

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)

На правах рукописи



Стручков Сергей Михайлович

**МЕТОДИКА КОНФОРМНЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ
ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ
УСТРОЙСТВ НА ИХ ОСНОВЕ**

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., проф. кафедры КСУП
Сычев Александр Николаевич

Томск – 2016

Содержание

| | |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ | 4 |
| 1 ОБЗОР РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ПАССИВНЫХ СВЧ КОМПОНЕНТОВ И ПРОБЛЕМЫ ПРИ ИХ МОДЕЛИРОВАНИИ | 10 |
| 1.1 Виды микрополосковых структур..... | 10 |
| 1.1.1 Микрополосковые структуры | 12 |
| 1.1.2 Копланарные линии | 13 |
| 1.1.3 МПС с вертикальной вставкой..... | 15 |
| 1.1.4 Линии с круглыми проводниками | 16 |
| 1.2 Методы анализа микрополосковых структур | 19 |
| 1.2.1 Методы расчета МПС | 21 |
| 1.2.2 Выбор метода конформных отображений и его теоретическое обоснование .. | 24 |
| 1.2.3 Метод конформных отображений | 26 |
| 1.2.4 Канонические области | 30 |
| 1.2.5 Метод Линнера–Гионе для копланарных линий..... | 32 |
| 1.2.6 Программные реализации МКО | 36 |
| 1.3 Выводы..... | 40 |
| 2 КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД КОНФОРМНЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ..... | 42 |
| 2.1 Основные этапы методики моделирования..... | 42 |
| 2.2 Описание алгоритма, реализованного на базе пакета SC Toolbox. Анализ двухсвязной микрополосковой линии..... | 44 |
| 2.3 Отличительные особенности алгоритма, реализованного на базе пакета SCРАСК..... | 52 |
| 2.4 Моделирование трехпроводной линии | 55 |
| 2.5 Выводы..... | 62 |
| 3 ПРИКЛАДНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО МЕТОДА КОНФОРМНЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ..... | 64 |
| 3.1 Численные конформные преобразования для моделирования связанных круглых проводников со смещением в круглом экране | 64 |
| 3.2 Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микросистемных устройств..... | 67 |

| | | |
|------|--|-----|
| 3.3 | Импульсный расщепитель на связанных линиях | 77 |
| 3.4 | Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой. | 81 |
| 3.5 | Разработка методики расчета системы базовых параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью..... | 90 |
| 3.6 | Выводы..... | 108 |
| 4 | ВЕРИФИКАЦИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ И НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА ИХ ОСНОВЕ | 110 |
| 4.1 | Измерение погонных параметров симметричных связанных микрополосковых линий..... | 110 |
| 4.2 | Измерение S-параметров симметричных связанных микрополосковых линий... | 115 |
| 4.3 | Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона..... | 116 |
| 4.4 | Выводы..... | 122 |
| | ЗАКЛЮЧЕНИЕ | 124 |
| | СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ | 126 |
| | СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ | 127 |
| | ПРИЛОЖЕНИЕ А. ПРОГРАММНЫЕ РАЗРАБОТКИ..... | 136 |
| A.1. | Программные средства для расчета частотных характеристик отрезка микрополосковых линий передач различных типов (MCLDesigner и SCDesigner) | 136 |
| A.2. | Программа CLParam..... | 139 |
| A.3. | Программа фрезерования макета для эксперимента | 140 |
| | ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ..... | 142 |
| | ПРИЛОЖЕНИЕ В. СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММ..... | 144 |
| | ПРИЛОЖЕНИЕ Г. ПАТЕНТЫ..... | 146 |

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность

Разработка новых электронных компонентов для СВЧ устройств и систем различного функционального назначения требует создания новых моделей, а также построения новых более эффективных методов моделирования. При квазистатическом моделировании высокочастотных волноведущих структур – одно- и многопроводных связанных линий передачи – необходим анализ двумерного электростатического поля в их поперечном сечении. Такой анализ, включающий решение задачи Дирихле для уравнения Лапласа, возможен методом конформных отображений, являющимся наиболее привлекательным в силу его высокой скорости расчетов при компьютерной реализации.

Известно, что анализируемые многоугольные области можно конформно преобразовывать с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца, но его применение к анализу современных волноведущих СВЧ структур вследствие многосвязности области поперечного сечения и неоднородности диэлектрического заполнения напрямую невозможно и представляет собой ещё недостаточно изученную открытую проблему.

Прямой анализ двумерного квазистатического поля в многосвязной области поперечного сечения волноведущих структур с помощью отображения Кристоффеля–Шварца невозможен именно из-за многосвязности области, которую предполагается преодолеть с помощью редуцирующих разрезов.

Априорно предполагается, что возможность введения редуцирующих разрезов с магнитными стенками существует, и они из физических соображений в данном исследовании прокладываются вдоль силовых линий электрического поля.

Степень проработанности темы

Впервые вопрос о конформном отображении одной области комплексной плоскости на другую был выдвинут Б. Риманом в 1851 г. В 1867 г. Э. Кристоффелем и независимо в 1869 г. Г.А. Шварцем было получено интегральное представление отображений верхней полуплоскости на односвязные области, граница которых состоит из прямолинейных отрезков. Самый успешный и широко распространённый численный метод разработал в начале 1980-х Л. Н. Трефесен. Первая версия этого пакета с открытым исходным кодом была разработана Т.А. Дрисколлом в 1994 г., а последняя версия появилась в 2007 году. Toolbox SC для MATLAB. Однако, использование данного пакета

требует наличия навыков программирования, также не решен вопрос для многосвязных областей.

Значительный вклад в развитие метода КО внесли: Ю.Л. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский, П.Ф. Фильчаков, В.П. Фильчакова, А.А. Яшин, В.И. Лаврик, С.Ш. Геворкян, Б.В. Кондратьев, Н.И. Лесик, В.М. Седых, И.Н. Салий, И.С. Ковалев, М.М. Горбов, Х.А. Уилер, К.П. Уэн, И. Свачина, Л.Д.П. Линнер, Д. Хоментковши, В.Ф. Хэнна, К. Вейрис, Г. Гионе, Р.К. Калоротти и А. Галло, К.-К.М. Ченг, И. Чен и С.И. Чоу, К. Уон и многие другие.

Метод частичных емкостей впервые был предложен в 1967 г. Кочановым применительно к планарным полосковым линиям на диэлектрической подложке конечной толщины. В 1980 г. Ханна и Вейрес применили метод частичных емкостей к копланарным полосковым линиям.

Позже, метод, совмещающий метод конформных отображений и метод частичных емкостей, был использован Гионе, Геворкяном, Ченом, Чу, Сычевым, и др. Однако, по полученным данным, в предыдущих исследованиях никто не рассматривал открытых (неэкранированных) многопроводных микрополосковых линий конечной толщины.

В данном исследовании, сочетание методов частичных емкостей и конформных отображений применяется для анализа открытых многопроводных микрополосковых линий конечной толщины.

Цель работы – Разработка и развитие методов, алгоритмов и программного обеспечения для компьютерного моделирования микрополосковых и проводных структур с использованием численных конформных преобразований, а также проектирование устройств на основе данных структур.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1) Поиск и исследование мест прокладки и формы, эвристически вводимых разрезов, позволяющих свести исходную многосвязную область к односвязной с целью построения конформного отображения Кристоффеля–Шварца.

2) Исследование возможности адекватного моделирования волноведущих структур многосвязного поперечного сечения с неоднородным диэлектрическим заполнением, методом эффективной проницаемости и частичных емкостей.

3) Моделирование двумерных квазистатических полей в многосвязных многоугольных областях.

4) Моделирование известных и новых полосковых и проводных структур и проектирование устройств на их основе.

5) Разработка программного обеспечения для моделирования (численных расчетов, вычисления характеристик, реализующих предложенные алгоритмы и модели) исследуемых структур.

6) Исследование разрабатываемого алгоритма в сравнении с существующими методами анализа волноведущих проводных структур.

Научная новизна

1) Впервые предложен алгоритм численного моделирования микрополосковых и других проводящих структур с помощью конформных отображений путем введения редуцирующих разрезов для преобразования многосвязной области в односвязную.

2) Отличительной особенностью описанного выше алгоритма является учёт неоднородности диэлектрического заполнения многосвязных волноведущих структур.

3) На основе данной методики предложена программная реализация для вычисления сложных волноведущих структур на базе пакетов SCPACK и SC ToolBox.

4) С использованием полученных программных пакетов разработаны пассивные распределенные устройства на связанных линиях: импульсный расщепитель и транснаправленный ответвитель.

Теоретическая и практическая значимость

1) Разработанная новая методика модифицированных конформных отображений с использованием интеграла Кристоффеля–Шварца позволяет моделировать волноведущие структуры со сложным поперечным сечением с преобразованием многосвязной области в односвязную.

2) Разработанная обобщенная методика частичных емкостей позволяет учитывать неоднородность диэлектрического заполнения в многопроводных микрополосковых структурах при их моделировании.

3) Развитие предложенного альтернативного подхода расчета волноведущих структур со сложным поперечным сечением позволяет уменьшить зависимость вычислительного процесса моделирования от мощности компьютерных систем.

4) Использование новой методики позволяет физически осмысливать процесс и результаты моделирования микрополосковых и других проводных структур.

5) Интеграция различных вычислительных приложений на базе предложенной методики расширяет инструментарий разработчиков СВЧ устройств, что в свою очередь способствует появлению новых устройств на пассивных компонентах.

6) Предложенная методика разработки СВЧ устройств на связанных линиях позволяет решить проблему моделирования новых более сложных СВЧ модулей и переосмыслить подходы к их проектированию.

Методология и методы исследования

При проведении диссертационных исследований использовались: зарубежные и отечественные труды и достижения в области конформных отображений при анализе полосковых структур, теория функций комплексного переменного; теория рядов; теория электромагнитного поля; теория дифференциальных уравнений в частных производных; метод частичных емкостей.

Достоверность результатов подтверждает разработка двух изобретений с помощью методики описанной в данной диссертации и результаты экспериментов, проведенных на различных устройствах на связанных линиях.

Положения, выносимые на защиту

1) Модифицированная методика конформных отображений позволяет промоделировать многосвязные области поперечного сечения многопроводных линий передачи путем введения редуцирующих разрезов, расположенных вдоль силовых линий электрического поля и позволяющих свести многосвязную область к односвязной, что дает возможность применить широко используемое отображение Кристоффеля–Шварца.

2) Известные методики учёта неоднородности диэлектрического заполнения микрополосковых структур (эффективной диэлектрической проницаемости и частичных емкостей) впервые удалось успешно обобщить и расширить на многосвязные структуры сложного поперечного сечения.

3) Уникальные по конструкции и характеристикам пассивные СВЧ-устройства на связанных линиях впервые созданы с использованием разработанной методики моделирования многопроводных линий передачи и её программных реализаций, имеющих редактор геометрии поперечного сечения.

Степень достоверности

Достоверность полученных результатов и положений диссертационной работы обеспечиваются соответствующим сопоставлением полученных результатов с имеющимися современными теоретическими и экспериментальными данными, полученными другими исследователями, измерениями на сертифицированном оборудовании, получением патентов на технические решения.

Апробация результатов

Основные результаты диссертационной работы выносились на обсуждение на: Международную Крымскую конференцию СВЧ-техника и телекоммуникационных технологий «КрыМиКо» (Севастополь, 10-14 сентября 2012 г., 9-13 сентября 2013 г., 7-13 сентября 2014 г., 6-12 сентября 2015 г.); European Microwave Week «EurMC» (6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany; 6–9 Oct. 2014, Rome, Italy; 7-10 Sept. 2015, Paris, France); Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 8–10 ноября 2012 г., 12–14 ноября 2014 г., 25–27 ноября 2015 г.); Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная Сессия ТУСУР» (Томск, 15–17 мая 2013 г., 14-16 мая 2014 г.).

Связь с научными программами

Работа была частично поддержана Министерством образования и науки России, федеральной целевой программой "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009 – 2013 годы, научно-исследовательских работ в Направление "Микроэлектроника" и ТУСУРом, программой стратегического развития ТУСУР.

Личный вклад автора

Все представленные в диссертации результаты исследований получены лично автором, либо при его непосредственном участии. В работах, опубликованных в соавторстве, автором получены существенные теоретические и практические результаты. Часть результатов получена совместно с соавторами публикаций. При конформном отображении грибообразной структуры на внутренность круга было выявлено оптимальное расположение конформного центра в исходной области на конечную для равномерного распределения угловых точек первой на окружности второй.

Публикации

По результатам работы было опубликовано 22 статьи, из них: 3 статьи, опубликованные в журналах «Доклады ТУСУР» (включенные в перечень ВАК), 7 публикаций, индексируемых в базе SCOPUS (индекс Хирша 1), 1 публикация, индексируемая в базе Web of Science, получены 2 патента на изобретение и 1 патент на полезную модель (Пат. № 2585884 РФ опубл. 10.06.2016г. МПК H01P 5/18, Пат. № 128803 РФ опубл. 27.05.2013 г. МПК H03K, Пат. № 2501159 РФ опубл. 10.12.2013 г. МПК H03K 5/156). Также получены 2 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ (свидетельство № 2014616898 от 08.07.2014 г. и свидетельство № 2015610931 от 21.01.2015 г.).

Основное содержание работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и четырех приложений. Общий объем работы составляет 148 страниц, в том числе, 91 рисунок и 6 таблиц. Список используемых источников содержит 89 наименований.

1 ОБЗОР РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ПАССИВНЫХ СВЧ КОМПОНЕНТОВ И ПРОБЛЕМЫ ПРИ ИХ МОДЕЛИРОВАНИИ

В данном разделе диссертационной работы рассматриваются виды волноведущих структур, такие как микрополосковые линии и другие виды проводящих линий, а также их классификация по различным признакам. Кроме этого рассмотрены основные методы моделирования описанных выше компонентов.

1.1 Виды микрополосковых структур

Полосковые линии (ПЛ) - линии передачи, содержащие проводники в виде одной или нескольких полосок, расположенных в воздухе (воздушные ПЛ, рисунок 1.1, а, б) либо нанесённых на диэлектрик (рисунок 1.1, в – д), называемый подложкой [1].

Иногда в качестве подложки применяют феррит или полупроводник. Воздушные ПЛ чаще используют в диапазоне частот 1-100 МГц, а ПЛ, нанесённые на диэлектрик, до 100 ГГц. Наиболее распространены ПЛ, у которых одна поверхность подложки полностью металлизирована (микрополосковые линии, рисунок 1.1, в, г). Они обеспечивают простое соединение активных элементов интегральных схем (ИС) с подложкой через металлизированные отверстия в ней; применяются вплоть до миллиметрового диапазона волн. В миллиметровом диапазоне чаще используются подвешенные (рисунок 1.1, д, ж) и обращённая (рисунок 1.1, е) линии [1].

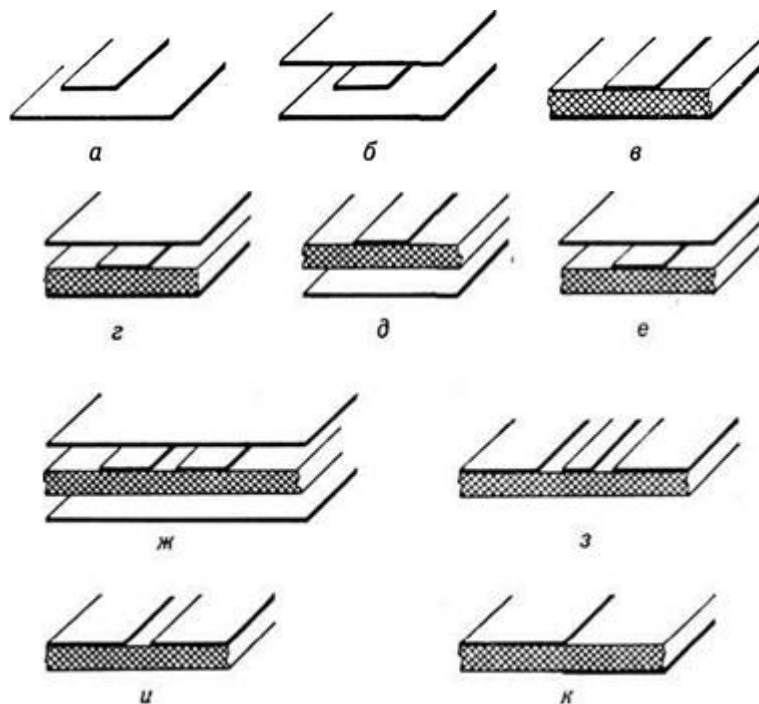


Рисунок 1.1 – Виды полосковых линий передач [1].

Электрические свойства полосковых линий характеризуются волновым сопротивлением Z_w , коэффициентом замедления h и коэффициентом затухания α . Подвешенные и обращенные ПЛ отличаются от других ПЛ тем, что сторона подложки, противоположная полоскам, не металлизирована; они обладают меньшими потерями энергии в проводниках, чем микрополосковые линии, допускают передачу большей мощности. Волновые сопротивления и коэффициент замедления этих линий зависят от расстояния между диэлектриком и экранами, что используют для перестройки устройств на ПЛ и для выравнивания скоростей чётных и нечётных волн в связанных линиях (рисунок 1.1, ж). Такое выравнивание необходимо для создания широкополосных направленных ответвителей [1].

К ПЛ относятся копланарная (рисунок 1.1, з) и щелевые (рисунок 1.1, и) линии. Все проводящие полоски этих линий расположены с одной стороны подложки. Поэтому они допускают монтаж активных элементов, в том числе соединение с "землёй", с одной стороны подложки и удобны для создания монолитных интегральных схем (ИС). В сочетании с ПЛ нанесёнными на другую сторону подложки, они существенно расширяют возможности создания различных конструкций ИС [1].

К достоинствам ПЛ и устройств на их основе относятся: возможность автоматизации (а, следовательно, удешевления) процесса производства с применением техники печатных схем и изготовления сложных функциональных узлов, небольшие габариты и вес, широкополосность, простота изготовления некоторых типов полосковых устройств в лабораторных условиях.

Широкополосные свойства ПЛ, как и двухпроводных и коаксиальных, объясняются тем, что в них возможно распространение не имеющих отсечки поперечных электромагнитных волн ТЕМ (точнее, квази-ТЕМ-волн) [2].

Все остальные положительные качества ПЛ и устройств обусловлены их практически двумерной (плоскостной) конфигурацией проводников [2].

ПЛ ввиду своих достоинств и простоты изготовления принимают все большее распространение не только как проводящие линии, но и как соединительные составляющие различных устройств в СВЧ-технике.

1.1.1 Микрополосковые структуры

Использование ПЛ широко распространено в повседневном мире, однако больший интерес вызывает использование микрополосковых структур (МПС), которые позволяют расширить спектр применения ПЛ и разрабатывать на их основе различные СВЧ-устройства: фильтры, фазовращатели, трансформаторы и ответвители, а также использовать в высокоскоростных цифровых интегральных схемах в качестве межсоединений [3].

По физическим свойствам МПС можно разделить по следующим критериям:

- величина связи линий;
- количество собственных волн.

По величине связи линий k в глобальном смысле можно разделить на две группы: с сильной и слабой связью, однако для более широкого восприятия разумнее разделить их на три вида: *полная связь* ($k = 0 \dots 1$ дБ), *сильная связь* ($k = 1 \dots 6$ дБ) и *слабая связь* ($k > 6$ дБ) [3].

В зависимости от того, какое количество собственных волн (мод) распространяется в МПС, в том числе с различающимися скоростями, можно разделить связанные линии на два вида: *одномодовые* и *многомодовые* [3].

Одним из основных отличительных типов МПС является структура. По данному критерию можно вводить огромное количество групп, остановимся на самых основных (рисунок 1.2) [3].

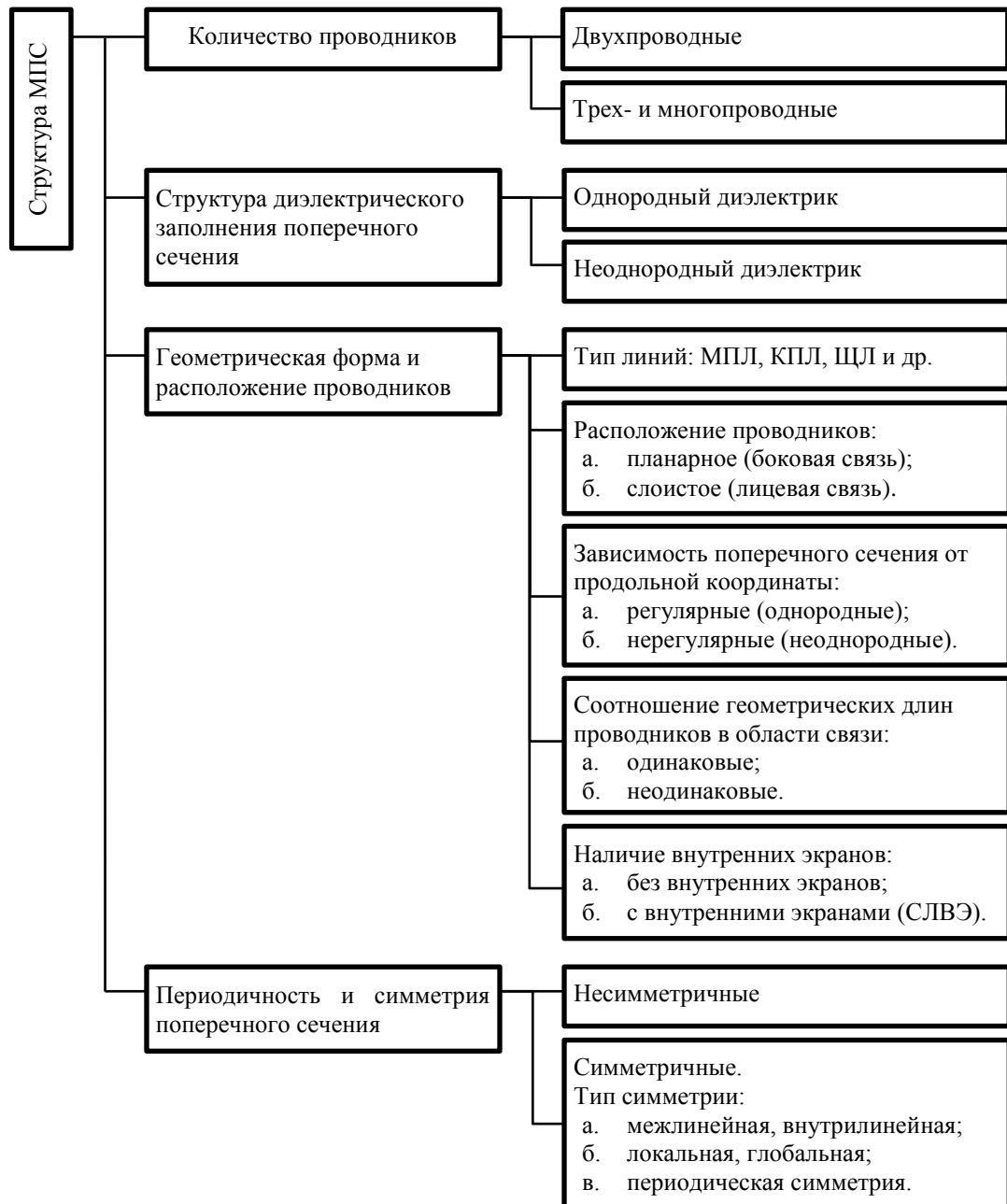


Рисунок 1.2 – Классификация МПС по структурному построению [3].

