 401–404.

61. Comparison of different optimization techniques in microstrip filter design / R.E. Zich [et al.] // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 549–552.

62. Zhu B. A cloud and parallel computation system for IC electromagnetic compatibility modelling and optimization / B. Zhu, H. Li, J. Lu // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 877–880.

63. Bradley A.T. Reducing printed circuit board emissions with low-noise design practices / A.T. Bradley [et al.] // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – 2012. – P. 613–616.

64. 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. – P. 629–634.

65. Scully R. Assessment of Alphaspectrometric Spectrometer (AMS) Upper Experiment Structural Configuration Shielding Effectiveness Associated with Change from Cryo-Cooled Magnet to Permanent Magnet / R. Scully // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

66. Canavero F. Challenges of Model Generation for Virtual Prototyping of SI/PI Problems / F. Canavero // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

67. Asai H. Advanced PI/SI/EMI Simulation Techniques Based on Leapfrog Scheme / H. Asai // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

68. Schuster C. Physics and Modeling of Vias in Printed Circuit Boards / C. Schuster // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

69. Wu T. Common-mode Radiation Suppression for Differential Signals Using Ground Resonator Technique / T. Wu // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

70. Wen-Yan Y. The Finite Difference Time Domain (FDTD) method for EMC Applications / Y. Wen-Yan // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

71. Ruehli A. The Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Method for EMC Analysis / A. Ruehli, G. Antonini // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – 2012.

72. Multiscale modelling of electromagnetic fields in avionics boxes and metal braids / H. Schippers [et al.] // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE). – 2012. – P. 1–6.

73. Research on imaging detection of RF leakage on the surface of spacecraft / H. Chen [et al.] // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE). – 2012. – P. 1–4.

74. 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.

75. Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter / B.-J. Hu [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – 2013. – Vol. 55, № 5. – P. 901–908.

76. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter / C. Cuellar [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, № 3. – P. 1157–1166.

77. 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.

78. Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters / M.L. Heldwein [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2009. – Vol. 25, № 5. – P. 1340–1349.

79. 3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters / T. Friedli [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2014. – Vol. 29, № 1. – P. 135–149.

80. Xu C. Extraction of Magnetic Parameters for Elements of a Planar EMI Filter / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – 2013. – Vol. 56, № 2 – P. 360–366.

81. Регулярные и нерегулярные многосвязанные 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.

82. Jones E.M.T. Coupled-Strip-Transmission-Line and Directional Couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1956. – Vol. 4. – P. 75–81.

83. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters / B.M. Schiffman // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1958. – Vol. 4. – P. 232–237.

84. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов [и др.] ; под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.

85. Сержантов А.М. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / А.М. Сержантов, Б.А. Беляев // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2000) : материалы 10-й Междунар. конф., Севастополь, Украина, 11–15 сентября 2000 г. – Севастополь: Вебер, 2000. – С. 369–370.

86. Вершинин И.М. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – Т. 23, № 3. – С. 103–105.

87. Пат. 2138887 Российская Федерация. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / Осипенков В.М., Веснин С.Г. – № 97119298/09 ; заявл. 11.11.97; опубл. 27.09.99.

88. Пат. 2174737 Российская Федерация. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / Хрусталева В.А., Востряков Ю.В., Разинкин В.П., Рубанович М.А. – № 2000100670/09 ; заявл. 10.01.00; опубл. 2001.

89. Тиличенко М.П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа / М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко // Вестник Гомельского гос. техн. ун-та им. П.О. Сухого. – 2001. – № 2(5). – С. 20–27.

90. Малютин Н.Д. Неотражающие фильтры-четырёхполосники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. – С. 112–114.

91. Малютин Н.Д. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ- и СВЧ-аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды Второй всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». –

Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2003. – С. 239–241.

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

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

94. Красноперкин В.М. 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.

95. Костенко М.В. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения / М.В. Костенко, Л.С. Перельман, Ю.П. Шкарин. – М.: Энергия, 1973. – 272 с.

96. Перенапряжения и защита от них в воздушных и кабельных электропередачах высокого напряжения / М.В. Костенко [и др.]. – Л.: Наука, 1988. – 302 с.

97. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48. – P. 1452–1460.

98. Ramahi O.M. Full-wave analysis of delay lines / O.M. Ramahi, B. Archambeault // Proceedings of EMC, Zurich, 2001. – 2001. – P. 537–539.