Ввиду большого количества разных типов МПС требуется существенный набор различных методов для их анализа и моделирования или один универсальный, что значительно упрощает проблему моделирования.

1.1.2 Копланарные линии

Копланарные полосковые линии и волноводы, сформированные на подложках с низким удельным сопротивлением и на тонких мембранах, способны работать с СВЧ сигналами. Однако при этом в микрополосковых системах и устройствах с параллельными пластинами может возникать возбуждение. Альтернативой копланарным волноводам для работы с миллиметровыми и субмиллиметровыми волнами является

копланарная линия передачи с ограниченным заземлением (ОЗКЛ). Такие линии используются в активных схемах, где центральный проводник и линии заземления находятся на одной и той же плоскости. Такая конструкция позволяет избавиться от сквозных отверстий между рабочей плоскостью и плоскостью заземления, часто расположенной на противоположной стороне подложки. Здесь также можно снизить ширину линии для согласования с шириной подводящих проводов, что необходимо для поддержания постоянного импеданса. ОЗКЛ изготавливаются на высоко-резистивной кремниевой подложке, на которую нанесен тонкий слой SiO_2 , удаляемый после металлизации. Характеристический импеданс такой линии зависит от ширины центрального проводника, ширины слоя заземления и расстояния между проводниками. На рисунке 1.3 показаны обычный копланарный волновод, широко применяемый во многих монолитных СВЧ ИС, копланарный волновод с плоскостью заземления, расположенной снизу, копланарный волновод с ограниченным заземлением, а также ОЗКЛ, заключенная в корпус [4].

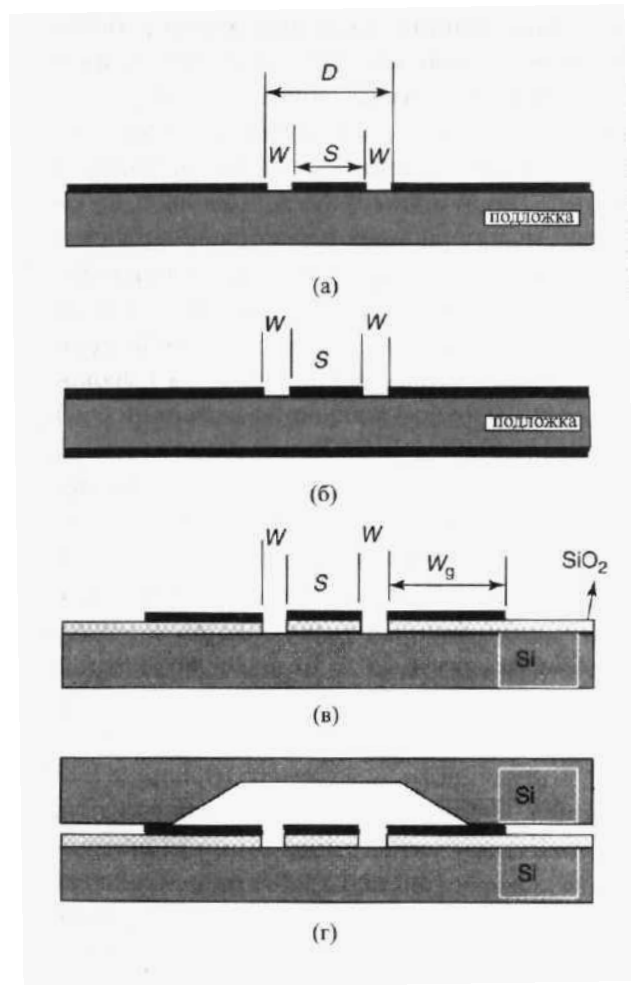


Рисунок 1.3 –Схемы: (а) – копланарного волновода; (б) – копланарного волновода с нижним слоем заземления; (в) – копланарного волновода с ограниченным заземлением; (г) – волновод в корпусе [4].

Анализ копланарных полосковых линий осуществляется квазистатическими методами. Дисперсионные свойства копланарных линий аналогичны дисперсионным свойствам микрополосковых линий. Дисперсия копланарных линий на подложках с низкой диэлектрической проницаемостью незначительна. Эти результаты показывают, что квази- T – анализ может использоваться до частот трехсантиметрового диапазона длин волн [5].

1.1.3 МПС с вертикальной вставкой

Помимо проводников, имеющих горизонтальное расположение, существуют проводники с вертикальными вставками (ВВ), такие инженерные решения нашли применение в различных СВЧ-устройствах, например, в направленных ответвителях (НО) [6], указанное расположение проводников позволяет расширить возможность применения полосковых структур для данного рода устройств.

Как частный пример, вертикальная вставка может служить конденсатором, что в определенных ситуациях упрощает конструкцию и позволяет избежать применение лишних пассивных компонентов. На рисунке 1.4 представлен вариант данного исполнения – транснаправленный ответвитель (ТРНО), далее в третьей и четвертой главе будут подробно рассмотрены устройства с использованием описанного выше инженерного решения.

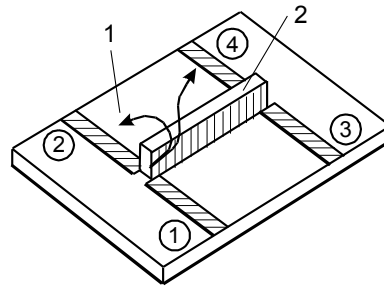


Рисунок 1.4 – Конструкция ТРНО на связанных линиях с вертикальной вставкой: 1 – горизонтальная плата; 2 – вертикальная вставка

Расположение проводников в виде ВВ приводит к усложнению моделирования и анализа данных устройств, что ограничивает возможность их применения. Требуют альтернативные методы и прикладные инструменты для вычислений.

1.1.4 Линии с круглыми проводниками

Линии передачи, описанные в данном разделе, приобрели широкое распространение в современном мире информационных технологий в лице коаксиальной линии, однако имеется множество различных вариаций для использования круглых проводников для разработки различных СВЧ-устройств, в частности импульсный расщепитель, который будет рассмотрен в третьей главе. В виду специфики поперечного сечения возникают сложности с моделированием данных структур. Задача усугубляется при сокращении количества осей симметрии (смещении проводника с центра), как следствие, возникают трудности при анализе новых разрабатываемых устройств на основе данного типа линий.

Виды линий передачи с круглым проводником детально описаны в справочнике Ганстона [7] и их модели в справочнике Уоделла [8], остановимся на ключевых типах.

Круглая коаксиальная линия

Как следует из названия, два цилиндрических проводника, которые образуют эту линию, расположены коаксиально один внутри другого (рисунок 1.5).

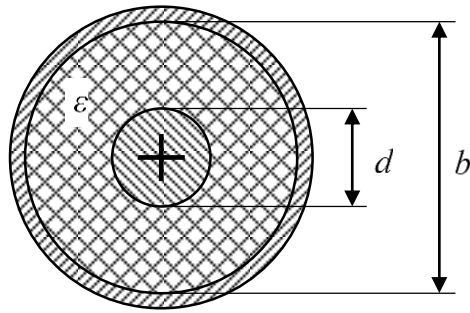


Рисунок 1.5 – Поперечное сечение круглой коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с диэлектрической постоянной ε : b – внешний диаметр; d – внутренний диаметр.

Поскольку речь идет об одной из простейших физических конфигураций, коаксиальная линия является также одной из простейших линий для анализа, который можно провести либо на основе понятий цепей с сосредоточенными параметрами, либо в строгой постановке теории поля, основанной на уравнении Максвелла [7].

Эксцентричная коаксиальная линия

В этом варианте коаксиальной линии внутренний проводник поперечно смещен с его центрального положения. Несоосное положение показано на схеме поперечного сечения, изображенной на рисунке 1.6. Хотя такая линия имеет малое практическое применение для передачи энергии из-за трудностей достижения точности при изготовлении конструкции, она имеет некоторое значение в технике СВЧ в качестве преобразователя полного сопротивления от коаксиальной линии к одному из других типов линий. При таком применении используется неоднородный вариант, в котором размер H изменяется с расстоянием вдоль линии [7].

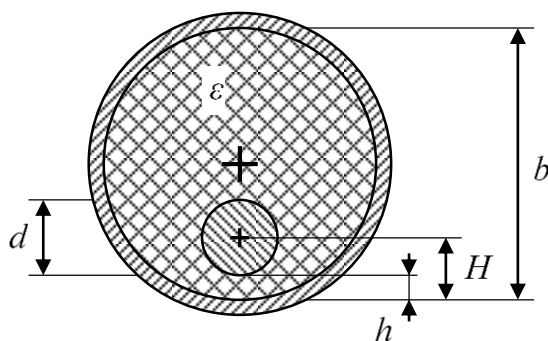


Рисунок 1.6 – Поперечное сечение эксцентричной коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с диэлектрической постоянной ε .

Знание параметров эксцентричной коаксиальной линии более часто требуется при определении величин рассогласования сопротивлений, которое возникает при применении плохо сконструированной цилиндрической коаксиальной линии. Центральный проводник может сместиться в результате либо плохой технологии изготовления фидерной линии, либо в течение ее эксплуатации [7].

Кроме того, очевидно, что даже высококачественная линия должна иметь предельный, хотя и малый, допуск на центровку. Эксцентричная линия также является связующим звеном между коаксиальной линией и описанными выше типами линий, которые, в свою очередь, являются прямым связующим звеном с микрополосковой линией [7].

Одиночный круглый провод над заземленной пластиной

Одиночный круглый провод над заземленной пластиной, в своей первоначальной форме показанный на рисунке 1.7, мало применяется для передачи СВЧ энергии вследствие высоких потерь на излучение. Это происходит, главным образом, из-за отсутствия экранировки в конструкции линии [7].

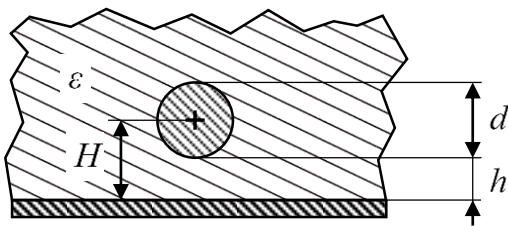


Рисунок 1.7 – Поперечное сечение линии типа одиночный круглый провод над заземленной пластиной, находящейся в однородной среде с диэлектрической постоянной ϵ .

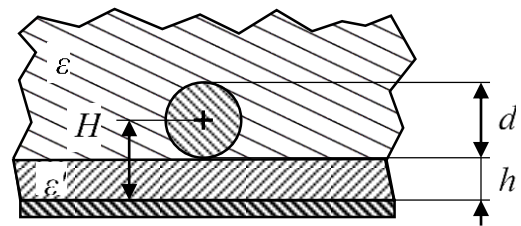


Рисунок 1.8 – Поперечное сечение круглой микрополоски, являющейся вариантом одиночного круглого провода на заземленной пластине.

Однако указанное ограничение может быть значительно ослаблено, по крайней мере, если между проводом и пластиной поместить плоский слой изолирующего материала с малыми потерями, но имеющего высокую диэлектрическую постоянную ϵ' ($\epsilon' \gg \epsilon$), как показано на рисунке 1.8. Это происходит потому, что высокая диэлектрическая постоянная дает эффект частичной концентрации электрического поля внутри диэлектрического слоя, уменьшая таким образом потери на излучение. Структура этой модификации почти идентична микрополосковой линии и по аналогии с ней может быть названа круглой микрополоской [7].

Неэкранированная двухпроводная линия

Из-за того, что линия совершенно не экранирована, потери на излучение очень высоки и фактически на частотах диапазона СВЧ передача не может осуществляться [7].

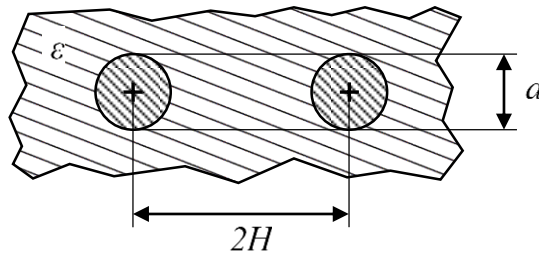


Рисунок 1.9 – Поперечное сечение неэкранированной двухпроводной линии, находящейся в бесконечной среде с диэлектрической постоянной ϵ .

Линия состоит из двух цилиндрических проводников, диаметр каждого d , расстояние между их осями $2H$; проводники находятся в однородной изолирующей среде с диэлектрической постоянной ϵ , как показано на схеме поперечного сечения (рисунок 1.9) [7].

Такая линия может рассматриваться как совокупность двух линий типа «одиночный круглый проводник над заземленной пластиной» с общей проводящей плоскостью, расположенной симметрично между двумя проводниками. Допустимость такого рассмотрения вытекает из известного положения о том, что проводящая плоскость, образующая электрическую стенку (экран), не воздействует на поле, существующее в ее отсутствие [7].

Линии с круглым проводником просты в производстве и приобрели широкое распространение в применении. Ярким примером являются коаксиальные линии, которые имеют большое количество аналитических моделей. Однако, при усложнении поперечного сечения возникает ряд вопросов в применении этих моделей к конкретным частным случаям, полученные решения часто не охватывают необходимый спектр задач, а некоторые и вовсе не способны решить проблему анализа [7].

1.2 Методы анализа микрополосковых структур

Анализ двумерного электростатического поля в поперечном сечении высокочастотных волноведущих структур, включающий решение задачи Дирихле для уравнения Лапласа, возможен с использованием ряда методов – конечных разностей (метод сеток), конечных элементов, интегральных уравнений, конформных отображений и др. Из упомянутых методов одни являются громоздкими и требующими большого

объёма оперативной памяти компьютера, другие, например, конечных разностей – «долгоиграющими», требующими высокого быстродействия процессора. Отсюда наиболее привлекательным видится метод конформных отображений в силу его компактности и наивысшей скорости вычислений при компьютерной реализации. Однако из-за отсутствия необходимой универсальности этот метод пока не получил должного распространения, но всё равно привлекает серьёзное внимание международного научного сообщества, продолжает развиваться и совершенствоваться, в том числе в направлении моделирования сложных волноведущих структур. В области активных исследований остаётся аналитическое отображение с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца, для численной реализации которого были созданы специализированные процедуры и компьютерные программы. Так, например, в 1980 г. Трефесеном впервые была создана фортран-программа SCPACK, на базе которой в 1994 г. Дрисколл разработал специализированный пакет SC-Toolbox для MATLAB [9], предлагаемый для свободного использования (одна из его последних версий появилась в 2007 г.). Последний пакет оказался весьма удачной компьютерной численной реализацией отображения Кристоффеля–Шварца для односвязных многоугольных областей и будет использован в качестве инструментария в данном исследовании [3].

Важно отметить, что существующий метод конформного отображения односвязных областей «классическим» интегралом Кристоффеля–Шварца в общем случае неприменим для многосвязных. Кроме того, даже недавно предложенный Кроуди метод для аналитического отображения многосвязных областей [10] является довольно сложным, громоздким и пока недостаточно апробированным и развитым для практической компьютерной реализации [3].

Также заметим, что редукция двух- и многосвязных областей в односвязную с помощью разрезов в мировой научной литературе уже использовалась, например, для анализа симметричных связанных линий [11] и многопроводных периодических структур [12], однако, это были классические редукции-декомпозиции, учитывающие симметрию и периодичность, к тому же в первой работе Уона при анализе связанных линий для случая большого межлинейного зазора обоснованность введения магнитного разреза между ними видится весьма сомнительной, так как существенно нарушает структуру поля. И эта проблема до сих пор открыта и удовлетворительно не решена. В итоге выполнения данного проекта будет разработано новое приемлемое для практики

решение, заключающееся в физически обоснованном введении редуцирующих разрезов [3].

Кроме того, современное состояние математического моделирования волноведущих структур, заполненных слоистым диэлектриком, с помощью метода, сочетающего методы частичных емкостей и конформных отображений, характеризуется тем, что известные результаты можно использовать только для анализа структур с монотонно убывающими или нарастающими диэлектрическими проницаемостями слоёв, соответственно реализующие параллельную (адмитансную) или последовательную (импедансную) стратегии. Этот результат, признанный в мировом научном сообществе, опубликован Гионе и Гоано [13]. В данном проекте ожидается усовершенствование метода частичных емкостей, заключающееся в создании смешанной параллельно-последовательной (адмитансно-импедансной) модели анализа, а также обобщение подхода Зеетнера, которое позволит учесть диэлектрическую неоднородность многосвязных областей, редуцированных к односвязным [3].

Таким образом, разрабатываемая в проекте новая методика позволит построить оригинальные математические модели и осуществить компьютерное моделирование волноведущих структур сложного поперечного сечения с учётом неоднородности диэлектрического заполнения, которые являются одним из «строительных блоков» пассивной электронной компонентной базы современных СВЧ устройств. Ожидаемые результаты будут соответствовать мировому уровню в области математического и компьютерного моделирования СВЧ систем и позволят улучшить вновь создаваемые специализированные САПР [3].

1.2.1 Методы расчета МПС

Анализ МПС является довольно сложной задачей и заключается в определении характеристик структур по их геометрическим размерам и параметрам диэлектрического заполнения. Исследуя пути поиска решений уравнения Максвелла, все методы математического моделирования электромагнитного поля можно разбить на три большие группы:

- 1) аналитические;
- 2) численные;
- 3) комплексные [3].

Аналитические методы

Решения в замкнутых формах в терминах аналитических функций могут быть найдены для целого ряда специальных конфигураций (например, в прямоугольных, эллиптических и сферических волноводах и резонаторах). Несмотря на кажущуюся ограниченную практическую применимость, аналитические решения чрезвычайно полезны с целью подтверждения численных методов, так как они обеспечивают свободные от численных погрешностей опорные решения [3].

Из аналитических методов при анализе полосковых структур в первую очередь используется метод конформных отображений (МКО) [14 - 16], основанный на теории аналитических функций комплексного переменного (ТФКП). Ещё одно из основных достоинств аналитических методов: если они применимы, то гораздо более эффективны при расчетах, дают значительно большую точность и позволяют физически осмысливать задачу [3].

Численные методы

Численные методы преобразуют непрерывные интегралы или дифференциальные уравнения Максвелла в приближенную дискретную формулировку так, что требуют или обращения больших матриц, или повторяющейся (итерационной) процедуры. Существует множество путей дискретизации электромагнитной задачи, в пределах от проблемно-ориентированных до подходов общего назначения [3].

К прямым численным методам в первую очередь относят метод конечных разностей (МКР) или метод сеток, основанный на свойстве гармонических функций в точке принимать среднее значение по окрестности этой точки. Помимо него широко используются и другие, перечислим наиболее известные методы решения электромагнитных задач:

- 1) метод конформных отображений (МКО);
- 2) вариационный метод (ВМ);
- 3) метод конечных разностей (МКР), т.е. метод сеток;
- 4) метод конечных элементов (МКЭ), т.е. вариационно-сеточный;
- 5) метод интегральных уравнений (МИУ) пространственных и граничных (МПрИУ, МГИУ);
- 6) метод граничных элементов (МГЭ), а также комплексный метод граничных элементов (КМГЭ);

- 7) метод моментов (ММо) и метод Галеркина;
- 8) метод согласования мод;
- 9) метод поперечного резонанса;
- 10) метод линий;
- 11) метод обобщенной матрицы рассеяния;
- 12) метод расчета в спектральной области;
- 13) метод эквивалентного волновода;
- 14) модель планарной схемы.

Заметим, что большое количество опубликованных численных методов может весьма обескуражить и запутать любого, кто захочет их изучить, поэтому на начальном этапе важно понимание критериев их различия [3].

Цель всех численных методов – найти приближенное решение уравнений Максвелла (или уравнений производных от них), которое удовлетворяет заданным граничным и начальным условиям [3].

Поэтому практически все численные методы в электродинамике используют общую стратегию: неизвестная функция разлагается в терминах известных функций разложения с неизвестными коэффициентами. Коэффициенты затем определяются так, чтобы сумма была бы настолько близка к точному решению, насколько это возможно [3].

Это можно пояснить на примере метода интегральных уравнений (МИУ), который, как и все аналитико-численные методы имеет два аспекта: а) физический аспект – различные варианты формулировок электродинамических задач в виде интегральных уравнений (ИУ); б) вычислительный аспект – различные методы сведения ИУ к матричным уравнениям и различные методы решения последних. Интегральное уравнение можно записать символически в виде $Lf = g$, где L - интегральный оператор, g – известная и f – неизвестная функции. Это уравнение можно свести к матричному путем разложения неизвестной функции f в ряд по базисным функциям φ_n , например, $f = \sum_{n=1}^N a_n \varphi_n$, где a_n – неизвестные коэффициенты разложения. Замена ИУ бесконечной системой алгебраических уравнений может быть достигнута с помощью прямой алгебраически простой процедуры, а именно методом моментов. И, наконец, полученное матричное уравнение обрезается и непосредственно решается с помощью ЭВМ [3].

При некоторых условиях использование вариационного метода (ВМ) и метода моментов (ММо) приводит к одинаковым результатам. По существу, применение ММо

для решения интегрального уравнения можно рассматривать как ВМ. Однако в ММо выкладки оказываются проще. Дополнительно заметим, что в случае, когда весовые функции совпадают с базисными, ММо называют методом Галёркина; решение, полученное методом Галёркина, обладает стационарными свойствами, а сам этот метод эквивалентен вариационному методу Рэлея-Ритца [3].

Комплексные методы

Комплексные методы можно свести в три подгруппы: а) аналитико-численные; б) полуаналитические; в) смешанные. Эти методы были разработаны до появления мощных компьютеров. Они привлекают обширную аналитическую обработку полевой проблемы, заканчивающуюся сложным интегралом, бесконечным рядом, вариационной формулой, асимптотическим приближением, иначе говоря, выражением, которое требует, чтобы финальная компьютерная обработка выдала количественное решение. Аналитическая предварительная обработка часто ведет к довольно быстрым и эффективным компьютерным алгоритмам, но результирующие программы зачастую специализированы, так как определенные типы границ и материальные условия включаются в исходную формулировку [3].

1.2.2 Выбор метода конформных отображений и его теоретическое обоснование

Итак, из методов, наиболее часто используемых при квазистатическом подходе, таких как конформных отображений (КО), вариационного, конечных разностей и интегральных уравнений – первый, представляя собой геометрический метод теории функций комплексного переменного, является в то же время эффективным в вычислительном плане аналитическим методом и позволяет строить весьма компактные алгоритмы [3].

Значительный вклад в развитие метода КО внесли: ЮЛ. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский, П.Ф. Фильчаков, В.П. Фильчакова, А.А. Яшин, В.И. Лаврик, С.Ш. Геворкян, Б.В. Кондратьев, Н.И. Лесик, В.М. Седых, И.Н. Салий, И.С. Ковалев, М.М. Горбов, Х.А. Уилер, К.П. Уэн, И. Свачина, Л.Д.П. Линнер, Д. Хоментковши, В.Ф. Хэнна, К. Вейрис, Г. Гионе, Р.К. Калоротти и А. Галло, К.-К.М. Ченг, И. Чен и С.И. Чоу, К. Уон и многие другие [3].

Метод КО обладает следующими основными преимуществами [14]:

- 1) учёт реальных достаточно сложных конфигураций поперечных сечений (расчетных областей) МПС и геометрическая наглядность;
- 2) унифицированный характер разрабатываемых алгоритмов;
- 3) возможность представления результатов в виде замкнутых аналитических форм;
- 4) наличие каталога унифицированных КО, разработанного для вспомогательных канонических областей;
- 5) возможность эффективного сочетания метода КО с другими квазистатическими, а также электродинамическими методами;
- 6) возможность строить высокоэффективные методики анализа и конструктивно-топологического синтеза, а также экономичные алгоритмы, относительно просто реализуемые в составе систем автоматизированного проектирования [3].

Отсюда метод КО можно охарактеризовать как аналитический метод, сберегающий компьютерные ресурсы при достаточной для практики точности и наиболее подходящий для конструкторских САПР и систем сквозного проектирования. Отметим, что весьма результативными модификациями КО являются методики приближенных [17] и численных [18] КО [3].

Благодаря указанным преимуществам, метод КО не утратил своих доминирующих позиций при решении задач, для которых не разработаны инженерные электродинамические методы и требуются эффективные приближённые модели. Это можно отнести как к одиночным линиям передачи, так и в большей степени к МПС со сложными конфигурациями сечений, исследуемых в последующих разделах [3].

Отсюда для анализа МПС в качестве базового математического метода целесообразно выбрать метод КО в сочетании с методом частичных емкостей (МЧЕ), в котором применяется концепция идеальных (электрических и магнитных) межслойных границ между гипотетическими подобластями с модифицированными геометрическими и диэлектрическими параметрами [3].

Таким образом, применяемый в монографии [3] комбинированный метод МЧЕКО базируется на квазистатическом подходе, сочетающем два метода конформных отображений и частичных емкостей, позволяющим рассчитывать сложные структуры с учётом неоднородности диэлектрического заполнения.

1.2.3 Метод конформных отображений

Впервые вопрос о конформном отображении одной области комплексной плоскости на другую был выдвинут Б. Риманом в 1851 г., ставший основополагающим для дальнейших исследований в теории голоморфных функций. На ряду с прочими результатами была сформулирована знаменитая теорема о конформном изоморфизме односвязных областей. Направления теории функций, берущие свое начало от работы Римана, объединяются в настоящее время в весомый раздел геометрической теории функций комплексного переменного [19].

В 1867 г. Э. Кристоффелем и независимо в 1869 г. Г.А. Шварцем было получено интегральное представление отображений верхней полуплоскости на односвязные области, граница которых состоит из прямолинейных отрезков. В работах Шварца содержится обобщение на случай криволинейной границы и круговых многоугольников, с акцентом на нахождение конформных отображений круговых треугольников и четырехугольников, а также сформулирован принцип симметрии, часто используемый при построении конформных отображений. Нахождение конформных отображений с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца (ИКШ) стало широко использоваться при решении задач: о потоке жидкости в области, ограниченной многоугольником, свободного обтекания, о плоских упругих системах, теории фильтрации, теории теплопроводности, теории электромагнитного поля [19].

Аналитические и численные методы нахождения конформных отображений развивались параллельно с начала XX века. В 60-х годах, с появлением компьютеров, стали активно развиваться численные методы [19].

Метод конформных отображений, основанный на использовании отображения с помощью ИКШ по-прежнему находится в области активных исследований. Для практической реализации ИКШ создаются специализированные численные процедуры и компьютерные программы. Самый успешный и широко распространённый численный метод разработал в начале 1980-х Трефесен [20], реализуемый математическим пакетом SCPACK – FORTRAN-пакет. Эта программа стала прообразом SC Toolbox [9] – пакета для среды MATLAB, находящегося в общественном достоянии. Первая версия этого пакета с открытым исходным кодом была разработана Дрисколлом в 1994 г., а последняя версия появилась в 2007 году. SC Toolbox для MATLAB [21] используется в данной

работе. Также применением метода конформных отображений для разработки элементной базы микроэлектронных устройств занимался А. А. Яшин [14, 16] и др.

В последние десятилетия появился интерес к отображениям верхней полуплоскости на многоугольники с симметрией переноса типа полуплоскости и типа полосы (частные случаи полигональных областей со счетным множеством вершин). Конформные отображения на многоугольники с симметрией переноса применяются в гидродинамике при изучении потока жидкости в двумерной области, ограниченной многоугольником с симметрией переноса, в задачах о не вихревых потоках, задачах теплопроводности, электростатики, массовой диффузии, в СВЧ теории и др. [19].

Принцип метода КО

При решении прикладных задач часто возникает необходимость преобразовать заданную область в область более простого вида, причем так, чтобы сохранялись углы между кривыми. Преобразования, наделенные таким свойством, позволяют успешно решать задачи аэро- и гидродинамики, теории упругости, теории полей различной природы и многие другие [22].

Так как для описанной выше задачи не требуется применение трехмерного анализа, рассмотрим преобразования только плоских областей.

Непрерывное отображение $\omega = f(z)$ плоской области D в область на плоскости называется *конформным в точке $z_0 \in D$* , если в этой точке оно обладает свойствами постоянства растяжения и сохранения углов [22].

Открытые области D_1 и D_2 называются *конформноэквивалентными*, если существует взаимно однозначное отображение одной из этих областей на другую, конформное в каждой точке [22].

Любые две плоские открытые односвязные области, границы которых состоят более чем из одной точки, конформно эквивалентны. Основной проблемой при решении конкретных задач является построение по заданным плоским областям *явного* взаимно однозначного конформного отображения одной из них на другую. Один из способов решения этой проблемы в плоском случае – привлечение аппарата теории функций комплексного переменного [22].

Как уже отмечалось выше, однолистная аналитическая функция с отличной от нуля производной осуществляет конформное отображение своей области задания на ее образ.

При построении конформных отображений весьма полезно следующее правило.

Принцип соответствия границ. Пусть в односвязной области D комплексной плоскости z , ограниченной контуром γ , задана однозначная аналитическая функция $\omega = f(z)$, непрерывная в замыкании D и отражающая контур γ на некоторый контур γ' комплексной плоскости ω . Если при этом сохраняется направление обхода контура, то функция $\omega = f(z)$ осуществляет конформное отображение области комплексной плоскости z на область D' комплексной плоскости ω , ограниченную контуром γ' .

На рисунке 1.10 представлены две наиболее распространенные канонические области – *верхняя полуплоскость* и *единичный круг*. Главной задачей при применении КО является переход от одной канонической области к другой, что позволяет расширить рамки использования данного метода и достигнуть результата с наименьшими вычислительными и временными затратами.

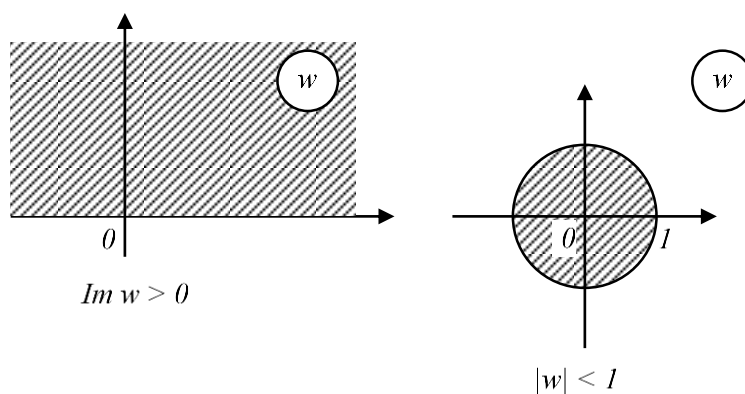


Рисунок 1.10 – Основные канонические области.

Для максимально продуктивного использования КО необходимо знать некоторые простейшие преобразования комплексной плоскости:

1. Параллельный перенос (сдвиг на заданное комплексное число a) (рисунок 1.11).

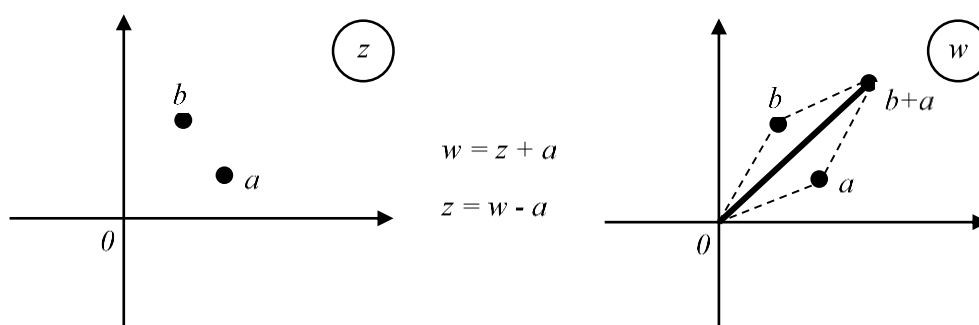


Рисунок 1.11 – Параллельный перенос.

2. Поворот (на заданный угол φ) (рисунок 1.12).

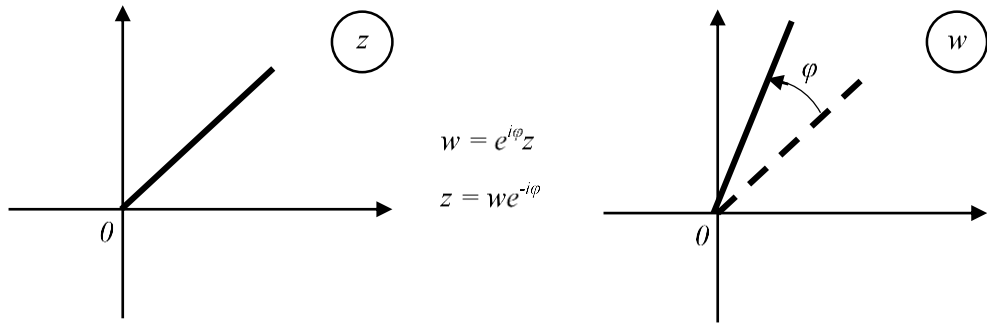


Рисунок 1.12 – Поворот.

3. Растяжение ($k > 1$) или сжатие ($0 < k < 1$) (рисунок 1.13).

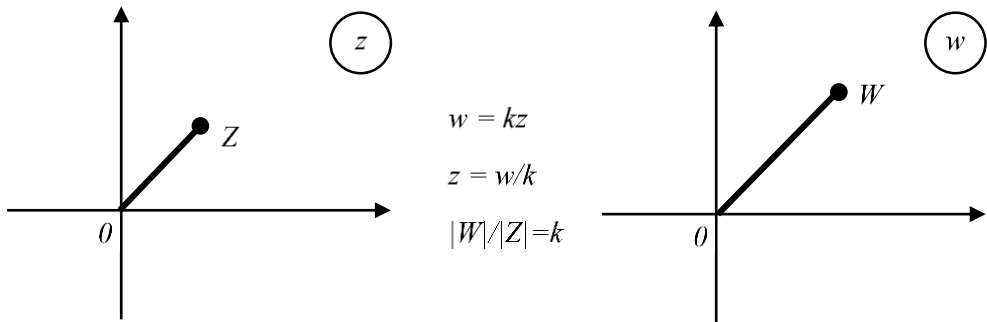


Рисунок 1.13 – Растяжение.

Тем самым, преобразование вида $w = az + b$, $a \neq 0$ любой круг можно сделать единичным кругом с центром в нуле (рисунок 1.14), любую полуплоскость можно сделать верхней полуплоскостью, любой отрезок прямой можно преобразовать в отрезок $[0, 1]$ вещественной оси (рисунок 1.15).

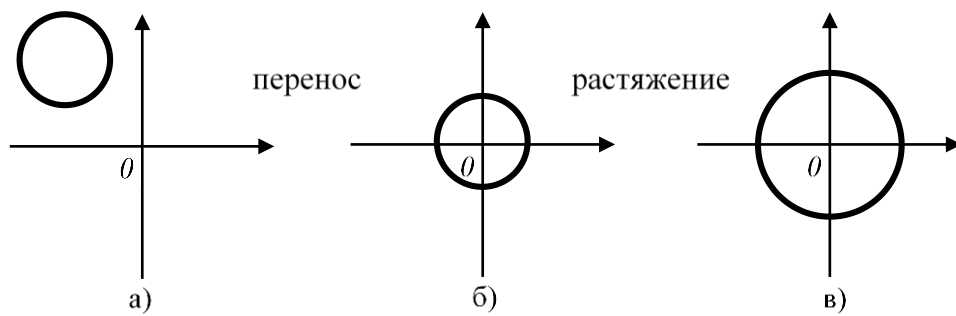


Рисунок 1.14 – Преобразование круга.

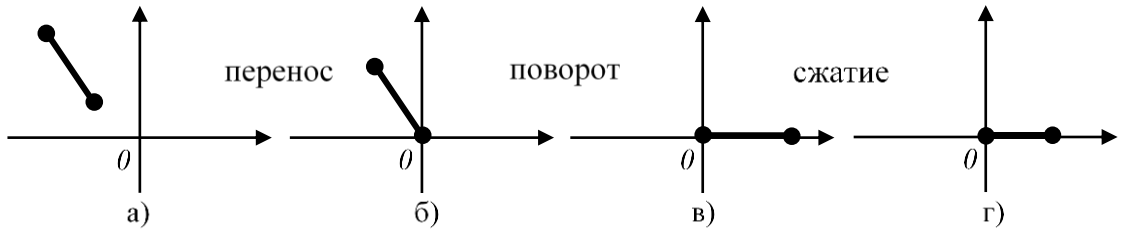


Рисунок 1.15 – Преобразование отрезка.

4. Преобразование плоскости z , переводящее три различные точки z_1, z_2, z_3 в три различные точки w_1, w_2, w_3 плоскости (рисунок 1.16):

$$\frac{w - w_1}{w - w_2} \cdot \frac{w_3 - w_2}{w_3 - w_1} = \frac{z - z_1}{z - z_2} \cdot \frac{z_3 - z_2}{z_3 - z_1}.$$

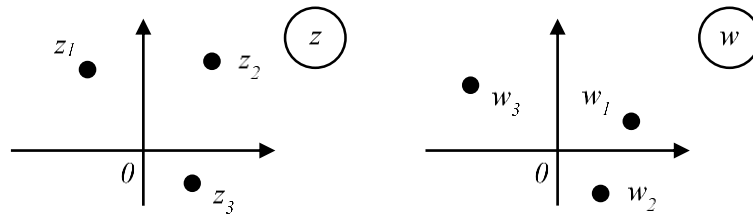


Рисунок 1.16 – Преобразование плоскости [22].

Таким образом, рассмотрены основные преобразования для конформных отображений и их принципы, которые позволяют с наименьшими затратами вычислительных ресурсов и времени решить обширный круг задач в преобразовании односвязных областей.

1.2.4 Канонические области

Как уже описывалось ранее, метод конформных отображений довольно гибкий и может применяться для многих как математических, так и физических задач. Однако, важное место занимает выбор канонической области для решение той или иной проблемы. Анализ сложных многоугольников становится затруднительным в силу сложности своей геометрии, наиболее простыми для анализа являются единичный круг, верхняя полуплоскость, прямоугольник [9]. Каждая из этих областей имеет ряд своих преимуществ и чаще всего используется последовательное преобразование из одной области в другую для получения равномерного отображения на конкретную область и последующего успешного анализа.

Рассмотрим наиболее распространенные и используемые в данной работе канонические области.

Одной из основных областей является *круг* (рисунок 1.17), как правило единичный ввиду простоты отображения координат и анализа исходной структуры, наглядное отображение распределения вершин многоугольника. Может быть, как *внешним*, так и *внутренним*.

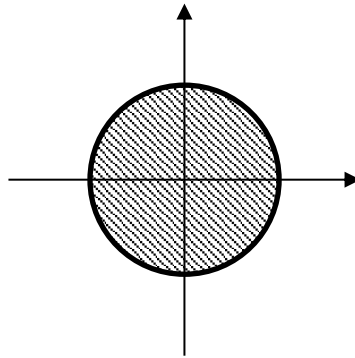


Рисунок 1.17 – Круг.

Верхняя полуплоскость (рисунок 1.18), как и круг, используется единичная. Данная каноническая область позволяет развернуть исходную структуру в прямую, наиболее распространена при анализе копланарных линий.

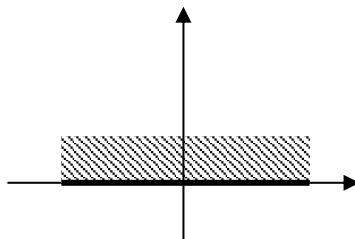


Рисунок 1.18 – Верхняя полуплоскость.

Третьей областью является *прямоугольник* (рисунок 1.19). Преимуществом данной области является простота вычисления исходного многоугольника, в частности сворачивание фигуры в плоский конденсатор.

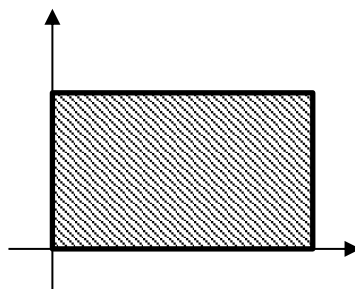


Рисунок 1.19 – Прямоугольник.

Рассмотренные канонические области позволяют наиболее детально и полно проанализировать исследуемые в данной диссертационной работе полосковые линии передачи.

1.2.5 Метод Линнера–Гионе для копланарных линий

Данный метод наиболее детально для области текущей задачи описан в [3]. Основным достоинством данного метода является то, что удалось проанализировать многопроводную структуру с использованием конформных отображений на примере копланарной и планарной полосковой линии. Текущий результат является фундаментальным для настоящей диссертационной работы и используется для расчета микрополосковой линии с преобразованием её в копланарную.

Поперечные сечения рассматриваемых многопроводных копланарной и планарной полосковых линий передачи в верхней полуплоскости показаны на рисунке 1.20 а и б соответственно [3].

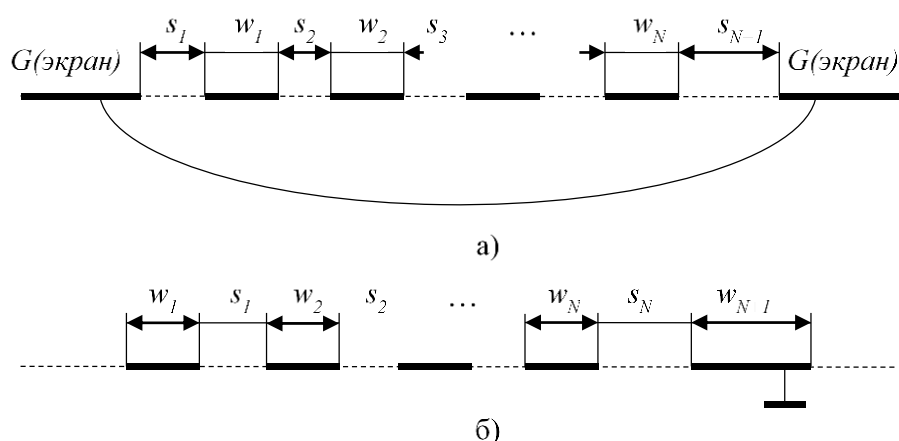


Рисунок 1.20 – Поперечные сечения многопроводных копланарной (а) и планарной (б) полосковых линий передачи в верхней полуплоскости [3].