99. Bhohe A.U. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhohe, C. Lholloway, M. Piket-May // Int. Symp. on EMC. – 2001. – P. 805–810.

100. Archambeault B. Using PEEC and FDTD to Solve the Challenge Delay Line Problem / B. Archambeault, A. Roden, O. Ramahi // IEEE EMC Symposium. – 2001. – P. 827–832.

101. Wu R.-B. Laddering Wave in Serpentine Delay Line / R.-B. Wu, F.-L. Chao // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – 1995. – Vol. 18, No. 4. – P. 644–650.

102. Wu R.-B. Flat Spiral Delay Line Design with Minimum Crosstalk Penalty / R.-B. Wu // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. – 1996. – Vol. 19, No. 2. – P. 397–402.

103. Experimental Characterization and Numerical Modeling Approach of Meander Delay Lines / T. Sudo [et al.] // IEEE International EMC Symposium. – 2002. – P. 711–715.

104. Wardrop B. Strip-Line Microwave Group-Delay Equalizers / B. Wardrop, B. Tech // Marconi Review. – 1970. – Vol. 33. – P. 150–177.

105. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.

106. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов : дис. ... канд. техн. наук / Э.В. Семенов. – Томск, 1998. – 134 с.

107. Zhang Q. Design of Dispersive Delay Structures (DDSs) Formed by Coupled C-Sections Using Predistortion With Space Mapping / Q. Zhang, J.W. Bandler, C. Caloz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 18, No. 4. – P. 4040–4051.

108. Ruehli A.E. 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.

109. 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.

110. Baum C.E. The role of scattering theory in electromagnetic interference problems / C.E. Baum // National Conference on Electromagnetic Scattering. University of Illinois at Chicago Circle. – 1976. – P. 471–502.

111. 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.

112. 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.

113. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.

114. 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.

115. Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии : пер. с англ. / Г. Джонсон, М. Грэхем. – М.: Вильямс, 2005. – 1024 с.

116. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality / A.R. Djordjevic [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2001. – Vol. 43, № 4. – P. 662–667.

117. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / Дж. Барнс ; под ред. Б.Н. Файзулаева. – М.: Мир, 1990. – 237 с.

118. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.

119. Shlepnev Y. Decompositional electromagnetic analysis of digital interconnects / Y. Shlepnev // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – Denver (USA, CO), 2013. – P. 563–568.

120. 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 [et al.]. – DesignCon, USA, CA, Santa Clara, 2011. – P. 1–29.

121. Экспериментальное исследование и построение моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с учетом технологического разброса параметров / А.С. Сальников [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2, № 26. – С. 5–10.

122. 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.

123. Technical panel TP-M3: Capacitor Modeling Requirements in the 21st Century / J. Prymak [et al.] // DesignCon. – USA, CA, Santa Clara, 2011. – P. 1–21.

124. Lakshminarayanan B. A substrate-dependent CAD model for ceramic multilayer capacitors / B. Lakshminarayanan, H.C. Gordon, T.M. Weller // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2000. – Vol. 48, No. 10. – P. 1687–1693.

125. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 662–666.

126. 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.

127. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / А.А. Брандт. – М.: Физматгиз, 1963. – 404 с.

128. A simple method for measuring the relative permittivity of printed circuit board materials / A. Namba [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 515–519.

129. Pasunoori P. Automated Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization Using Cavity Resonators / P. Pasunoori, A.E. Engin // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Long Beach, CA, USA, 14–19 Aug. 2011. – P. 509–513.

130. Frequency-Dependent Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization of Thin Dielectrics Using a Rapid Solver / A.E. Engin [et al.] // 57-th Electronic Components and Technology Conference, Reno, NV, May 29 – June 1 2007. – P. 792–797.

131. 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.

132. Extraction of Dispersive Material Parameters Using Vector Network Analyzers and Genetic Algorithms / J. Zhang [et al.] // Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy, 24–27 Apr. 2006. – P. 462–467.

133. On the Modeling of Conductor and Substrate Losses in Multiconductor, Multidielectric Transmission Line Systems / T.R. Arabi [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – V. 39, № 7. – P. 1090–1097.

134. Extraction of  $\epsilon_p(f)$  and  $\tan\delta(f)$  for printed circuit board insulators up to 30 GHz using the short-pulse propagation technique / A. Deutsch [et al.] // IEEE Trans. on Adv. Packaging. – 2005. – V. 28, № 1. – P. 4–12.