Вначале проанализируем многоэлектродную ячейку копланарной линии передачи (рисунок 1.20, а), состоящую из N тонконесущих проводников с двумя полубесконечными заземленными электродами (экранами), расположенными на вещественной оси. Все эти проводники представляют собой участки электрической стенки, разделенной $N+1$ зазором. Зазоры представляют собой участки магнитной стенки. При конформном отображении будем предполагать, что поле многопроводной структуры сконцентрировано только в верхней полуплоскости [3].

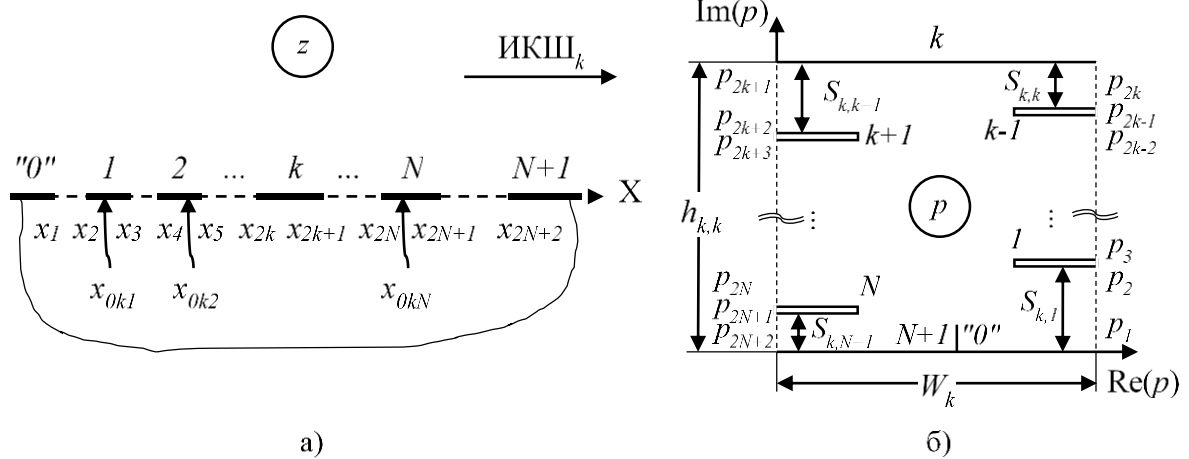


Рисунок 1.21 – Поперечное сечение многопроводной копланарной линии (многоэлектродной структуры), расположенной на вещественной оси (а) и её k -ое отображение на внутренность прямоугольника с вырезами (б) [3].

Чтобы вычислить матрицу емкостей этой многопроводной структуры, введем систему N отображений Кристоффеля–Шварца и определим k -е отображение (рисунок 1.21) следующим образом:

$$\frac{dp_k}{dz} = \frac{A_k \prod_{i=1, \neq k}^N (z - x_{0ki})}{\prod_{m=1}^{2N+2} \sqrt{z - x_m}} = \frac{\sum_{i=1}^N a_{ki} z^{i-1}}{\prod_{m=1}^{2N+2} \sqrt{z - x_m}} = \frac{\sum_{i=1}^N a_{ki} z^{i-1}}{D(z)}, \quad (k = 1, 2, \dots, N), \quad (1.1)$$

где A_k – произвольный масштабный множитель, x_{0k1}, \dots, x_{0kN} – неизвестные координаты – параметры отображения. Здесь вместо нахождения этих параметров отображения, стоящих в числителе – произведении, произведение представляется суммой членов степенного ряда с неизвестными коэффициентами a_{ki} , которые и подлежат определению. Для лаконичности последующих выкладок используется краткое обозначение знаменателя:

$$D(z) = \prod_{m=1}^{2N+2} \sqrt{z - x_m}. \quad (1.2)$$

Соотношение (1.1) задает k -е отображение верхней полуплоскости $z = x + iy$ во внутренность прямоугольника $p = \text{Re}(p) = i\text{Im}(p)$ с разрезами (рисунок 1.21). При этом все полосы, кроме k -й, свернуты, а k -я полоска развернута и располагается на верхней стороне прямоугольника. Два заземленных электрода (пластины–плоскости) «0» и $N+1$ развернуты, соприкасаются и располагаются на нижней стороне прямоугольника (прямоугольного конденсатора) (рисунок 1.21, б).

Отсюда k -е отображение должно удовлетворять системе N условий, устанавливающих факт того, что все полосы кроме k -й свернуты [3].

$$p_{2j+1} - p_{2j} = \left\{ \begin{array}{l} 0, \text{ если номер плоскости } j \neq k \\ -W_k, \text{ если номер плоскости } j = k \end{array} \right\} = \int_{\text{полоска } j} dp_k = \int_{x_{2j}}^{x_{2j+1}} \frac{dp_k}{dz} dz = \sum_{i=1}^N a_{ki} F_{ij}, \quad (j = 1, \dots, N), \quad (1.3)$$

где W_k – ширина полоски (прямоугольника) в плоскости p , на которую выполнено отображение; с учетом (1.2) коэффициенты F_{ij} записываются:

$$F_{ij} = \int_{x_{2j}}^{x_{2j+1}} \frac{z^{i-1}}{D(z)} dz. \quad (1.4)$$

Теперь рассчитаем расстояния между полосками s_{ki} по периметру прямоугольника в преобразованной плоскости p (рисунок 1.21, б). При интегрировании вдоль зазоров по оси X в верхней полуплоскости z для k -го отображения имеем:

$$p_{2j+1} - p_{2j} = s_{ki} = \frac{1}{\sqrt{-1}} \int_{\text{зазор } j} dp_k = \frac{1}{\sqrt{-1}} \int_{x_{2j}}^{x_{2j+1}} \frac{dp_k}{dz} dz = \sum_{i=1}^N a_{ki} G_{ij}, \quad (j = 1, \dots, N), \quad (1.5)$$

$$G_{ij} = \int_{x_{2j-1}}^{x_{2j}} \frac{z^{i-1}}{D(z)} dz. \quad (1.6)$$

Отсюда расстояния между j -м проводником и нижней заземленной плоскостью «0»– $N+1$ (рисунок 1.21, б) для k -го отображения вычисляется как сумма межэлектродных промежутков:

$$h_{jk} = \sum_{i=1}^j s_{ki}, \quad (j = 1, \dots, N). \quad (1.7)$$

Теперь, введя матрицы $\mathbf{F} = [F_{ij}]$, $\mathbf{A} = [a_{ij}]$, $\mathbf{W} = \text{diag}\{W_k\}$, ($i, j, k = 1, 2, \dots, N$), соотношение (1.3) можно переписать в компактной матричной форме:

$$-\mathbf{W} = \mathbf{A}\mathbf{F}. \quad (1.8)$$

Отсюда матрица \mathbf{A} , полностью определяющая систему из N конформных отображений в терминах произвольно заданных ширин полосок W_k ($k = 1, 2, \dots, N$) в преобразованной плоскости p , запишется:

$$\mathbf{A} = -\mathbf{W}\mathbf{F}^{-1}. \quad (1.9)$$

Введя матрицы $\mathbf{G} = [G_{ij}]$ и $\mathbf{s} = [s_{ij}]$ ($i, j = 1, 2, \dots, N$), соотношения (1.5) с учетом (1.9) можно переписать:

$$\mathbf{s} = \mathbf{A}\mathbf{G} = -\mathbf{W}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{G}. \quad (1.10)$$

Теперь введем в анализ нижнюю \mathbf{L} и верхнюю \mathbf{U} треугольные матрицы (при этом $\mathbf{U} = \mathbf{L}^T$) и их обращенные, определяемые компактно следующим образом:

$$L_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } i < j; \\ 1, & \text{если } i \geq j; \end{cases} \quad L_{ij}^{-1} = \begin{cases} 1, & \text{если } i = j; \\ -1, & \text{если } i = j + 1; \\ 0, & \text{иначе;} \end{cases}$$

$$U_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } i < j; \\ 1, & \text{если } i \geq j; \end{cases} \quad U_{ij}^{-1} = \begin{cases} 1, & \text{если } i = j; \\ -1, & \text{если } i = j + 1; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

При $N = 4$ выше приведенные матрицы в развернутом виде запишутся:

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad L^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix};$$

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad U^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее, определив матрицу $\mathbf{h} = [h_{ij}]$, перепишем соотношение (1.8) в матричной форме:

$$\mathbf{h} = \mathbf{L}\mathbf{s}^T. \quad (1.11)$$

Отсюда матрица погонных емкостей для рассматриваемой многопроводной копланарной линии передачи (многоэлектродной копланарной ячейки) (рисунок 1.21) окончательно запишется так:

$$\mathbf{C} = -\varepsilon_0 \mathbf{W}\mathbf{h}^{-1} = -\varepsilon_0 \mathbf{U}^{-1} \mathbf{G}^{-1} \mathbf{F} = -\varepsilon_0 (\mathbf{G}\mathbf{U})^{-1} \mathbf{F}. \quad (1.12)$$

В случае если проводники и зазоры в многопроводной линии передачи поменять местами (рисунок 1.20, а), то получим многопроводную планарную полосковую линию (рисунок 1.20, б), для которой вывод матрицы погонных емкостей будет аналогичен, а сама матрица емкостей выразится следующим образом [23]:

$$\mathbf{C} = -\varepsilon_0 \mathbf{L}^{-1} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{G}. \quad (1.13)$$

Численные методы для определения матриц \mathbf{F} и \mathbf{G} . Матрицы \mathbf{F} и \mathbf{G} в соотношении (1.12) и других определяются в терминах гиперэллиптических интегралов, которые в частных случаях $N = 1$ или $N = 2$ сводятся к полным эллиптическим интегралам первого рода. Однако в общем случае такие упрощения не выполнимы. Хотя гиперэллиптические интегралы и могут быть аналитически выражены в терминах обобщенных гипергеометрических функций, это не удобно при вычислениях. Из-за того, что интегралы сингулярны на границах интервала интегрирования, при вычислении интегралов будем использовать квадратурную формулу Гаусса [23].

Окончательные приближенные выражения для матричных элементов F_{ij} и G_{ij} , полученные с использованием квадратурной формулы Гаусса–Чебышева M -го порядка, записываются следующим образом:

$$F_{ij} \approx \frac{(-1)^{N+1-j}\pi}{M} \sum_{k=1}^M \frac{\tau_{jk}^{i-1}}{\prod_{m=1}^{2j-1} \sqrt{|\tau_{jk}-x_m|} \cdot \prod_{m=2j+2}^{2N+2} \sqrt{|\tau_{jk}-x_m|}}; \quad (1.14)$$

$$G_{ij} \approx \frac{(-1)^{N+2-j}\pi}{M} \sum_{k=1}^M \frac{\sigma_{jk}^{i-1}}{\prod_{\substack{m=1 \\ j \neq 1}}^{2j-2} \sqrt{|\sigma_{jk}-x_m|} \cdot \prod_{m=2j+1}^{2N+2} \sqrt{|\sigma_{jk}-x_m|}}, \quad (1.15)$$

где координаты узлов квадратурной формулы вычисляются так:

$$\tau_{jk} = \frac{x_{2j+1}+x_{2j}}{2} + \frac{x_{2j+1}-x_{2j}}{2} \cos\left(\frac{k-0,5}{M}\pi\right); \quad (k = 1, 2, \dots, M), \quad (1.16)$$

$$\tau_{jk} = \frac{x_{2j}+x_{2j-1}}{2} + \frac{x_{2j}-x_{2j-1}}{2} \cos\left(\frac{k-0,5}{M}\pi\right); \quad (i, j = 1, 2, \dots, M). \quad (1.17)$$

Здесь вектор x с элементами x_m ($m = 1, 2, \dots, 2N + 2$) – это набор координат полосок (включая заземленные экраны) и зазоров между ними на вещественной оси (рисунок 1.21, а) [3].

Таким образом, рассмотрена апробированная методика анализа копланарной и планарной линии передачи с неограниченным количеством проводников, которая может позволить моделировать и другие волноведущие структуры при некотором преобразовании исходной структуры.

1.2.6 Программные реализации МКО

Описанные выше методики основываются на методе конформных преобразований, соответственно требуется и инструмент для выполнения данных вычислений.

В 1980 году Трефесеном разработан комплекс численных программ, в котором была выполнена реализация метода численных конформных преобразований Кристоффеля-Шварца. Данный комплекс был написан на языке Fortran и получил название SCPACK [20, 24].

SCPACK состоит из 19 подпрограмм, 4 из которых можно контролировать напрямую. К ним относятся:

- 1) **QINIT** – вычисляются квадратуры узлов и весов Гаусса-Якоби;
- 2) **SCSOLV** – решается задача отображения для заданного многоугольника;
- 3) **WSC** – вычисляется прямое отображение $W(Z)$;
- 4) **ZSC** – вычисляется обратное отображение $Z(W)$.

В качестве примера вычислений выбран многоугольник с вершиной в бесконечности. На рисунке 1.22 отображены результаты прямого и обратного отображений, которые затем сравниваются с точными значениями [25].

Данный программный комплекс хоть и стал прорывом, появилась возможность решать задачи конформных преобразований с помощью вычислительной техники, но все же не позволял рядовому инженеру в полной мере использовать МКО.

```

the sum-of-squares error at step 1 is 0.4628E+00
the sum-of-squares error at step 2 is 0.4628E+00
the sum-of-squares error at step 3 is 0.4628E+00
the sum-of-squares error at step 4 is 0.4628E+00
the sum-of-squares error at step 5 is 0.3426E+00
the sum-of-squares error at step 6 is 0.2393E-01
the sum-of-squares error at step 7 is 0.1367E+00
the sum-of-squares error at step 8 is 0.1084E-02
the sum-of-squares error at step 9 is 0.1240E-04
the sum-of-squares error at step 10 is 0.2607E-05
the sum-of-squares error at step 11 is 0.1611E-06
the sum-of-squares error at step 12 is 0.1487E-09
the sum-of-squares error at step 13 is 0.3594E-12

parameters defining map:          <n = 4>          <nptsq = 5>
k          w(k)          th(k)/pi          betan(k)          z(k)
-----
1          < 0.000, 1.000>          0.500000052          1.000000          <-0.000000165, 1.000000000>
2          < 0.000, 0.000>          1.000000050          -0.500000          <-1.000000000,-0.000000158>
3          infinity          1.500000006          -2.000000          < 0.000000019,-1.000000000>
4          < 0.000, 0.000>          2.000000000          -0.500000          < 1.000000000, 0.000000000>

wc = < 0.00000000E+00, 0.14142136E+01>
c = <-0.14142122E+01, 0.23030772E-06>

errest: 0.4126E-06

z,w,wex,err: <-0.300, 0.210> < 0.196, 1.095> < 0.196, 1.095> 0.5222D-06
z,w,wex,err: < 0.000, 0.270> < 0.000, 1.153> < 0.000, 1.153> 0.2771D-06
z,w,wex,err: < 0.300, 0.330> <-0.133, 1.048> <-0.133, 1.048> 0.3123D-06
z,w,wex,err: < 0.600, 0.390> <-0.126, 0.887> <-0.126, 0.887> 0.3295D-06

w,z,zex,err: <-1.000, 1.414> < 0.383,-0.295> < 0.383,-0.295> 0.1897D-06
w,z,zex,err: < 0.000, 1.732> < 0.000,-0.172> < 0.000,-0.172> 0.1274D-06
w,z,zex,err: < 1.000, 2.000> <-0.245,-0.383> <-0.245,-0.383> 0.3248D-06
w,z,zex,err: < 2.000, 2.236> <-0.298,-0.560> <-0.298,-0.560> 0.3844D-06
w,z,zex,err: < 3.000, 2.449> <-0.296,-0.679> <-0.296,-0.679> 0.3124D-06
w,z,zex,err: < 4.000, 2.646> <-0.276,-0.757> <-0.276,-0.757> 0.8077D-07

```

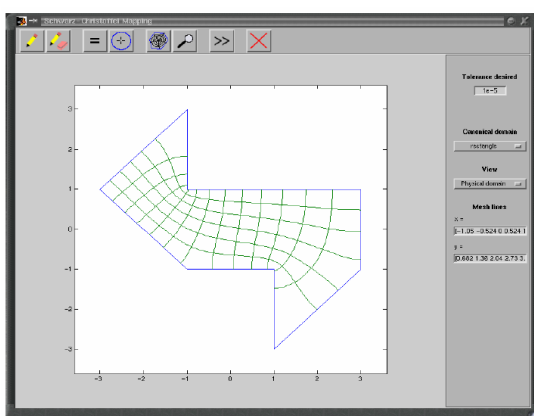
Рисунок 1.22 – Пример расчета многоугольника с вершиной в бесконечности.

Следующим шагом в развитии программной реализации стал 1994 год. Дрисколл на базе SCPACK разработал первую версию специализированного пакета SC Toolbox на платформе системы MATLAB. Данный пакет свободно распространяется с открытыми исходными кодами (последняя версия пакета появилась в 2007 году) и позволяет значительно упростить процесс анализа микрополосковых структур с помощью МКО [26].

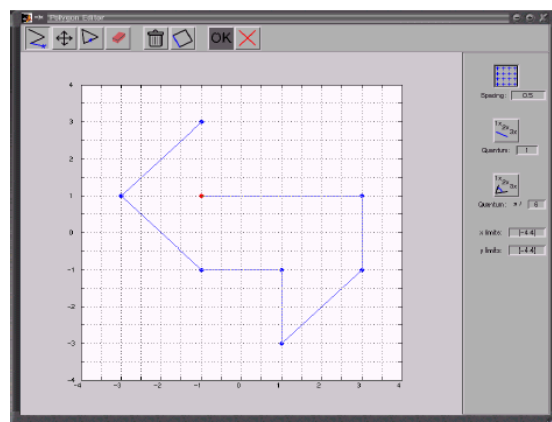
В данном пакете, реализующем численные конформные преобразования Кристоффеля-Шварца, пользователю были доступны следующие возможности:

- Решение параметрической проблемы для полуплоскости, круга (диска), ленты, прямоугольника и внешней области отображения.
- Графический ввод многоугольников.
- Вычисление прямых и обратных отображений.
- Адаптивное составление отображения карты ортогональных линий.

- Программа имеет достаточно простой и доступный интерфейс графический интерфейс пользователя (рисунок 1.23).
- Для опытных пользователей доступен консольный ввод [26].



а)



б)

Рисунок 1.23 – Графический интерфейс программы SC-Toolbox: а) основное окно; б) редактор многоугольников [26].

Главным преимуществом данного пакета стала гибкость к решению поставленных задач с использованием конформных отображений. Основным минусом пакета SCPACK было первичное отображение любой плоскости на круг, что являлось избыточным действием, лишнее отображение увеличивает количество шагов в процессе вычисления и может внести некоторую погрешность. В то же время пакет SC Toolbox сразу выполняет преобразования в нужную область, причем выбор довольно широкий и представлен в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Канонические области в пакете SC Toolbox.

| Каноническая область | Пояснение |
|-----------------------|---------------------------------------|
| Единичный круг | Внутренний многоугольник |
| Верхняя полуплоскость | Внутренний многоугольник |
| Бесконечная полоса | Внутренний многоугольник |
| Прямоугольник | Обобщенный четырехугольник |
| Внешняя часть круга | Внешний многоугольник |
| Диск | Ограниченный внутренний многоугольник |
| Многоугольник | Ограниченный внутренний многоугольник |

На рисунке 1.24 отображена структура [21] вызова классов в SC Toolbox.

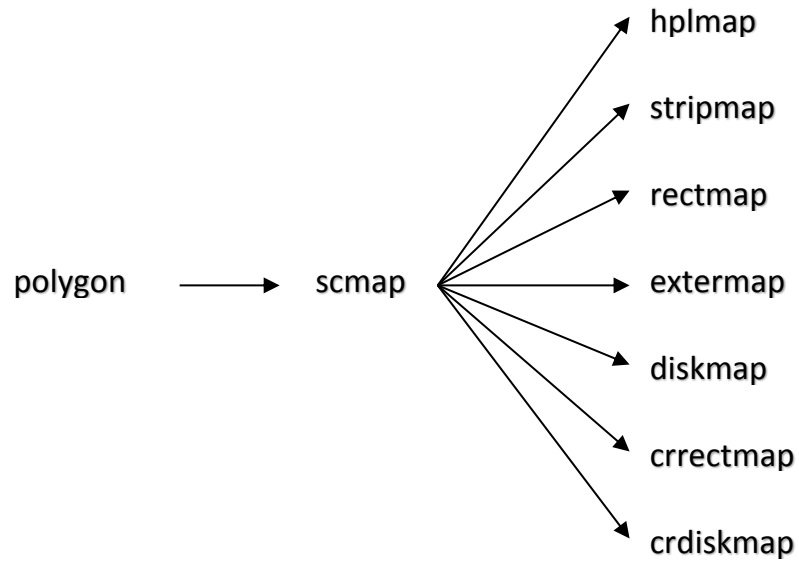


Рисунок 1.24 – Классы в SC Toolbox.

В итоге имеется очень гибкий инструмент для анализа МПС на базе MATLAB, который может быть применен для любой сферы. Но имеется ряд негативных моментов:

1) Жесткая привязка к среде MATLAB позволяет пользоваться пакетом без труда математикам, для инженера возникают трудности в полноценном использовании данного инструмента, в частности имеется ряд сложностей для расчета новых структур, необходимо писать новый алгоритм, что не всегда удобно и просто.

2) Отсутствие полноценного графического интерфейса. Нельзя отрицать его наличие, но использование его при моделировании новых устройств требует определенных навыков и подготовки алгоритма.

3) Как говорилось выше, жесткая привязка к среде MATLAB, что делает невозможным использование данного продукта в качестве самостоятельного пакета, необходимо наличие лицензии на математический комплекс.

1.3 Выводы

1) Связанные микрополосковые линии и другие микрополосковые структуры широко используются в высокоскоростных цифровых и аналоговых СВЧ интегральных схемах [11, 27]. Их основными особенностями являются сложность геометрии поперечного сечения и неоднородность диэлектрического заполнения. Успешное проектирование современных интегральных микросхем и устройств невозможно без реализации точных и вычислительно эффективных методов их анализа [13].

2) МКО был использован для анализа полосковых структур одним из первых более полувека назад и до сих пор не потерял своего значения. Причины его живучести, следующие [11, 13, 27]:

- высокая эффективность вычислительных алгоритмов и программ, которые не требуют значительных вычислительных ресурсов (процессора, памяти), что позволяет создавать быстродействующие САПР;
- удобство для встраивания в программы многомерного анализа, оптимизации и синтеза сложных микрополосковых структур;
- возможность совместимости с другими аналитическими и численными методами электромагнитного моделирования;
- возможность использовать интеграл Кристоффеля–Шварца (ИКШ) для односвязных многоугольных областей, чтобы получать точные аналитические решения, которые являются надежными эталонами при численном тестировании других методов;
- высокая ясность за счет возможности визуализации электрического поля путем построения сетки эквипотенциальных и силовых линий.

3) В настоящее время не существует единого универсального подхода, удовлетворяющего всем критериям для анализа полосковых структур. Трехмерные и двумерные электромагнитные методы, имеющие достаточно высокую точность, характеризуются весьма долгим временем вычислений. Отсюда, квазистатические методы (граничных элементов, конечных разностей, интегральных уравнений и др.) видятся довольно привлекательными, а наиболее высокоскоростным из них при компьютерной реализации, конечно, является метод конформных отображений МКО.

4) Современные методики расчета и моделирования опираются на численные методы и, как следствие, ограничены возможностью вычислительной техники. В качестве альтернативы предлагается применить аналитическую составляющую, прибегнуть к

комплексному методу для решения проблемы. Такой составляющей является комбинированный метод конформных отображений с использованием интеграла Кристоффеля–Шварца.

5) Как уже описывалось в обзоре, полноценного инструмента для анализа МПС при помощи каких-либо методик для МКО не существует. Имеется пакет SC Toolbox, который является унифицированным, разработан для математических приложений и не ориентирован на разработчиков СВЧ-устройств, как следствие не имеет специализированного интерфейса и заставляет разработчика самому писать программу для анализа исходных структур, что существенно затрудняет, а в определенных случаях и вовсе делает процесс анализа МПС невозможным.

2 КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД КОНФОРМНЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Во **второй главе** описана методика, которая позволяет сложные многосвязные структуры преобразовывать в односвязные при помощи конформных отображений с использованием интеграла Кристоффеля–Шварца путем внедрения редуцирующих разрезов параллельных силовым линиям. Также описана методика учета неоднородности диэлектрика, которая решается при помощи метода Кочанова (метод частичных емкостей) и метода Зетнера.

2.1 Основные этапы методики моделирования

Эвристический подход, предлагаемый для решения основной задачи – редукция многосвязной области поперечного сечения волноведущей структуры – базируется на применении физических соображений при выполнении одного или серии разрезов, сводящих область со множеством границ к области с одной границей. В диссертационной работе впервые будут исследованы возможности формализации такого подхода.

Названный подход является основой нового метода полного анализа волноведущих структур, который учитывает ещё ряд дополнительных соображений. Из-за сложности поперечного сечения и неоднородности диэлектрического заполнения волноведущих структур, их анализ выполняется с использованием операций декомпозиции и с учетом: симметрии, типа модального возбуждения и свойств периодичности (многопроводных структур), типа границы между диэлектриками в двух- и многослойных структурах. Отсюда, процедура моделирования волноведущих структур в рамках предлагаемого метода будет состоять из следующих основных шагов:

1. Предварительная декомпозиция области поперечного сечения волноведущей структуры. Вводится плоскость симметрии, если она существует в принципе. В зависимости от режима возбуждения, она может представлять собой или магнитную, или электрическую стенки. В периодических структурах вводятся электрические или магнитные стенки, установленные с шагом пространственного периода.

2. Редукция связности области поперечного сечения введением разрезов. Полученные частичные области поперечного сечения обычно являются многосвязными. Чтобы понизить порядок их связности до одного, вводятся магнитные разрезы, пролегающие между внешней границей и внутренними электродами. Эти эвристически

введенные разрезы с магнитными стенками не должны нарушать структуры поля для заданного режима возбуждения (что возможно, если разрез проходит вдоль силовой линии). Это очень важный шаг, значительно определяющий точность метода.

3. Выполнение первого отображения Кристоффеля–Шварца на каноническую область. С учетом толщины проводников каждая из полученных односвязных многоугольных областей конформно отображается на каноническую область, которая является либо верхней полуплоскостью, либо внутренностью единичного круга. При этом необходимо построить прямое и обратное отображения, реализовать их численно.

4. Выполнение второго отображения Кристоффеля–Шварца на целевую прямоугольную область плоского конденсатора. Каноническая область, полученная на предыдущем этапе, отображается на конечную целевую прямоугольную область в виде плоского конденсатора. При этом также необходимо построить прямое и обратное отображения, реализовать их численно.

Составное прямое отображение исходного многоугольника на целевой прямоугольник может быть использовано для определения линии раздела диэлектриков в целевом прямоугольнике.

Составное обратное отображение целевого прямоугольника на исходную многоугольную область может быть использовано для визуализации распределения электрического поля в исходной волноведущей структуре.

Используя полученные отображения, легко находим погонную емкость структуры (плоского конденсатора) с воздушным диэлектрическим заполнением, равную отношению ширины электродов к расстоянию между ними.

5. Учёт неоднородности диэлектрического заполнения. Следующим шагом является нахождение линии раздела между диэлектриками в плоском конденсаторе. Как правило, это воздушно-диэлектрическая граница, соответствующая поверхности подложки в исходной волноведущей структуре. Модифицируя методику учёта неоднородности Зеетнера, находим погонную емкость плоского конденсатора с реальным диэлектрическим заполнением. Также для учёта неоднородности используется метод Кочанова (метод частичных емкостей).

6. Расчет квазистатических параметров. Для модальных режимов возбуждения симметричных связанных линий вначале необходимо определить всего четыре параметра: четные и нечетные погонные ёмкости с воздушным и реальным

диэлектрическим заполнением, что позволит рассчитать модальные (четные и нечетные) эффективные проницаемости и волновые сопротивления, а также матрицы погонных емкостей и индуктивностей.

Отображение Кристоффеля–Шварца выполняется с помощью одноименного гиперэллиптического интеграла, включающего в себя ряд неизвестных параметров, которые при отображении сложных многоугольных областей невозможно определить аналитически, а только лишь с помощью численных методов, имеющих компьютерную реализацию.

2.2 Описание алгоритма, реализованного на базе пакета SC Toolbox. Анализ двухсвязной микрополосковой линии

Из-за сложности поперечного сечения и неоднородности диэлектрического заполнения микрополосковых структур, их анализ выполняется с использованием операций декомпозиции и с учетом: симметрии структуры, типа модального возбуждения и свойств периодичности многопроводных структур; типа границы между диэлектриками в двух- и многослойных структурах [28]. Таким образом, процедура моделирования состоит из следующих основных шагов:

1) *Редукция через симметрию.* Сечение микрополосковой структуры подвергают предварительной декомпозиции. Вводится плоскость симметрии (если она существует в принципе). В зависимости от режима возбуждения, плоскость симметрии может представлять собой или магнитную, или электрическую стенки.

2) *Редукция связности области поперечного сечения магнитным разрезом.* Полученные частичные области поперечного сечения обычно являются многосвязными. Чтобы понизить порядок связности до односвязного, вводятся разрезы из магнитных стенок между внешней границей и внутренними электродами. Эти эвристически введенные магнитные разрезы не должны нарушать структуры поля для заданного режима возбуждения (что возможно, если разрез проходит вдоль силовой линии). Это очень важный шаг, значительно определяющий точность методики.

3) *Первое отображение Кристоффеля–Шварца на каноническую область.* С учетом толщины проводников каждая из полученных односвязных многоугольных областей w конформно отображается на каноническую область z , которая является либо верхней полуплоскостью, либо внутренностью единичного круга. При этом необходимо

построить прямое $z = F_1(w) = f_1^{-1}(w) = \text{SCI}_1^{-1}(w)$ и обратное $w = F_1^{-1}(z) = f_1(w) = \text{SCI}_1(z)$ отображения.

4) *Второе отображение Кристоффеля–Шварца на целевую прямоугольную область плоского конденсатора.* Каноническая область z , полученная на предыдущем этапе, отображается на конечную целевую прямоугольную область p в виде плоского конденсатора. При этом необходимо построить прямое $p = f_2(z) = \text{SCI}_2(z) = F_2^{-1}(z)$ и обратное $z = f_2^{-1}(p) = \text{SCI}_2^{-1}(p) = F_2(p)$ отображения.

Составное прямое отображение исходного многоугольника w на целевой прямоугольник p можно записать в виде $p = \text{SCI}_2[\text{SCI}_1^{-1}(w)]$. Это соотношение для прямого отображения может быть использовано для определения кривой границы раздела диэлектриков в целевом прямоугольнике.

Составное обратное отображение p целевого прямоугольника исходной многоугольной области w может быть представлено следующим соотношением $w = \text{SCI}_1[\text{SCI}_2^{-1}(p)]$. Это выражение для обратного отображения будет использоваться, чтобы визуализировать распределение электрического поля в исходной микрополосковой структуре.

Используя полученные формулы, можно найти погонную емкость структуры (плоского конденсатора) с воздушным диэлектрическим заполнением $C(1)$. Это отношение ширины электродов к расстоянию между ними.

5) *Учёт неоднородности.* Следующий шаг призван найти кривую между диэлектриками в плоском конденсаторе p . В частности, это воздушно-диэлектрическая граница, соответствующая поверхности подложки в исходной микрополосковой структуре. Используя методику Зеетнера [29], которая позволяет учесть неоднородность, мы можем найти погонную емкость плоского конденсатора с реальным диэлектрическим заполнением C .

6) *Расчёт других квазистатических параметров.* Для модальных возбуждений связанных линий мы уже определили четные и нечетные погонные ёмкости с воздушным $C(1)_{(e,o)}$ и реальным диэлектрическим $C_{(e,o)}$ заполнениями. Это позволяет рассчитывать модальные (четные и нечетные) эффективные проницаемости $\varepsilon_{eff(e,o)}$ и волновые сопротивления $Z_{0(e,o)}$, а также матрицы погонных емкостей C и индуктивностей L .

Отображение Кристоффеля–Шварца

Методика конформного отображения Кристоффеля–Шварца отображает верхнюю половину комплексной плоскости на односвязную многоугольную область [9]. Односвязная область может быть определена как внутренность плоской замкнутой линии, которая не содержит никаких отверстий. Основной ИКШ является формула для конформного отображения f верхней комплексной полуплоскости (канонической области) на внутреннюю часть многоугольника (физическую область) [9]. Многоугольник может иметь разрезы или вершины в бесконечности. Эти вершины обозначаются w_1, w_2, \dots, w_n , а числа $\alpha_1\pi, \alpha_2\pi, \dots, \alpha_n\pi$ обозначают внутренние углы при вершинах. Вещественные прообразы вершин, или провершины, обозначаемые x_1, x_2, \dots, x_n , удовлетворяют условию $x_1 < x_2 < \dots < x_n = \infty$. Если вершина w_k конечна, то $0 < \alpha_k \leq 2$. Если w_k бесконечна, то $-2 < \alpha_k \leq 0$. Если учесть необходимое ограничение $\sum_{k=1}^n \alpha_k = n - 2$, то получаем формулу ИКШ для отображения f :

$$w = f(z) = w_0 + A \int_{z_0}^z \prod_{k=1}^{n-1} (z - x_k)^{\alpha_k - 1} dz, \quad (2.1)$$

где A и z_0 – комплексные константы. В большинстве случаев, можно положить, что $z_0 = 0$ и $w_0 = f(z_0)$.

Основная практическая трудность этой формулы в том, что провершины x_k не могут быть вычислены аналитически за исключением особых случаев. Три провершины, включая уже зафиксированную x_n могут быть выбраны произвольно. Остальные $n - 3$ провершины затем определяются однозначно. Они могут быть получены путем решения системы нелинейных уравнений. Эта задача известна как проблема параметров Кристоффеля–Шварца. Ее решение является первым шагом при любом отображении Кристоффеля–Шварца. При решении проблемы параметров, отыскивается постоянный множитель A , кроме того отображение f и его инверсия могут быть вычислены численно с использованием пакета Дрисколла SC Toolbox для MATLAB (свободного программного обеспечения) [9, 21].

Вариация стандартного конформного отображения (2.1) приводит к модификации формулы Кристоффеля–Шварца для отображения других базовых областей. Самая простая модификация этой формулы может быть получена при использовании единичного круга $|z| < 1$ в качестве такой области. Провершины лежат на единичной окружности $|z_k| = 1$ против часовой стрелки, а результирующая формула идентична

известной, за исключением того, что имеется n , а не $n - 1$ членов в подынтегральном произведении [9, 21].

Пример моделирования

Для тестирования предложенной методики анализа рассмотрим связанные микрополосковые линии (СМПЛ), показанные на рисунке 2.1.

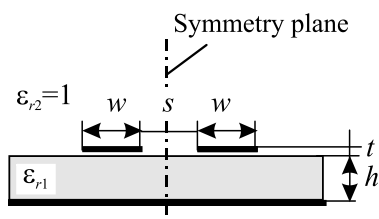


Рисунок 2.1 – Геометрия связанных микрополосковых линий с обозначением вертикальной плоскости симметрии и горизонтальной плоскости между диэлектриками.

Конформные отображения связанных микрополосковых линий полуструктуры для четных и нечетных режимов возбуждения показаны на рисунках 2.2 и 2.3, соответственно. Они соответствуют шагам 1–4 предлагаемой методики. Рассмотрим реализацию этих шагов более подробно.

Когда мы формируем первый вектор углов $\alpha_1 = (0,5; 0,5; 0,5; 1,5; 1,5; 1,5; 1,5; 0,5; 0,5; -0,5)$ в исходном четном многоугольнике z_{e1} в соответствии с рисунком 2.2, мы получаем первый ИКШ, в котором величина A_e является константой, подлежащей определению; x_{e2k} вещественные провершины, лежащие на вещественной оси x_{e2} комплексной полуплоскости z_{e2} . Теперь можно найти координаты дополнительной точки x_{e31} численно, например, методом деления пополам. Затем формируем новый вещественный вектор x_{e3} , состоящий из дополнительной точки x_{e31} и подвектора x_{e2} , т.е. $x_{e3} = (x_{e31}, x_{e2})$, а также соответствующая перенумерация позволяет перейти к новой полуплоскости z_{e3} (рисунок 2.2). Когда формируем следующий вектор углов $\alpha_e = (2; 0,5; 0,5; 0,5; 1; 1; 1; 1; 0,5; 0,5; 0,5)$ в четном целевом многоугольнике z_{e4} в соответствии с рисунком 2.2, то получаем второй ИКШ, в котором x_{e3k} провершины, лежащие на вещественной x_{e3} оси комплексной полуплоскости z_{e3} . Теперь мы можем определить погонную емкость связанных микрополосковых линий с воздушным диэлектрическим заполнением в четном режиме следующим образом $C_e(1) = \varepsilon_0 P_e$, где $\varepsilon_0 = 8,854$ пФ/м диэлектрическая проницаемость свободного пространства; P_e обозначает ширину прямоугольника четной области z_{e4} с нормированной высотой равной единице.

Рисунок 2.3 иллюстрирует процесс конформного преобразования для нечетного режима возбуждения связанных линий. Принимая во внимание углы в исходном

нечетном многоугольнике z_{o1} и формируя тот же вектор α_1 как в четном многоугольнике z_{e1} , мы получаем первый ИКШ для нечетного режима, в котором A_o – комплексная постоянная; z_{o2k} – вершины лежащие на единичном круге против часовой стрелки, в $|z_{o2}| = 1$. Вектор углов в нечетной целевой прямоугольной области z_{o4} является $\alpha_0 = (1; 0,5; 0,5; 1; 1; 1; 1; 0,5; 0,5; 1)$, поэтому может быть получен второй ИКШ для нечетного режима. Последующая нормировка z_{o3} приводит к прямоугольной области z_{o4} , ориентированной вдоль осей. Теперь, целевая область z_{o4} может быть представлена как плоский конденсатор, имеющий следующую погонную емкость с воздушным диэлектрическим заполнением $C_o(1) = \varepsilon_0 P_o$, где P_o – ширина нечетной прямоугольной области z_{o4} с нормированной высотой равной единице.

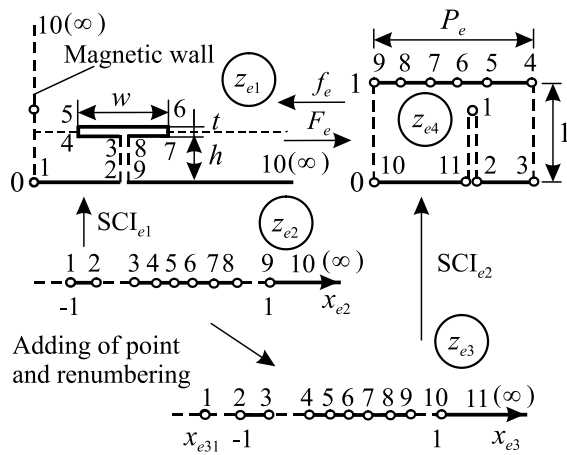


Рисунок 2.2 – Конформное отображение половины структуры связанных микрополосковых линий для четного режима.

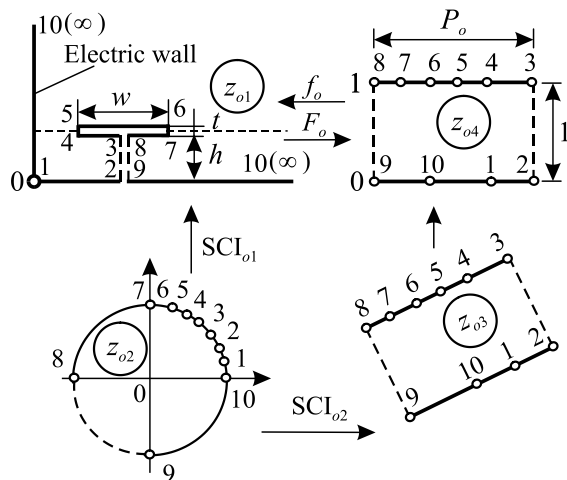


Рисунок 2.3 – Конформное отображение половины структуры связанных микрополосковых линий для нечетного режима.

Составные обратные отображения целевых прямоугольных областей z_{e4} и z_{o4} на исходные многоугольные области z_{e1} и z_{o1} позволяют найти распределение электрического поля в анализируемой микрополосковой структуре. Для этого мы создаем

прямоугольные сетки силовых и эквипотенциальных линий в целевых прямоугольных областях z_{e4} и z_{o4} . Затем отображаем эти сетки на исходные многоугольные области z_{e1} и z_{o1} , соответствующие анализируемым микрополосковым полуструктурам для четного и нечетного режимов возбуждения. Расчетные распределения электрического поля в полуструктурах, связанных микрополосковых линий для четных и нечетных мод показаны на рисунке 2.4.

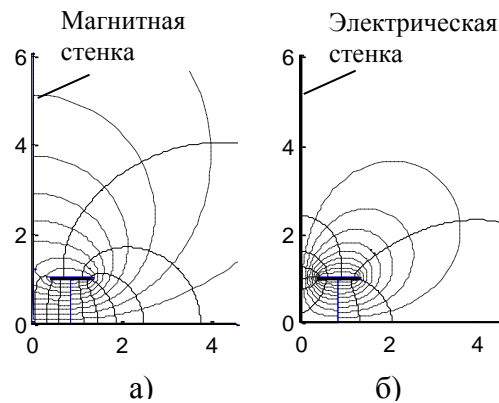


Рисунок 2.4 – Рассчитанное распределение силовых (сплошные линии) и эквипотенциальных (штриховые линии) линий электрического поля в половине структуры связанных микрополосковых линий для четного (а) и нечетного (б) режимов.

Полученные карты электрического поля (рисунок 2.4) позволяют убедиться в адекватности введенных магнитных разрезов, которые показаны на рисунках 2.2 и 2.3.

Составные прямые отображения исходных многоугольников z_{e1} и z_{o1} на целевые прямоугольники z_{e4} и z_{o4} (см. рисунки 2.2 и 2.3) позволяют отыскать линии границ между диэлектриками в прямоугольниках для четного (рисунок 2.5, а) и нечетного (рисунок 2.5, б) режимов. Следует отметить, что прямоугольник для четного режима имеет магнитный разрез, и поэтому он может быть более точно интерпретирован как семиугольник.

Прямоугольные области с электродами, расположенными на верхней и нижней границах, разделены вертикальными магнитными стенками на параллельные подобласти: четыре – для четного режима (рисунок 2.5, а) и пять – для нечетного режимов (рисунок 2.5, б), соответственно. Первая и четвертая подобласти для четного режима, а также первая, третья и пятая подобласти для нечетного режима заполнены однородным диэлектриком. Таким образом, это позволяет непосредственно рассчитать погонную емкость как отношение ширины электрода к расстоянию между ними, умноженное на соответствующую диэлектрическую проницаемость (рисунок 2.5).

Остальные, вторая и третья подобласти для четного режима, а также вторая и четвертая подобласти для нечетного режима имеют неоднородное диэлектрическое заполнение. Наличие диэлектрической неоднородности требует дальнейшего расчленения микрополосковой структуры вертикальными магнитными стенками (рисунок 2.5). Полученные узкие столбцовые подобласти могут быть представлены как прямоугольные плоские конденсаторы с наклонной линией раздела между диэлектриками (рисунок 2.6).