135. Planar transmission line method for characterization of printed circuit board dielectrics / J. Zhang [et al.] // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – V. 102. – P. 267–286.

136. Causal RLGC(f) Models for Transmission Lines From Measured S-Parameters / J. Zhang [et al.] // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2010. – V. 52, № 1. – P. 189–198.

137. 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.

138. Ensurance and simulation of electromagnetic compatibility: recent results in TUSUR University / T. Gazizov [et al.] // International Conference on Applied Physics, Simulation and Computers, Austria, Vienna, 15–17 March 2015.

139. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС / Т.Р. Газизов [и др.] // 6-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии : сб. науч. докл., Санкт-Петербург, 21–24 июня 2005 г. – С. 160–164.

140. New results on EMC simulation for space projects of TUSUR University / A. Melkozerov [et al.] // Proc. of IEEE Int. Conf. on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications. Italy, Pavia, 14–16 May 2014. – P. 1–4.

141. Базенков Н.И. Таблицы для возведения многочлена в степень / Н.И. Базенков, А.М. Заболоцкий // Нелинейный мир. – 2013. – № 11. – С. 7.

142. Орлов П.Е. Применение квазистатического моделирования для анализа и верификации результатов натурального эксперимента при исследовании модальных явлений в многопроводных структурах / П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11, № 4.

143. Компьютерное моделирование сложных структур проводников при проектировании телевизионно-вычислительных систем / Т.Р. Газизов [и др.] // Известия вузов. Приборостроение. – 2005. – № 10. – С. 63–66.

144. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko [et al.] // 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.

145. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов [и др.] // Компьютерные учебные программы и инновации. – М: Госкоорцентр, МФЮА, РУИ. – 2007. – № 10. – С. 89–90.

146. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T. R. Gazizov [et al.] // Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics. Greece, Rhodes, 23–29 Sept 2015. – P. 1–3.

147. Квазистатический анализ многопроводных электрических соединений в системе TALGAT / Т.Р. Газизов [и др.] // 9-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. тр. Санкт-Петербург, 13–16 сентября 2011 г. – С. 265–268.

148. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко [и др.] // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

149. 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. Рег. номер ВНТИЦ 50200701103.

150. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.

151. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2010 г.

152. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 13 января 2012 г.

153. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г.

154. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 16 октября 2012 г.

155. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.

156. 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. – С. 93–94.

157. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.

158. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 5 декабря 2013 г.

159. Тимук В.Н. Система компьютерного моделирования отклика произвольных схем многопроводных линий передачи / В.Н. Тимук, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2005: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых. Томск, 26–28 апреля 2005 г. – 2005. – С. 143–146.

160. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 15 января 2014 г.

161. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 22 июля 2014 г.

162. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014661509. Программное обеспечение «Емкостная матрица тестовой 3D-структуры» / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2014619245. Дата поступления 15 сентября 2014 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.

163. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.

164. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 10 ноября 2014 г.

165. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 15 сентября 2014 г.

166. 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. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 15 сентября 2014 г.

167. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 21 мая 2015 г.

168. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015615794. Вычисление временного отклика модально-го фильтра с лицевой связью / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2015612568. Дата поступления 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 25 мая 2015 г.

169. Влах И. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем / И. Влах, К. Сингхал ; под ред. А.А. Туркина. – М.: Радио и связь, 1988. – 560 с.

170. MIL-STD-461F. Department of Defence Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 10 December 2007.

171. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko [et al.] // 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. 2–7.

172. 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.

173. Заболоцкий А.М. Способы совершенствования передачи импульсных сигналов в межсоединениях элементов и устройств вычислительной техники и систем управления : дис. ... канд. техн. наук / А.М. Заболоцкий. – Томск, 2010. – 171 с.

174. Cst microvawe studio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cst.com/products/CSTMWS>, свободный (дата обращения: 25.10.2015).

175. Газизов Т.Р. 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.

176. 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. – Т. 46. – С. 35–39.

177. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости «TALGAT» / А.М. Заболоцкий [и др.] // Докл.

Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – № 3(33). – С. 27–35.

178. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2015 г.

179. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.

180. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 26 мая 2015 г.