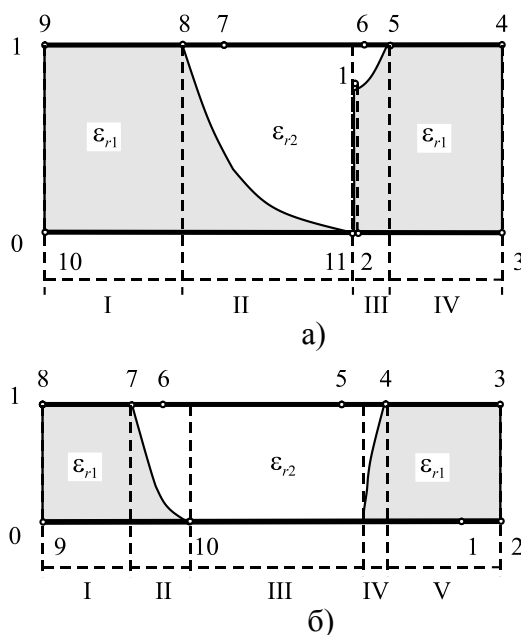


Рисунок 2.5 – Целевая прямоугольная область полуструктуры (плоский конденсатор) связанных микрополосковых линий для четного (а) и нечетного (б) режимов.

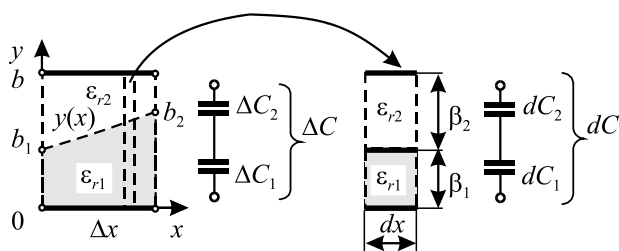


Рисунок 2.6 – Прямоугольный плоский конденсатор $\Delta x - b$ с наклонной линией раздела $y(x)$ между диэлектриками ε_{r1} и ε_{r2} .

Пусть Δx и b обозначают значения ширины и внешнее расстояние между электродами конденсатора, соответственно. Диэлектрические проницаемости первого и второго конденсаторов – ε_{r1} и ε_{r2} , так что $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}$. В обоих конденсаторах, расстояние между электродами изменяется в направлении x , таким образом формируя наклонные линии интерфейса $y(x)$ между диэлектрическими слоями. Предположим, что значение x

можно приближенно считать постоянным [29] в пределах dx для выбранного диапазона Δx . Исходя из этого можно получить следующее уравнение:

$$\Delta C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1} \varepsilon_{r2} \Delta x}{(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1})(b_2 - b_1)} \ln \left[\frac{(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1})b_2 + \varepsilon_{r1}b}{(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1})b_1 + \varepsilon_{r1}b} \right]. \quad (2.2)$$

Формула (2.2) определяет емкость прямоугольного плоского конденсатора с наклонной линией интерфейса $y(x)$ между диэлектриками. Это соотношение используется для расчета погонной емкости прямоугольного плоского конденсатора с реальным диэлектрическим заполнением C_e , C_o для четной и нечетной мод.

Используя обозначения рисунка 2.5, отыскиваем четные и нечетные емкости с воздушным $C_e(1)$, $C_o(1)$ и реальным диэлектрическим заполнением C_e , C_o . Последние позволяют сформировать матрицы погонных емкостей $C(1)$, C и индуктивностей $L = \mu_0 \varepsilon_0 C(1)^{-1}$.

Результаты моделирования

В качестве тестовой структуры выбираем связанные микрополосковые линии, показанные на рисунке 2.1, со следующими физическими и геометрическими параметрами: $w = 0,9$ мм; $t = 0,05$ мм; $s = 0,8$ мм; $h = 1$ мм; $\varepsilon_{r1} = 10$; $\varepsilon_{r2} = 1$. Расчет электрических параметров по предлагаемой методике представлено в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Сравнение результатов моделирования связанных микрополосковых линий.

| Сравниваемые величины | Разработанная методика | Программа LINPAR (метод моментов) | Программы TXLINE |
|---|------------------------|-----------------------------------|------------------|
| Модальные проницаемости $\varepsilon_{effe}/\varepsilon_{effo}$ | 6,54/5,25 | 7,06/5,41 | 7,21/ 5,85 |
| Волновые сопротивления Z_{0e}/Z_{0o} , Ом | 61,3/42,2 | 60,0/41,8 | 57,2/ 41,1 |
| Z_0 , Ом | 51 | 50 | 49 |
| k , дБ | 15 | 15 | 16 |

Таким образом получаем, что разность между численными результатами для модальных волновых сопротивлений и проницаемостей не превышает 1–4% и 3–10%, соответственно. Следует отметить, что предлагаемый метод позволяет анализировать более сложные структуры с вертикальной подложкой, которые не могут быть рассчитаны с помощью системы планарного моделирования AWR/TXLINE.

Получили алгоритм компьютерного моделирования микрополосковых линий, используется подход, который позволяет перейти к снижению порядка связности геометрии поперечного сечения структур. Многосвязная область редуцируется к

односвязной с использованием концепции магнитного разреза, тем самым позволяет анализировать микрополосковые линии методом численных конформных преобразований, реализованном в компьютерном пакете Schwarz–Christoffel для MATLAB. Метод применяется для квазистатического анализа связанных микрополосковых линий с учётом толщины проводников. Описанный подход отличается высокой численной эффективностью и может быть использован для анализа сложных полосковых и микрополосковых структур.

2.3 Отличительные особенности алгоритма, реализованного на базе пакета SCPACK

Одним из простых решений для моделирования ПЛ с использованием КО является пакет SCPACK, на базе которого создана библиотека на языке Fortran, интегрированная в программу SCDesigner (приложение А), написанную на языке С# [20, 30 - 34].

Как уже описывалось ранее, сначала производится анализ моделируемой структуры. Оценивается поперечное сечение: выявляется возможность использования принципа симметрии, определяется степень многосвязности и нахождение мест для внедрения редуцирующих разрезов.

На рисунке 2.7 представлена структура, состоящая из двух проводящих линий.

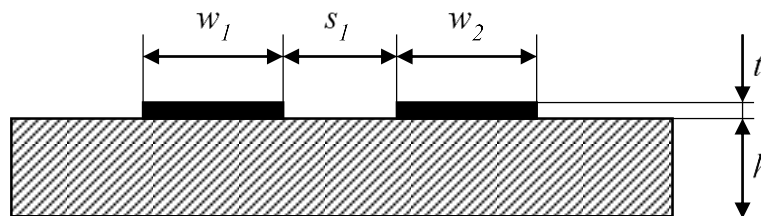


Рисунок 2.7 – Поперечное сечение многопроводных МПЛ.

Следующим этапом является построение односвязной области поперечного сечения исходной структуры, фактически преобразование многосвязной области (как минимум двусвязной области, два проводника) в многоугольник или полигон. Если рассматривать обычную микрополосковую линию, то получим некую грибообразную (Т-образную) структуру с количеством максимумов равным числу проводников в исходной структуре отличных от металлизированной подложки. Причем одна из вершин может находиться в бесконечности, как правило последняя точка многоугольника.

Опишем контур исходной структуры в виде многоугольника и пронумеруем вершины. Введем искусственные разрезы под проводящими линиями с минимальной толщиной (рисунок 2.8).

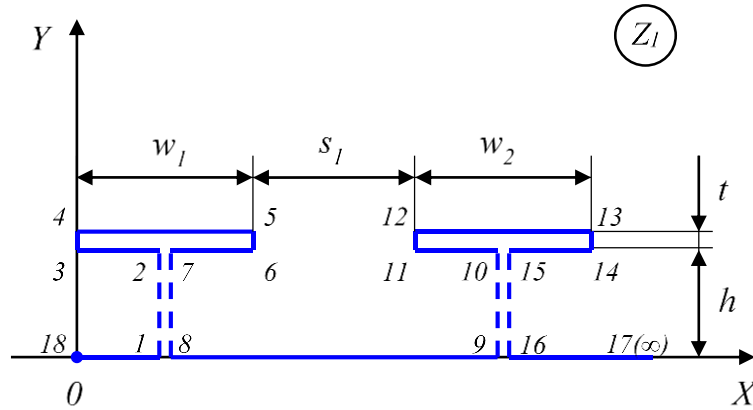


Рисунок 2.8 – Преобразованное поперечное сечение структуры МПЛ.

Получили простую односвязную область, для которой известны решения, одним из таковых является конформное отображение с использованием интеграла Кристоффеля-Шварца.

Получаем многоугольник с 18 вершинами, на каждую линию необходимо по 8 точек, которые образуют «грибок», данный подход подробнее описывался в статье [35]. Ещё две точки необходимы чтобы получить замкнутый многоугольник, хотя одна из вершин находится в бесконечности. Таким образом для описания структуры необходимо $8 \cdot n + 2$ точек, где n – число проводящих линий. Основной особенностью нормировки вершин является то, что последняя вершина не лежит в бесконечности, а находится в начале координат, наглядно она представлена как начальная точка многоугольника.

Далее отображаем имеющийся многоугольник на единичный круг (рисунок 2.9). Конформный центр определяем эмпирически, чем ближе он к центру фигуры, тем более развернутым будет отображение, в противном случае все точки могут слиться в одну. В данном случае используем середину структуры (рисунок 2.8) на высоте равной 110% высоты размещения полосковых линий ($1,1h$).

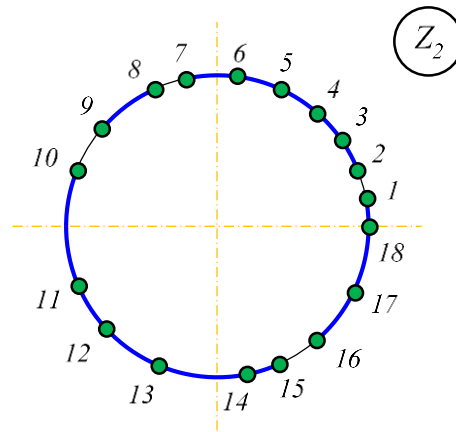


Рисунок 2.9 – Отображение многоугольника на круг.

Следующим шагом отображаем многоугольник (отображенный на круг) на верхнюю полуплоскость, параллельно исключаем последние точки: бесконечность и начало координат.

Для отображения используем интеграл КШ в упрощенном виде для данного случая:

$$z3_n = \frac{z2_n \times \overline{z3_c} - z3_c}{z2_n - 1},$$

где $z2_n$ – координаты отображения на круге;

$z3_c$ – координаты конформного центра на полуплоскости.

На рисунке 2.10 показано отображение на верхнюю полуплоскость после нормировки и сдвига отображения в удобный интервал $[-1;1]$.

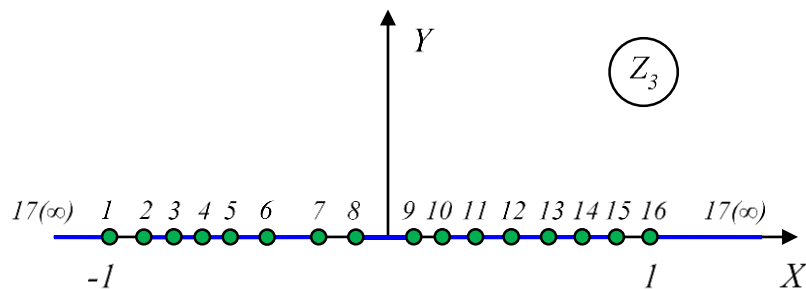


Рисунок 2.10 – Отображение на верхнюю полуплоскость.

Визуально можно заметить большое количество бывших вершин многоугольника, которые утратили свой физический смысл, они находятся внутри прямых, следовательно, их можно не учитывать, поэтому «отбрасываем» лишние вершины и оставляем только характерные (рисунок 2.11).

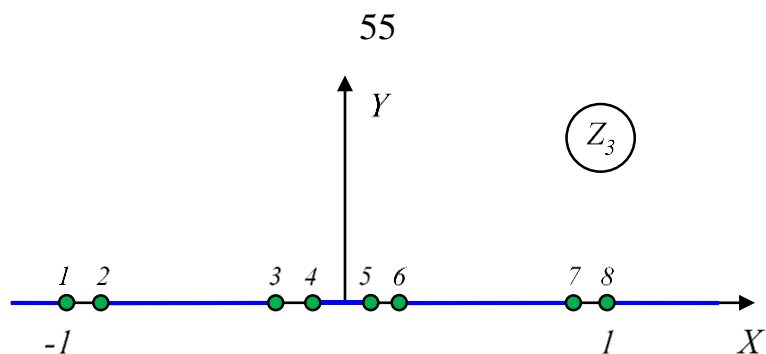


Рисунок 2.11 – Отображение на верхнюю полуплоскость после отбрасывания «лишних» электродов.

Получили упрощенное отображение исходного многоугольника на верхнюю полуплоскость, копланарную линию. Этот случай уже описывался выше.

Далее необходимо учесть неоднородность диэлектрика в исходной структуре. Отображаем диэлектрическую подложку, которая представляет собой односвязную область, на верхнюю полуплоскость. Применяем методику Линнера–Гионе [23] (широко применяемая для копланарных линий) с учетом расположения проводников в структуре и получаем матрицу погонных емкостей, рассчитывая диэлектрическую проницаемость согласно методике Кочанова (метод частичных емкостей).

Описанная выше методика не ограничивается применением только для микрополосковых линий открытого типа, также она применима к круглым проводникам, к проводникам закрытого типа или волноведущим структурам, где проводники не расположены на одной прямой. Отсутствует ограничение по геометрии поперечного сечения, отличия будут составлять только изначальные преобразования, а именно внедрение редуцирующих разрезов, которые позволят преобразовать многосвязную область в односвязную. Для круглых проводников используется прием аппроксимации, фактически представляем окружность в виде многоугольника, разбиением окружности на 15 градусов, таким образом получаем 24-угольник. Для более точного расчета можно увеличить число вершин, однако предлагаемое разбиение является оптимальным и в полной мере позволяет провести расчеты круглых проводников.

2.4 Моделирование трехпроводной линии

Простые вычислительно эффективные аналитические методы, и прежде всего МКО, еще весьма важны для оценки квазистатических параметров таких линий [13]. Известно, что МКО даёт точные результаты только применительно к однородным областям поперечного сечения, однако, в большинстве конструкций линий передачи,

используемых на практике, сечение является неоднородным. Решение проблемы может быть осуществлено двумя способами [13]: (а) применением МКО к неоднородной области с переходом к задаче, решаемой МКО или другим методом, например, методом Уиллера для моделирования микрополосковых линий и т.д. [27, 28]; (б) преобразованием неоднородной задачи в соответствующий набор однородных, решаемых МКО. Последний подход является совмещением методов частичных емкостей (МЧЕ) и конформных отображений [36].

МЧЕ впервые был предложен в 1967 г. Кочановым [37] применительно к планарным полосковым линиям на диэлектрической подложке конечной толщины. В 1980 г. Фуад-Ханна и Вейрес [38] применили МЧЕ к копланарным полосковым линиям.

Позже, метод, совмещающий МКО и МЧЕ, был использован Гионе [13], Геворкяном [39], Ченом, Чу [40], Сычевым [3, 41] и др. Однако, по полученным данным, в этих предыдущих изысканиях никто не исследовал открытых (неэкранированных) многопроводных микрополосковых линий конечной толщины.

В этом исследовании, сочетание методов МЧЕ и МКО применяется для анализа открытых многопроводных микрополосковых линий конечной толщины.

Описание методики

Чтобы построить модель открытых многопроводных МПЛ, возьмём для примера трёхпроводные МПЛ, поперечное сечение которых показано на рисунке 2.12.

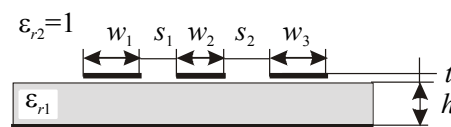


Рисунок 2.12 – Вид поперечного сечения открытых трёхпроводных микрополосковых линий.

Процедура анализа состоит из следующих шагов:

Во-первых, удаляется диэлектрическая подложка из исходной физической структуры и полученная однородная многосвязная область преобразуется с использованием магнитных разрезов в односвязную многоугольную область, которая отображается на верхнюю полуплоскость с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца, а далее полученные многопроводные копланарные линии анализируются методикой Линнера–Гионе и определяется первая матрица емкостей.

Во-вторых, анализируется часть структуры на диэлектрической подложке с эффективной диэлектрической проницаемостью, и определяется вторая матрица емкостей.

В-третьих, рассчитывается матрица погонных емкостей как сумма первой матрицы емкостей в свободном пространстве при отсутствии диэлектрика и второй матрицы емкостей, полученной в предположении концентрации поля в диэлектрической подложке с модифицированной относительной диэлектрической проницаемостью.

Анализ всей структуры без диэлектрической подложки (многосвязная область):

- Удаляется диэлектрическая подложка с диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} из исходной физической структуры (см. рисунок 2.12). В нашем примере три полосы и заземлённая плоскость формируют однородную четырехсвязную область. Затем вводятся магнитные разрезы под каждой из полосок (рисунок 2.13, а). Следовательно, четырехсвязная область преобразуется в односвязную многоугольную область с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r2} = 1$. Заметим, что из-за этой операции в полученной многоугольной области появляются дополнительные заземлённые полосы (в нашем примере две).
- Полученная грибообразная многоугольная область z_1 конформно отображается на верхнюю полуплоскость z_2 с помощью обратного отображения Кристоффеля–Шварца (рисунок 2.13, б) $z_2 = \text{ISCM}(z_1)$.
- Эта результирующая структура (см. рисунок 2.13, б), являющаяся верхней полуплоскостью с множеством полосок (в нашем примере пять) на вещественной оси, может быть представлена как копланарная многопроводная линия, уже исследованная Линнером [42] и Гионе [23]. Они предложили точные аналитические выражения для элементов матрицы погонных емкостей в терминах гиперэллиптических интегралов, вычисление которых эффективно осуществляется с помощью квадратурных формул Гаусса–Чебышева [23]. Таким образом, анализируется копланарная многопроводная линия (см. рисунок 2.13, б) с помощью методики Линнера–Гионе, а матрица емкостей с воздушным заполнением получается так $[C5(\epsilon_{r2})] = [C5(1)]$.

- Далее учитываются дополнительные заземлённые полосы (рисунок 2.13, б) и удаляются соответствующие избыточные матричные элементы. В нашем примере следует просто удалить две строки (2 и 4) и два столбца (2 и 4). Отсюда, получается матрица емкостей третьего порядка $[C5(1)] \rightarrow [C3(1)]$.
- Эта матрица емкостей позволяет вычислить матрицу погонных индуктивностей по формуле:

$$[L] = \mu_0 \varepsilon_0 [C3(1)]^{-1}. \quad (2.3)$$

Анализ частичной структуры на диэлектрической подложке (односвязная полосовая область)

- Анализируется вторая подструктура на диэлектрической подложке с эффективной диэлектрической проницаемостью. Магнитная стенка размещается на границе подложка–воздух. Сечение диэлектрической подложки z_{d1} представляет собой односвязную полосовую область (рисунок 2.14), которая отображается на верхнюю полуплоскость z_{d2} (рисунок 2.14, б) обратным преобразованием Кристоффеля–Шварца. Оно может быть выражено функцией гиперболического тангенса, как в [42]:

$$z_{d2} = \tanh(\pi z_{d1} / (2h)). \quad (2.4)$$

- В методе МЧЕ эффективная диэлектрическая проницаемость вложенной полосовой области рассчитывается по формуле Кочанова [37]:

$$\varepsilon_{eff1} = \varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r1} - 1. \quad (2.5)$$

- Таким образом, копланарная многопроводная линия (см. рисунок 2.14, б) анализируется тоже по методике Линнера–Гионе. Так получается вторая матрица погонных емкостей $[C_d(\varepsilon_{eff1})] = [C_d(\varepsilon_{r1} - 1)]$.

Суперпозиция частичных областей и емкостей:

- Полная матрица погонных емкостей $[C]$ рассчитывается как сумма первой матрицы погонных емкостей в свободном пространстве $[C3(1)]$, когда диэлектрик заменён воздухом, и второй матрицы погонных емкостей $[C_d(\varepsilon_{r1} - 1)]$, полученной при условии концентрации электрического поля в диэлектрической подложке с относительной эффективной проницаемостью, вычисленной согласно (2.5):

$$[C] = [C3(\varepsilon_{r2})] + [C_d(\varepsilon_{eff1})] = [C3(1)] + [C_d(\varepsilon_{r1} - 1)]. \quad (2.6)$$

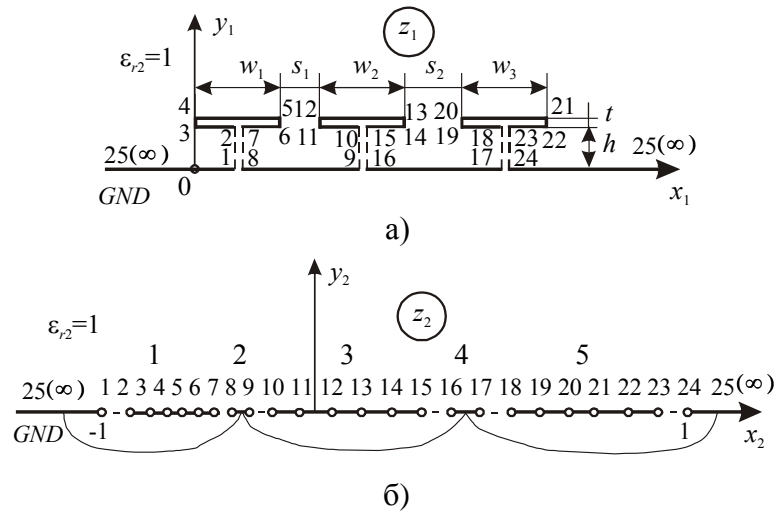


Рисунок 2.13 – Поперечное сечение МПЛ с введёнными подполосочными разрезами без подложки (а) и её отображение на верхнюю полуплоскость (б).

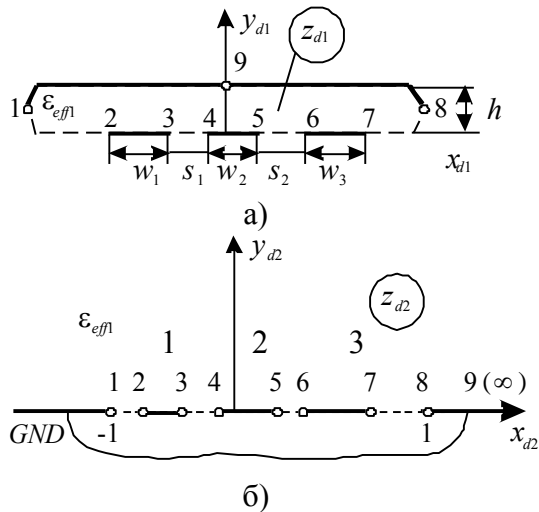


Рисунок 2.14 – Поперечное сечение диэлектрической подложки МПЛ (а) и её отображение на верхнюю полуплоскость (б).

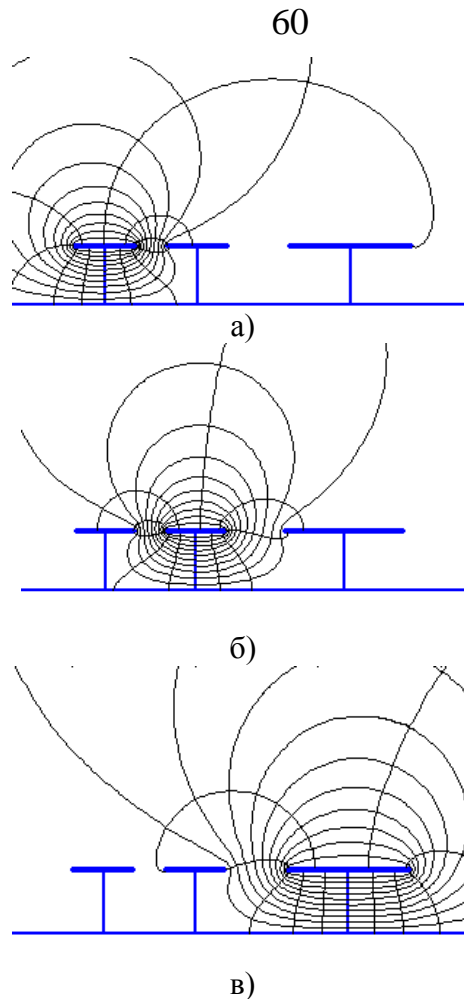


Рисунок 2.15 – Рассчитанные силовые и эквипотенциальные линии распределения электрического поля трёхпроводных МПЛ без диэлектрической подложки при следующих модальных возбуждениях (а) (+1 0 0), (б) (0 +1 0), (в) (0 0 +1).

Примеры. Численные результаты

Для тестирования предложенной методики были проанализированы три неэкранированные МПЛ.

Первая структура – трёхпроводные МПЛ конечной толщины как показано на рисунке 2.12 со следующими параметрами: $w_1 = w_2 = 1$, $w_3 = 2$, $s_1 = 0.5$, $s_2 = 1$, $t = 0,05$, $h = 1$ (мм), $\varepsilon_{r1} = 10$, $\varepsilon_{r2} = 1$. С использованием предложенной методики были рассчитаны распределения электрических полей трёхпроводных МПЛ и показаны на рисунке 2.15. Рассчитанные по предложенной методике погонные емкости и индуктивности оказались следующими:

$$[C] = \begin{bmatrix} 186,085 & -33,620 & -1,234 \\ -33,620 & 188,331 & -16,355 \\ -1,234 & -16,355 & 270,695 \end{bmatrix} \text{ (пФ/м);}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} 0,3973 & 0,1190 & 0,0286 \\ 0,1190 & 0,3929 & 0,0605 \\ 0,0286 & 0,0605 & 0,2884 \end{bmatrix} \text{ (мкГн/м).}$$

Вторая структура – трёхпроводные МПЛ со следующими проектными параметрами: $w_1 = w_2 = w_3 = 1,524$ мм (60 мил), $s_1 = s_2 = 0,254$ мм (10 мил), $t = 0,03556$ мм (1,4 мил), $h = 1,524$ мм (60 мил), $\varepsilon_{r1} = 4,65$, $\varepsilon_{r2} = 1$ [43]. Представленные в таблице 2.2 данные показывают, что рассчитанные по предложенной методике погонные параметры отличаются от опубликованных в [43] менее, чем на 0,3% для индуктивностей и 4,3% для емкостей.

Таблица 2.2 – Коэффициенты матриц $[C]$, $[L]$ для трёх проводников микрополосковых линий.

| | Исходный метод | Лит. [43] | Δ (%) |
|-----------------------|----------------|-----------|--------------|
| C_{11} (pF/m) | 104,98 | 104,13 | 0,82 |
| C_{12} (pF/m) | 35,49 | 34,32 | 3,41 |
| C_{13} (pF/m) | 1,46 | 1,40 | 4,29 |
| C_{22} (pF/m) | 121,88 | 119,87 | 1,68 |
| L_{11} (μ H/m) | 0,3873 | 0,3879 | -0,15 |
| L_{12} (μ H/m) | 0,1628 | 0,16238 | 0,26 |
| L_{13} (μ H/m) | 0,0823 | 0,08252 | -0,27 |
| L_{22} (μ H/m) | 0,3707 | 0,37129 | -0,16 |

Третья структура – пятипроводная система со следующими параметрами [44]: $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = w_5 = 3$, $s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = 2$, $t = 1$, $h = 1$ (мм), $\varepsilon_{r1} = 2$, $\varepsilon_{r2} = 1$ (см. рисунок 2.12). Таблица 2.3 показывает сравнение рассчитанных по предложенной методике параметров и опубликованных в [44]. Можно видеть, что различие между численными результатами для погонных индуктивностей и емкостей не превышает 3 % и 9 %, соответственно.

Таблица 2.3 – Коэффициенты матриц $[C]$, $[L]$ для пятипроводной структуры.

| i | j | C_{ij} (пФ/м) | | ΔC (%) | L_{ij} (мкГн/м) | | ΔL (%) |
|-----|-----|-----------------|-----------|----------------|-------------------|-----------|----------------|
| | | Этот метод | Лит. [44] | | Этот метод | Лит. [44] | |
| 1 | 1 | 91,1015 | 93,668 | -2,74 | 0,1985 | 0,19781 | 0,35 |
| 1 | 2 | 8,8132 | 8,453 | 4,26 | 0,0297 | 0,02946 | 0,81 |
| 1 | 3 | 0,8436 | 0,809 | 4,28 | 0,0074 | 0,00735 | 0,68 |
| 1 | 4 | 0,3626 | 0,345 | 5,10 | 0,0029 | 0,00284 | 2,11 |
| 1 | 5 | 0,2331 | 0,215 | 8,42 | 0,0015 | 0,00152 | -1,32 |
| 2 | 2 | 93,856 | 95,329 | -1,55 | 0,1956 | 0,19471 | 0,46 |
| 2 | 3 | 8,6393 | 8,318 | 3,86 | 0,0291 | 0,02883 | 0,94 |
| 2 | 4 | 0,7765 | 0,758 | 2,44 | 0,0073 | 0,00717 | 1,81 |
| 3 | 3 | 93,9851 | 95,341 | -1,42 | 0,1955 | 0,19458 | 0,47 |

В итоге, впервые для моделирования открытых многопроводных микрополосковых линий конечной толщины применяются методики частичных емкостей и конформных отображений. Для построения новой модели вводится концепция магнитных разрезов,

которые позволяют многосвязную область поперечного сечения свести к односвязной. Полученная многоугольная область конформно отображается аналитическим преобразованием Кристоффеля–Шварца, которое реализуется в форме компьютерных численных процедур. Новая методика реализуется в системе MATLAB и имеет высокую численную эффективность, достаточную для практики точность и обеспечивает возможность визуализации распределения электрического поля.

2.5 Выводы

Таким образом, впервые предлагается эвристический численно-аналитический подход к моделированию волноведущих структур – методика на базе комбинированных конформных отображений, имеющая по сравнению с существующими подходами и методами следующие основные отличия и преимущества:

1) Эвристически введённые адекватные магнитные разрезы не искажают распределения электрического поля при любом модальном возбуждении и позволяют трансформировать (редуцировать) многосвязную область в эквивалентную односвязную и, впоследствии напрямую применять интеграл Кристоффеля–Шварца.

2) Расширение и обобщение методики Зетнера и частичных емкостей и конформных отображений (МЧЕКО) плюс методика Линнера–Гионе для анализа копланарных многопроводных линий позволяют учитывать неоднородность диэлектрического заполнения не только односвязных, но и многосвязных областей.

3) Возникает принципиальная возможность моделировать с учётом толщины довольно сложные волноведущие структуры, для которых ранее при традиционном декомпозиционном подходе с использованием классических конформных отображений с аналитической реализацией построить модель было невозможно.

4) При анализе многопроводных структур появляется возможность учесть не только ближние связи, как при традиционном подходе в трёхдиагональном приближении, но также и дальние перекрёстные связи, чего невозможно достичь обычным разбиением исходной периодической структуры на ячейки модальных типов, получаемых при соответствующих модальных возбуждениях.

5) Возникает возможность получить графическую оценку погрешности редукции многосвязной области, выполнив визуализацию поля, т.е. построив карту (сетку) силовых и эквипотенциальных линий поля для исследуемой структуры с

многосвященной областью поперечного сечения. Ранее подобной редукции области не предлагалось, поэтому данные оценки получены впервые.

6) Предложенные эффективные методики реализованы в MATLAB и на C#, и используются пакеты Дрисколла SC Toolbox и Трефезена SCPACK, находящиеся в общественном достоянии. Данные методики позволяют рассчитывать МПС со сложным поперечным сечением и визуализировать распределение электрического поля в анализируемой структуре, а также форму линий между диэлектриками в целевой прямоугольной области (плоском конденсаторе). Компьютерные тесты показали, что метод имеет простую реализацию, высокую скорость расчётов и точность, достаточную для практики (ошибка не превышает 3–9 %).

7) Предложенный метод основан на хорошо известном совмещении методик частичных емкостей и конформных отображений (МЧЕКО) плюс методика Линнера–Гионе для анализа копланарных многопроводных линий.

8) Область применения методики распространяется на микрополосковые линии, а именно моделирование погонных характеристик в квазистатическом приближении. Конечной точкой являются матрицы погонных емкостей и индуктивностей, через которые можно выразить остальные целевые характеристики, в частности S -параметры с использованием телеграфных уравнений.

9) Применение методики комбинированного метода конформных отображений позволяет физически осмысливать анализ исходной структуры, в отличие от других численных методов, итоговая задача которых сводится к перебору промежуточных решений и доведению результатов до целевых значений и функций.

3 ПРИКЛАДНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО МЕТОДА КОНФОРМНЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ

В данном разделе представлена методика моделирования связанных круглых проводников со смещением в круглом экране. Данный вид исходной конструкции обуславливается потребностью в анализе имеющего устройства – импульсного расщепителя, устройство и принцип действия которого также описан ниже. Кроме этого представлено другое СВЧ-устройство – транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой. Они были разработаны благодаря описанной выше методике, которая позволяет адаптироваться к моделированию различных устройств на базе связанных линий. Также представлена вспомогательная методика для перехода между базовыми параметрами одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью.

3.1 Численные конформные преобразования для моделирования связанных круглых проводников со смещением в круглом экране

Связанные линии передачи различного поперечного сечения находят широкое применение в СВЧ технике в качестве компонента фильтров, трансформаторов сопротивлений, направленных ответвителей и т.п., а также в высокоскоростной цифровой технике для межсоединений. Недавно отрезок связанных круглых проводников в цилиндрическом экране был использован в качестве основы для создания импульсного расщепителя [45, 46].

Для компьютерного моделирования линий передачи в литературе [3, 8, 28] предложено большое количество моделей. Например, модель экранированной пары проводников можно найти в достаточно объёмном справочнике Уоделла [8], однако там отсутствует интересующая нас модель этих линий, имеющих смещение (рисунок 3.1). Заметим, что смещение даёт дополнительную степень свободы при проектировании [47].

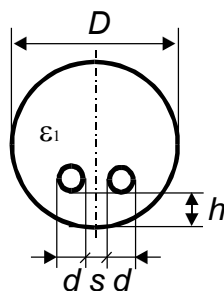


Рисунок 3.1 – Поперечное сечение связанных круглых линий.

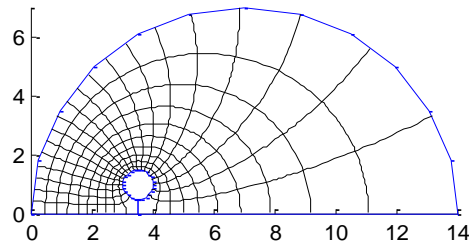
Итак, в известной литературе не удалось найти модель связанных коаксиальных круглых линий со смещением в цилиндрическом (круглом) экране. Поэтому ставится задача построения двумерной квазистатической модели таких линий.

Для построения модели экранированной коаксиальной пары проводников со смещением (см. рисунок 3.1) выбираем метод численных конформных преобразований (МЧКП), показавший высокую эффективность при моделировании широкого ряда полосковых структур с прямоугольными проводниками, например, [3] и др. Однако этим методом ещё не моделировались структуры с круглыми проводниками.

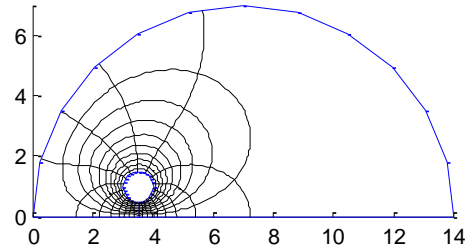
Первым шагом при анализе одинаковых связанных линий является введение плоскости симметрии, позволяющей разбить их на две одиночные линии чётного и нечётного возбуждений. Одна из линий, представляющая собой половину от исходной структуры, имеет магнитную стенку в плоскости симметрии (рисунок 3.2, а), другая линия – электрическую стенку (рисунок 3.2, б).

Далее применение метода численных конформных преобразований с использованием ИКШ подразумевает решение следующих концептуальных задач: 1) редукции многосвязных областей поперечного сечения к односвязным; 2) численной компьютерной реализации ИКШ, выполняющих конформные отображения односвязных областей [9].

Первая задача не имеет универсального решения, а базируется на физических и эвристических соображениях. Снижение порядка связности области поперечного сечения до одного достигается введением редуцирующих разрезов, проходящих вдоль предполагаемых силовых линий электрического поля. Для анализируемой структуры в обоих режимах возбуждения искомый магнитный разрез проходит между круглым проводником и стенкой, лежащей в плоскости симметрии (см. рисунок 3.2).



а)



б)

Рисунок 3.2 – Рассчитанные распределения силовых и эквипотенциальных линий электрического поля для половин структур экранированной пары при чётном (а) и нечётном (б) режимах возбуждения.

Решение второй задачи – получение конформных отображений односвязных областей – требует предварительного преобразования границ из окружностей в многоугольники. Минимальный угол при такой аппроксимации для внутренних проводников и внешнего экрана выбран – $\pi/12 = 15$ град. При этом прямые и обратные численные преобразования Кристоффеля–Шварца реализуются с помощью свободно распространяемого пакета SC Toolbox для MATLAB [9].

В итоге рассчитывались согласованное сопротивление линий Z_0 и коэффициент связи k :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}, k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}.$$

На рисунке 3.3 для симметричной экранированной пары приведены зависимости Z_0 и k от зазора между проводниками s/d .

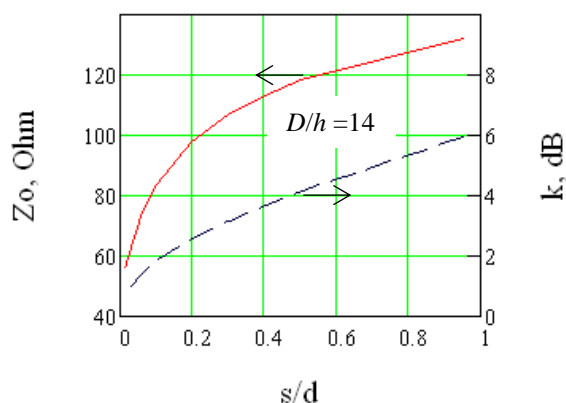


Рисунок 3.3 – Зависимости согласованного сопротивления Z_0 и коэффициента связи k от нормированного зазора s/d .

Для симметричной экранированной пары с геометрическими размерами $D = 14$ мм, $d = 1$ мм, $s = 0,1$ мм найденные электрические параметры оказались следующими: $Z_0 = 83,86$ Ом, $k = 0,8091$ (1,841 дБ). Если в этой структуре осуществлять смещение проводников от центра к поверхности экрана, будет обнаруживаться снижение связи k и снижение согласованного сопротивления линий Z_0 (рисунок 3.4).

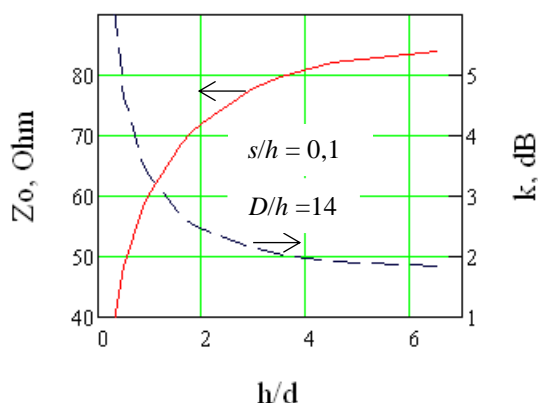


Рисунок 3.4 – Зависимости согласованного сопротивления Z_0 и коэффициента связи k от нормированного смещения h/d .

Таким образом получен способ для моделирования связанных круглых проводников не только симметричных в горизонтальной оси, но и со смещением в круглом экране.

3.2 Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микроэлектронных устройств

Для современных высокоскоростных цифровых и высокочастотных аналоговых устройств необходимы как активные компоненты, так и пассивные межсоединения с весьма жесткими требованиями по параметрам. Межсоединения реализуются как отрезки

многопроводных линий передачи с заданными волновыми сопротивлениями и временем задержки. В зависимости от технологии изготовления – полупроводниковой, гибридно-плёночной, печатно-полосковой – конструкции межсоединений могут иметь некоторые характерные особенности, однако основные технические решения являются весьма схожими [48]. В качестве примера можно привести фрагмент поперечного сечения полосковой платы, содержащей пару линий с лицевой связью (рисунок 3.5).

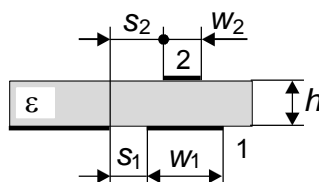


Рисунок 3.5 – Фрагмент межсоединительной структуры на полосковых линиях с лицевой связью и подвешенной подложке.

Межсоединения на полосковых структурах (см., например, рисунок 3.5) ранее исследовались рядом авторов [49 - 51]. В работе [49] были использованы методы преобразования Фурье, и получены временные отклики отрезка связанных линий на прямоугольные импульсы. В [50] исследовались многослойные связанные микрополосковые линии и искажения в них импульсных сигналов, вызванные дисперсией и неуравновешенностью связи (модальные искажения). Там было отмечено, что механизм модальных искажений в исследуемых структурах является доминирующим. Несмотря на значительное количество публикаций по теме [51], ряд важных вопросов остаётся пока невыясненным, например, как влияет величина связи на количество субимпульсов расщепления, как влияет характер согласования межсоединения с нагрузками на соотношение амплитуд субимпульсов и др.

В данной работе для исследования механизмов распространения в связанных линиях сигналов с пикосекундными фронтами и длительностями в качестве тестового используется не трапецеидальный [51] и тем более не прямоугольный импульс, а, прежде всего, гауссов (колоколообразный) импульс, как наиболее адекватно описывающий реальные быстропротекающие процессы. Его аналитическое представление записывается [50]:

$$v(t) = A \exp \left[-\ln(2) \left(\frac{t-t_0}{\tau} \right)^2 \right],$$

где A – амплитуда импульса; τ – половина длительности импульса на уровне половины амплитуды; t_0 – момент времени, в который амплитуда гауссова импульса максимальна

(центр импульса на временной оси). При моделировании и последующих экспериментальных исследованиях параметры гауссова импульса задавались следующими $\tau = 200$ пс, $A = 1$ В (при моделировании) или 1,95 В (при сравнении эксперимента и расчёта).

Для того, чтобы оценить предельно возможные искажения импульсного сигнала, передаваемого межсоединительной структурой, состоящей из двух линий, в конструкции последних была реализована максимально возможная электромагнитная связь путем сближения проводников по широкой «лицевой» границе (рисунок 3.6).

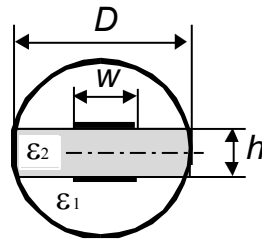


Рисунок 3.6 – Поперечное сечение тестовой структуры линий с сильной лицевой связью на подвешенной подложке.

Электрическая принципиальная схема тестовой структуры содержит отрезок связанных линий, возбуждающий генератор и согласованные нагрузки (50 Ом) в каждом плече (рисунок 3.7).

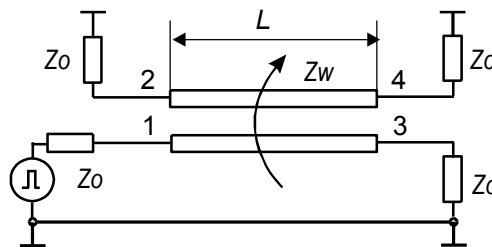


Рисунок 3.7 – Подключение к отрезку связанных линий генератора и нагрузок.