181. Калимулин И.Ф. Методика получения широкополосной модели чип-резистора / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Материалы докладов IV молодежной науч.-техн. конф. «Инновационный арсенал молодежи 2013», 26–28 июня 2013 г. – СПб.: ФГУП «КБ «Арсенал» им. М.В. Фрунзе», Балт. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 150–152.

182. 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 // 13-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2014»: тез. докл., 17–21 ноября 2014 г., Москва. – СПб.: Мастерская печати, 2014. – С. 392–395.

183. 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. – P. 1–3.

184. Калимулин И.Ф. Синтез многорезонансных моделей компонентов для моделирования испытаний электромагнитной совмести-

мости бортовой аппаратуры космических аппаратов: текущее состояние / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Космодром «Восточный» и перспективы развития российской космонавтики»: всероссийская молодежная научно-практическая конференция, 5–6 июня, Благовещенск : тез. докл. – Самара: СГАУ, 2015. – С. 79–80.

185. Kalimulin I. LC-filter Simulation Using Multi-resonance Models of Components at Frequency Range up to 40 GHz / I. Kalimulin, A. Zabolotsky, T. Gazizov // Int. Sib. Conf. Control Commun. Russia, Omsk, May 21–23 2015. – P. 1–3.

186. 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.

187. Anritsu Company. Operation manual. Model 37XXXC Vector Network Analyzer. P/N: 10410-00226. Revision: B. – 2003.

188. Rohde&Schwarz. Operation manual. R&S ZVA/ZVB/ZVT Vector Network Analyzer. – 2011. – No. 1145.1084. – P. 12–17.

189. Anderson R.W. // Hewlett-Packard J. – 1967. – No. 12. – P. 13–24.

190. Anritsu Company. Universal Test Fixture 3680 Series: Technical Data Sheet. PN: 11410-00024 Rev. D. – 2013. – 8 p.

191. Agilent Technologies. Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements. Product Note 8510-8A. – 2000. – 24 p.

192. Cascade Microtech. WinCal XE software is a comprehensive and intuitive on-wafer RF measurement calibration tool to achieve accurate and repeatable S-parameter measurement [Electronic resource]. – URL: <https://www.cmicro.com/products/probes/wincal-xe>, свободный (дата обращения: 01.09.2015).

193. Anderson R.W. // Hewlett-Packard J. – 1967. – No. 12. – P. 14–24.

194. Gustavsen B., Semlyen A. // IEEE Trans. Power Deliv. – 1999. – Vol. 14, № 3. – P. 1052–1061.

195. Gustavsen B. // IEEE Trans. Power Deliv. – 2006. – Vol. 21, No. 3. – P. 1587–1592.

196. Deschrijver D., Mrozowski M. // IEEE Microw. Wirel. Components Lett. – 2008. – Vol. 18, No. 6. – P. 383–385.

197. 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. – Т. 57, № 6. – С. 134–136.

198. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Наука, 1989. – 544 с.

199. Пути решения актуальных проблем проектирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости / Т.Р. Газизов [и др.] // Техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 11–22.

200. 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. – С. 69–74.

201. 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.

202. Смирнова М.К. Квазистатическое моделирование кабельного жгута в системе TALGAT / М.К. Смирнова, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2010: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–7 мая 2010. – С. 181–184.

203. 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: сб. материалов науч.-техн. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС им. академика М.Ф. Решетнева». – Железногорск, 2011. – С. 91–93.

204. Жанайдаров А.К. Оценка уровня перекрестных помех в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов / А.К. Жанайдаров, А.М. Заболоцкий // Материалы науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 50-летию ТУСУРа, «Научная сессия ТУСУР-2012», Томск, 16–18 мая 2012 г. – С. 126–129.

205. Калимулин И.Ф. Разброс частотной характеристики для конденсаторов одного номинала и корпуса / И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. сту-

дентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2013». – Томск, 2013. – Т. 1. – С. 109–111.

206. Совместный учет паразитных параметров компонентов и монтажа при вычислении частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов / И.Ф. Калимулин [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 3(33). – С. 27–35.

207. New results on EMC simulation for space projects of TUSUR / T. Gazizov [et al.] // 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. 3.

208. 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.

209. Gerfer A. Practical EMI filter design / A. Gerfer, M. Eckert // Workshop IEEE EMC. – 2008. – P. 24.

210. Hubing T.H. Printed circuit board EMI source mechanisms / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 1–3.

211. Hubing T.H. PCB EMC design guidelines: a brief annotated list / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 34–36.

212. Archambeault B. The Ground Myth / B. Archambeault // Workshop Proc. IEEE EMC 2012 Symp. – P. 1–85.

213. 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.

214. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015615987. Вычисление дифференциальной емкости, индуктивности и сопротивления для связанных обращенно-подвешенных полосковых линий / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов. – Заявка № 2015612593. Дата поступления 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2015 г.

215. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2015 г.

216. 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 2 апреля 2015 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 14 июля 2015 г.

217. 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.

218. 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. / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.

219. Заболоцкий А.М. Моделирование прямых перекрестных помех в многопроводной микрополосковой линии при воздействии нескольких источников сигнала / А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2004: материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых, Томск, 18–20 мая 2004 г. – С. 101–105.

220. Заболоцкий А.М. Прямые перекрестные помехи в четырехпроводной микрополосковой линии при воздействии на несколько проводников / А.М. Заболоцкий // 12-е Туполевские чтения: материалы междунар. молодежной науч. конф., Казань, 10–11 ноября 2004 г. – С. 156–157.

221. 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 «Полус». – Томск, 2010. – С. 296.

222. Заболоцкий А.М. Учет потерь и диэлектрического заполнения при исследовании дальней перекрестной 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: НТЛ, 2011. – С. 540–547.

223. 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 докл. 6-й всерос. науч.-практ. конф., Томск, 2–4 июня 2004 г. – С. 125–128.

224. 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.

225. Заболоцкий А.М. Исследование искажений импульсных сигналов в сложных межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы / А.М. Заболоцкий, К.В. Ковалькова // Научная сессия ТУСУР-2005: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых, Томск, 26–28 апреля 2005 г. – С. 115–118.

226. Заболоцкий А.М. Влияние покрывающих диэлектрических слоев печатной платы на погонную задержку и волновое сопротивление микрополосковой линии передачи / А.М. Заболоцкий, Р.С. Суровцев // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2013». – Томск, 2013. – Т. 1. – С. 144–146.

227. 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.

228. Canavero F. SI and EMC at board level: modeling / F. Canavero // Workshop on EMC and Signal Integrity for Electronic Design, Turin, Italy, 15–16 December 2005.

229. 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.

230. Гефле О.С. Частотные спектры комплексной диэлектрической проницаемости композиционных диэлектриков на основе поливинилхлорида / О.С. Гефле, С.М. Лебедев, Ю.П. Похолков. – Томск: Известия Том. политехн. ун-та, 2007. – С. 87–91.

231. 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. – С. 295–297.

232. 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.

233. 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.

234. Орлов П.Е. Влияние длины и количества витков на задержку микрополосковой линии / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – 2014. – Т. 13, № 4. – С. 93–96.

235. Пат. 2556438 Российская Федерация. Линия задержки, не искажающая импульс // Суровцев Р.С., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. – № 2013159347/08; заявл. 30.12.13, опубл. 10.07.15.

236. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В. Носов [и др.] // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 29–35.

237. Газизов Т.Р. 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.

238. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов [и др.] // 7-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. тр., Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. – С. 266–269.

239. Пат. 79355 Российская Федерация. Модальный фильтр / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2 008 127 527/22 (033 781); заявл. 07.07.08; опубл. 27.12.08, Бюл. № 36.

240. Gazizov T.R. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T.R. Gazizov [et al.] // Proc. of the 13th Int. Conf. Of Numerical Analysis and Applied Mathematics, Rhodes, Greece, September, 23–29, 2015. – P. 1–3.

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

242. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов [и др.] // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). С. 42–45.

243. Заболоцкий А.М. О возможности опасного применения модальных искажений импульсного сигнала / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Электронные средства и системы управления: материалы докл. междунар. науч.-практ. конф., Томск, 6–8 октября 2004 г. – С. 112–115.

244. Dangerous pulse excitation of coupled lines / A.M. Zabolotsky [et al.] // Proc. of the 17-th Int. Zurich Symp. on EMC. Singapore, February 27–March 3, 2006. – P. 164–167.

245. Пат. 2431897 Российская Федерация. Устройство защиты от импульсных сигналов / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2010108520/07 (012 016); заявл. 9.03.10; опубл. 20.10.11, Бюл. № 29.

246. 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. 406–415.

247. 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.

248. 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. 75–76.

249. Малютин Н.Д. Многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

250. 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.

251. Осциллограф вычислительный комбинированный С9-11. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – 2007.

252. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RJ-12 для контроля модальных явлений / А.М. Заболоцкий [и др.] // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: сб. материалов 9-й всерос. науч.-практ. конф., Томск, 15 февраля 2007 г. – С. 19–22.

253. Бова А.Г. Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в многопроводных кабелях / А.Г. Бова, А.М. Заболоц-

кий // Научная сессия ТУСУР-2006: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых, Томск, 4–7 мая 2006 г. – С. 101–103.

254. 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: докл. 4-й междунар. науч.-практ. конф., Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – С. 258–260.

255. Заболоцкий А.М. Модальное воздействие в среде электромагнитного терроризма / А.М. Заболоцкий, Е.Н. Горин // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: докл. 4-й междунар. науч.-практ. конф., Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. – С. 260–263.

256. Бевзенко И.Г. Модальные искажения импульсного сигнала в трехпроводных кабелях типа ППВ / И.Г. Бевзенко, Е.Н. Горин, А.М. Заболоцкий // 15-е Туполевские чтения: материалы междунар. молодежной науч. конф., Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 178–180.

257. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // 15-е Туполевские чтения: материалы междунар. молодежной науч. конф., Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 189–191.

258. 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: сб. тр. 14-й Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 24–28 марта 2008 г. – Т. 1. – С. 13–14.

259. 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. – С. 67–69.

260. Бевзенко И.Г. Исследование зависимости модуля разности погонных задержек в трехпроводных силовых кабелях / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // Научная сессия ТУСУР-2008: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 5–8 мая 2008 г. – С. 45–47.

261. Защита от кондуктивных помех на основе модальной фильтрации: состояние дел и перспективы / Т.Р. Газизов [и др.] // 9-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. тр., Санкт-Петербург, 13–16 сентября 2011 г. – С. 261–264.

262. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин // 15-е Туполевские чтения: материалы междунар. молодежной науч. конф., Казань, 9–10 ноября 2007 г. – С. 190.

263. 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. 68.

264. 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.

265. 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 междунар. молодежной науч. конф., Казань, 28–29 мая 2008 г. – С. 243–245.

266. 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. – P. 62.

267. Заболоцкий А.М. Разложение короткого импульса в отрезках кабеля силового питания при различных граничных условиях на концах пассивного проводника / А.М. Заболоцкий, И.Е. 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.

268. Gazizov T.R. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, I.E. Samotin // Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON–2009). Russia, Tomsk, March 27–28, 2009. – P. 264–269.

269. Simple and free mitigation of short pulse lightning effects by flat power cables / A.M. Zabolotsky [et al.] // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Italy, Cagliari, 13–17 September 2010. – P. 993-1–993-3.

270. 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 докл. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых, Томск, 3–7 мая 2007 г. – С. 105–108.

271. Заболоцкий А.М. Модальные искажения импульсного сигнала в кабеле марки RJ-12 / А.М. Заболоцкий, Е.Н. Горин // Научная сессия ТУСУР-2007: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых, Томск, 3–7 мая 2007 г. – С. 109–112.

272. Заболоцкий А.М. Экспериментальные результаты распространения сверхширокополосного импульса в трехпроводных кабелях с плоским и круглым поперечным сечением / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, Е.И. Самотин // Международная IEEE-сибирская конференция по управлению и связи (SIBCON-2009), Россия, Томск, 27–28 марта 2009 г. – С. 264–269.

273. 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. – P. 229–231.

274. 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. – Т. 56, № 6. – С. 44–47.

275. 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. – Т. 56, № 9. – С. 113–114.

276. 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 докл. 7-й всерос. науч.-практ. конф., Томск, 16–18 февраля 2005 г. – С. 61–64.

277. 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.

278. Бевзенко И.Г. Выбор параметров модальных антиподов для силовых кабелей / И.Г. Бевзенко, А.М. Заболоцкий // 16-е Туполевские чтения: материалы междунар. молодежной науч. конф., Казань, 28–29 мая 2008 г. – С. 218–219.

279. Бевзенко И.Г. Вариант антипода для кабеля марки АППВ-3×6 / И.Г. Бевзенко, 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. – С. 69–71.

280. Пат. 79213 Российская Федерация. Устройство воздействия на аппаратуру / Газизов Т.Р. [и др.]. – № 2 008 127 574/22 (033 831); заявл. 07.07.08, опубл. 20.12.08, Бюл. № 35.

281. 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», Томск, 4–6 мая 2011 г. – С. 110–113.

282. 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 ученых «Современные техника и технологии» (СТТ-2011). – Томск, 2011. – С. 21–22.

283. Экспериментальное подтверждение модального разложения и восстановления импульса / И.Г. Бевзенко [и др.] // Материалы научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 29–30 сентября 2008 г. – Томск: В-Спектр, 2009. – С. 81–84.

284. 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. – Т. 54, № 10. – С. 17–24.

285. 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.

286. Заболоцкий А.М. Интегрированная защита и возможность ее реализации в помехозащищенных теплопроводных монтажных платах / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, О.М. Кузнецова-Гаджи-

баева // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: сб. материалов 9-й всерос. науч.-практ. конф., Томск, 15 февраля 2007 г. – С. 23–26.

287. 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. – P. 273–276.

288. Газизов Т.Р. 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.

289. 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.

290. ГОСТ 23751-86. Печатные платы. Основные параметры конструкции. Классификация, номенклатура и общие нормы. – М.: Изд-во стандартов, 1986.

291. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov [et al.] // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection. Italy, Cagliari, 13–17 September 2010. – P. 1246-1–1246-3.

292. 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.

293. 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 July, 2015. – P. 175–177.

294. 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. – P. 1–5.

295. Дмитренко И.В. 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.

296. Analysis of power dissipation in resistive terminations of single- and multistage modal filters / A.M. Zabolotsky [ et al.] // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. Austria, Vienna, 2–7 September 2012.

297. Официальный сайт Корпорации Semtech [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.semtech.com/images/datasheet/lc03\\_3v3.pdf](http://www.semtech.com/images/datasheet/lc03_3v3.pdf), свободный (дата обращения: 17.05.2010).

298. Evaluations of Protection Methods Using TVS-array and Modal Filter / A.M. Zabolotsky [et al.] // Book of abstracts EUROEM 2012. France, Toulouse, 2–6 July 2012. – P. 106.

299. 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.

300. Разработка конструкции и технологии изготовления макетов модальных фильтров для сети Fast Ethernet / О.М. Кузнецова-Таджибаева [и др. ] // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 164–169.

300. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality / A.R. Djordjevic [et al.] // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2001. – No. 4. – P. 662–667.

301. Improved design of modal filter for electronics protection / A.M. Zabolotsky [et al.] // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. Austria, Vienna, 2–7 September 2012.

302. 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. – P. 104–107.

303. 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.

304. 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 July, 2015. – P. 120–122.

305. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – Гл. 4.

306. 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. – P. 1–3.

307. Заболоцкий А.М. Моделирование гибкого печатного кабеля в системе TALGAT / А.М. Заболоцкий, Е.С. Долганов // Научная сессия ТУСУР-2008: материалы докл. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 5–8 мая 2008 г. – С. 57–60.

308. 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: сб. материалов науч.-техн. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС им. академика М.Ф. Решетнева». – Железногорск, 2011. – С. 156–158.

309. 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.

310. Заболоцкий А.М. Вычисление собственных значений и векторов для исследования модального разложения импульса в гибком печатном кабеле бортовой аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, А.Т. Газизов // VI общероссийская молодежная научно-техническая конференция «Молодежь. Техника. Космос»: сб. тр., Санкт-Петербург, 19–21 марта 2014 г. – С. 244–245.

311. IEC 61000-4-2 (2003). Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4: Testing and measurement techniques – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.

312. 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. – Т. 55, № 3. – С. 39–43.

313. Гефле О.С. Частотные спектры комплексной диэлектрической проницаемости композиционных диэлектриков на основе поливинилхлорида / О.С. Гефле, С.М. Лебедев, Ю.П. Похолков. – Томск: Изв. Том. политехн. ун-та, 2007. – С. 87–91.

314. 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. – С. 295–297.

Научное издание

**Заболоцкий** Александр Михайлович

**Газизов** Тальгат Рашитович

**Калимулин** Илья Фидаильевич

**НОВЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ  
СОВМЕСТИМОСТИ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ  
АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

Монография

Подписано в печать 28.09.16. Формат 60x84/16.

Усл. печ. л. 16,74. Тираж 300 экз. Заказ 644.

---

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.