В исследуемой структуре (см. рисунок 3.7), содержащей две связанные линии, первая (к которой подключается генератор) идентифицируется как сигнальная линия (активный проводник), а вторая – как воспринимающая линия (пассивный проводник).

При этом заметим, что отрезок из двух линий представляет собой восьмиполлюсник (четырёхпортовое устройство), у которого нумерация и функциональные названия плеч (пара полюсов образует плечо или порт) следующие (см. рисунок 3.7):

- 1 – возбуждаемое входное плечо с напряжением $V_1(0, t)$,
- 2 – смежное плечо на ближнем конце линий с напряжением $V_2(0, t)$,
- 3 – прямое плечо на дальнем конце линий с напряжением $V_3(L, t)$,
- 4 – диагональное плечо на дальнем конце линий с напряжением $V_4(L, t)$.

В описанной структуре (см. рисунок 3.6) поддерживаются два типа нормальных волн (мод) – четная и нечетная, другими словами – синфазная и противофазная (по терминологии Влостовского). При этом синфазная волна является «быстрой», так как её поле сосредоточено в воздушной среде с малой диэлектрической проницаемостью близкой к единице, а противофазная волна является достаточно «медленной», так как её поле сосредоточено в несущем диэлектрике с высокой проницаемостью. Величина разноса субимпульсов по времени вследствие модальных искажений при прохождении расстояния z_0 может быть записана так [50]:

$$t_s = \frac{z_0}{c} \left[\sqrt{\varepsilon_{re}} - \sqrt{\varepsilon_{ro}} \right],$$

где ε_{re} , ε_{ro} – эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной мод, соответственно.

Метод анализа и его основные этапы

1. Анализ начинается с вычисления первичных, т.е. погонных параметров связанных линий (матриц погонных емкостей, индуктивностей, сопротивлений, проводимостей) для заданного или выбранного поперечного сечения межсоединения (см. рисунок 3.6). Здесь применяется комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений [3].

2. Полученные матрицы первичных параметров используются при решении телеграфных уравнений в частотной области (решается алгебраическая задача на собственные значения). Тут промежуточным результатом являются вторичные, т.е. модальные параметры (волновые сопротивления, модальные диэлектрические проницаемости). Последние с учетом длины отрезка связанных линий $z = L$ необходимы для формирования матрицы Y проводимостей цепи, из которой с учетом волновых сопротивлений подводящих линий (обычно 50 Ом) выводятся элементы волновой матрицы рассеяния S , описывающие межсоединение в частотной области [52].

3. В качестве основного инструмента компьютерного моделирования распространения сигналов в межсоединениях во временной области t выбирается метод спектрального гармонического анализа Фурье. Пусть входной импульс $V(0, t)$ возбуждает плечо на ближнем конце линий $z = 0$ (см. рисунок 3.7). После прохождения расстояния z через цепь с передаточной характеристикой $S(z, f)$ в частотной области f , выражение для импульсного сигнала с использованием преобразования Фурье во временной области записывается:

$$V(z, t) = \text{IFT} \left\{ \underbrace{S(z, f)}_{\text{ЧХ цепи}} \cdot \underbrace{\text{FT}[V(0, t)]}_{\text{Спектр сигнала}} \right\},$$

где FT и IFT – прямое и обратное преобразования Фурье, соответственно. Полученные соотношения позволяют довести результат до построения временных диаграмм прохождения импульсного сигнала в любой точке межсоединения. Изложенная методика реализуется в виде компьютерной программы, которая осуществляет моделирование широкого ряда межсоединений и протекающих в них процессов, включая передачу сигнала в прямое плечо сигнальной линии, а также перекрёстные помехи на ближнем и дальнем концах воспринимающей линии.

Численные результаты моделирования

Результаты моделирования для восьми характерных типов межсоединительных структур представлены в виде набора временных диаграмм на рисунках 3.8 – 3.10. Параметры, являющиеся одинаковыми для всех типов структур, следующие: длина связанных линий $L = 250$ мм; модальные потери $\alpha_{re} = \alpha_{ro} = 0,5$ Нп/м; сопротивление нагрузок $Z_0 = 50$ Ом. Для каждой из структур дается по три диаграммы в диапазоне 0–10 нс при амплитуде 1 В и длительности $\tau = 200$ пс возбуждающего гауссова импульса $V_1(t)$, который для сравнения показан на каждой из диаграмм. При этом, в каждой тройке диаграмм верхняя диаграмма показывает напряжение в дальнем диагональном плече 4 $V_4(t)$, средняя – в дальнем прямом плече 3 $V_3(t)$, нижняя – в ближнем смежном плече 2 $V_2(t)$ (см. рисунок 3.7).

Вначале в уравновешенной структуре ($\varepsilon_{re} = \varepsilon_{ro}$) исследуется влияние величины связи (2...15 дБ) на характер отклика (рисунок 3.8). Как следует из рисунка 3.8, усиление связи с 15 до 2 дБ, даже в случае её уравновешенности, ведёт к возникновению дополнительного малого субимпульса в 3-м плече с нечётнократным моментом его появления $t = 3\tau$, увеличивается амплитуда импульсов во 2-м плече; при этом в 4-м плече ничего не появляется, т.е. он сохраняет развязку.

Затем, в неуравновешенной структуре ($\varepsilon_{re} \neq \varepsilon_{ro}$) со слабой связью (20 дБ) рассматривается, как изменение скоростей мод с изменением их режима возбуждения влияет на полярность субимпульсов (рисунок 3.9). Из рисунка 3.9 видно, что при положительной полярности возбуждающего импульса в случае, если синфазная мода является «быстрой», а противофазная – «медленной», то в 4-м плече «быстро-синфазный» субимпульс имеет положительную полярность, а «медленно-противофазный» –

отрицательную. В противоположном случае полярности инвертируются, т.е. «быстро-противофазный» субимпульс становится отрицательным, а «медленно-синфазный» – положительным. Неизменным остается лишь то, что в четвертом плече противофазный субимпульс всегда отрицательный, а синфазный – всегда положительный.

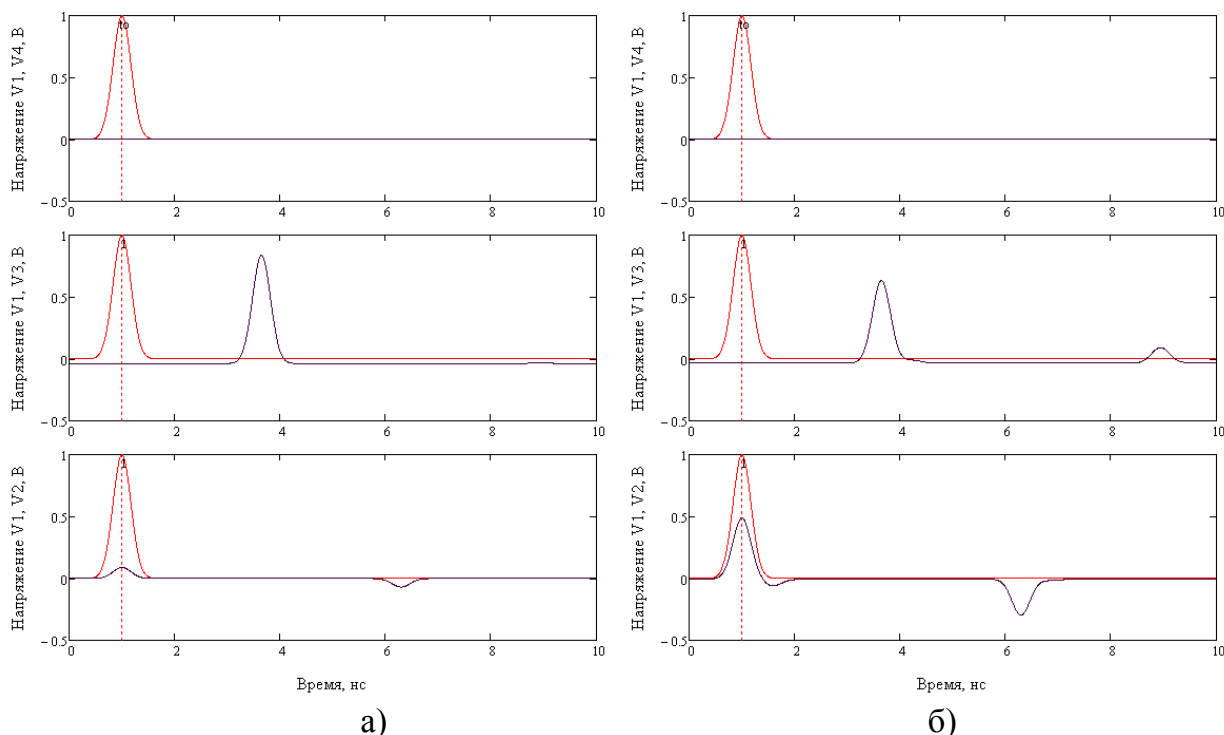


Рисунок 3.8 – Временные диаграммы прохождения импульсного сигнала в межсоединении с параметрами – $\varepsilon_{re} = \varepsilon_{ro} = 10$; $Z_0 = Z_w = 50$ Ом: (а) – связь = 15 дБ; (б) – связь = 2 дБ.

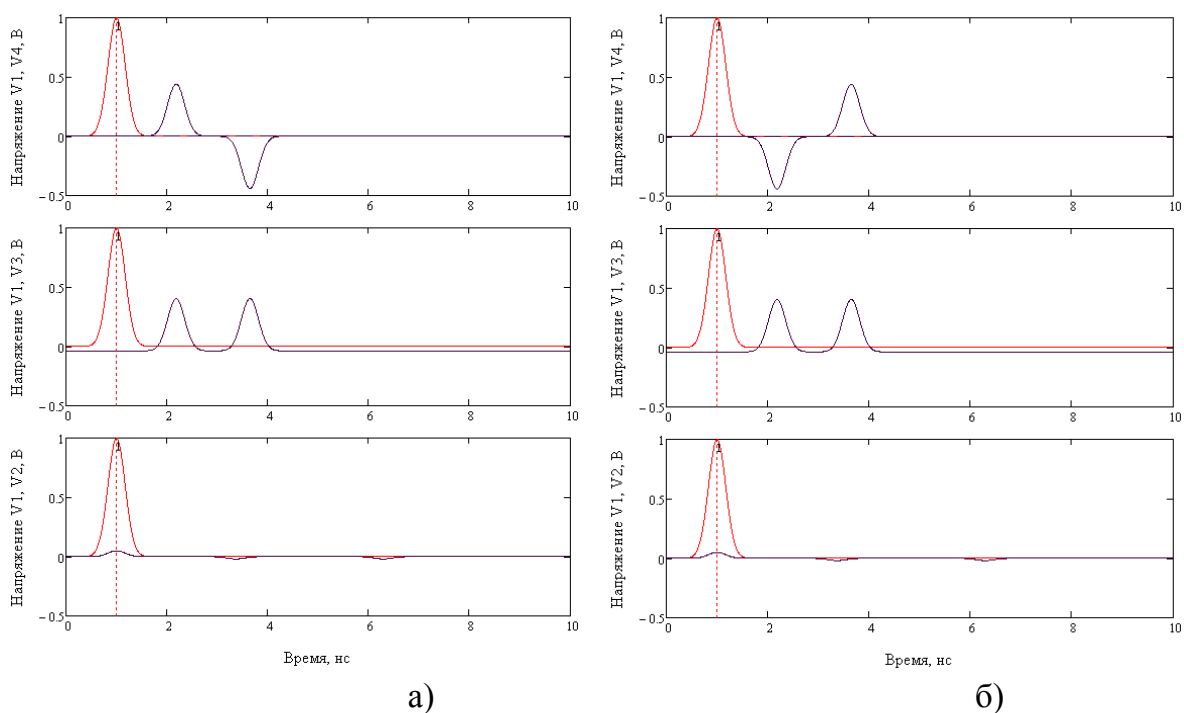
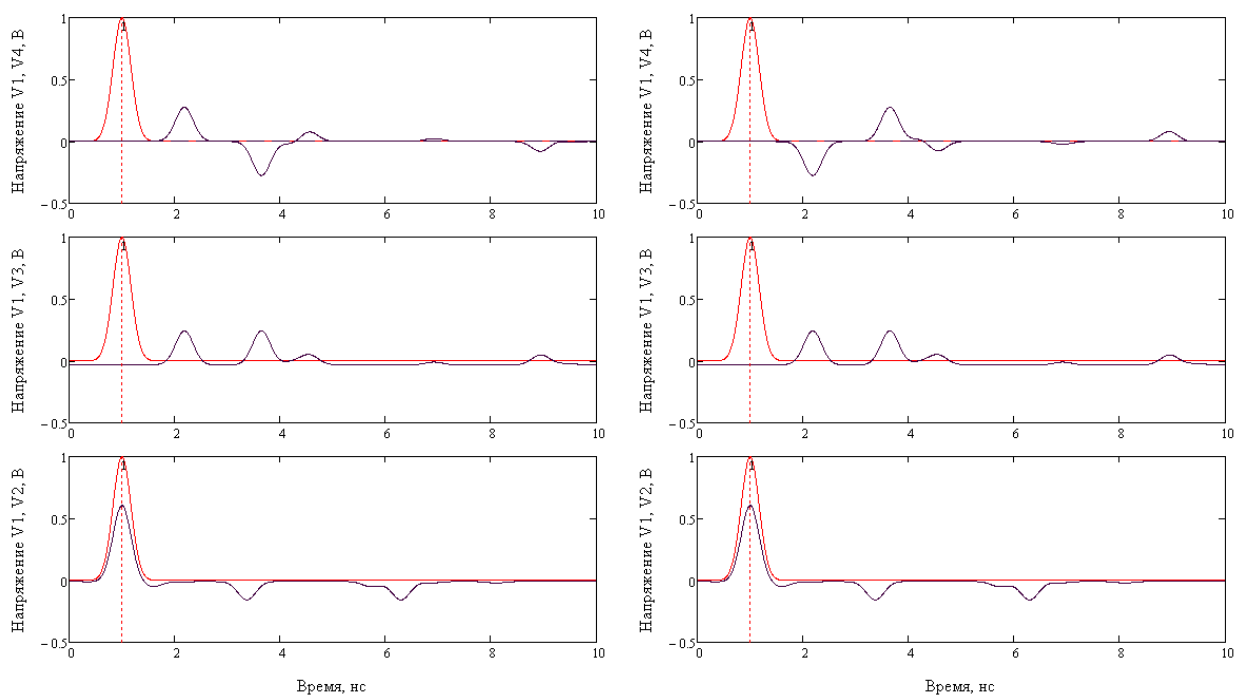


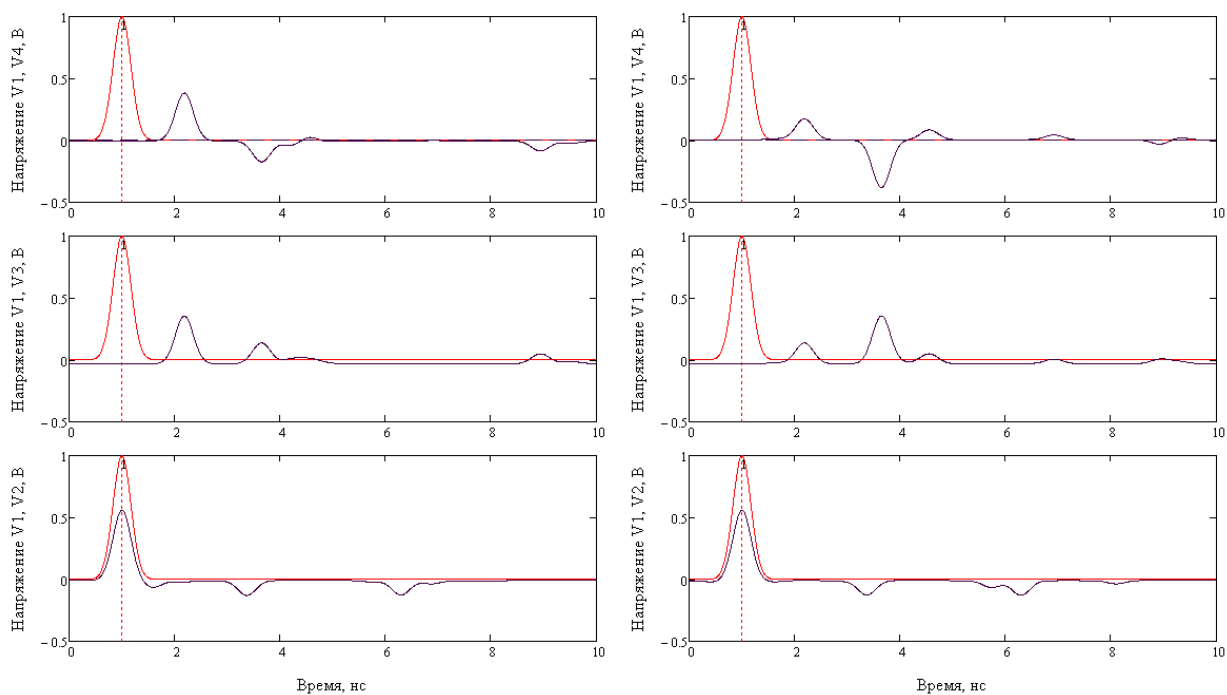
Рисунок 3.9 – Временные диаграммы прохождения импульсного сигнала в межсоединении с параметрами – $Z_0 = Z_w = 50$ Ом; связь = 20 дБ: (а) – $(\varepsilon_{re} \varepsilon_{ro}) = (2 \ 10)$; (б) – $(\varepsilon_{re} \varepsilon_{ro}) = (10 \ 2)$.



а)

б)

Рисунок 3.10 – Временные диаграммы прохождения импульсного сигнала в межсоединении с параметрами – $Z_0 = Z_w = 50$ Ом; связь = 1 дБ: а – $(\epsilon_{re} \epsilon_{ro}) = (2 \ 10)$; б – $(\epsilon_{re} \epsilon_{ro}) = (10 \ 2)$.



а)

б)

Рисунок 3.11 – Временные диаграммы прохождения импульсного сигнала в межсоединении с параметрами – $(\epsilon_{re} \epsilon_{ro}) = (2 \ 10)$; связь = 1 дБ: а – $Z_w = Z_0/2 = 25$ Ом; б – $Z_w = 2Z_0 = 100$ Ом.

Верно и обратное утверждение (см. рисунок 3.9) – если в 4-м плече импульс имеет положительную полярность, то он сформирован синфазной модой, а если отрицательную,

то противофазной. Во 2-м и 3-м плечах изменение скоростей мод с изменением их режимов возбуждения никакого влияния на амплитуду и полярность импульсов не оказывает. В 3-м плече все импульсы всегда положительные, точнее одинаковой полярности с возбуждающим импульсом.

Теперь в такой же неуравновешенной структуре ($\epsilon_{re} \neq \epsilon_{ro}$), отличающейся сильной связью (1 дБ), обнаруживаем появление дополнительных пар низкоамплитудных субимпульсов (рисунок 3.10). Из рисунка 3.10 важно не упустить то, что при сильной связи (порядка 1...3 дБ) в плечах 3 и 4 (на дальнем конце в прямом и диагональном плечах), начинают появляться дополнительные низкоамплитудные пары модальных субимпульсов с нечётно кратными (3, 5 и т.д.) задержками каждой моды, обусловленные значительной силой связи, эквивалентной переотражениям от торцов. Их полярности совпадают с полярностями основной пары субимпульсов. Заметим, что в структурах со слабой связью (порядка 10...20 дБ) амплитуды кратных пар модальных субимпульсов пренебрежимо малы.

И, наконец, находим характер влияния рассогласования импеданса межсоединения (отрезка сильносвязанных линий) и сопротивления нагрузок на соотношение амплитуд модальных субимпульсов (рисунок 3.11). Предварительно заметим, что авторами работы [51] было продемонстрировано то, что при условии равенства среднегеометрического импеданса межсоединительной структуры $Z_w = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$ и импеданса нагрузок Z_0 (условие импедансного согласования в частотной области $Z_w = Z_0$), амплитуды модальных субимпульсов во временной области будут одинаковыми. Численные эксперименты на компьютерной модели в данном исследовании позволили выявить новую закономерность, связывающую отношение амплитуд субимпульсов с отношением импедансов межсоединительной структуры Z_w и нагрузок Z_0 , формулируемую следующим образом. Если среднегеометрический импеданс структуры выше импеданса нагрузок $Z_w > Z_0$, то амплитуда противофазного импульса в 3-м плече будет выше амплитуды синфазного $A_{0o} > A_{0oe}$, в противном случае – наоборот (рисунок 3.11). Верным будет и обратное утверждение. Если амплитуда противофазного импульса выше амплитуды синфазного $A_{0o} > A_{0oe}$ (причем противофазный импульс может быть как «быстрым», так и «медленным»), то среднегеометрический импеданс структуры выше импеданса нагрузок $Z_w > Z_0$, в противном случае – наоборот. Другими словами, если на рефлектограмме прохождения импульсного сигнала в связанных линиях (см. рисунок

3.11) наблюдается явное расщепление на два субимпульса неравной амплитуды, то рассматривается отрицательный субимпульс на дальнем конце пассивного проводника (в 4-м диагональном плече), и если он больше положительного субимпульса, то среднегеометрический импеданс структуры Z_w больше импеданса нагрузок Z_0 ; в противном случае – наоборот. Итак, отношение амплитуд отрицательного и положительного субимпульсов в 4-м плече пропорционально отношению среднегеометрического импеданса отрезка связанных линий Z_w и импеданса нагрузок Z_0 .

Численные и экспериментальные результаты.

Параметры структуры, взятой для компьютерного моделирования и экспериментальных исследований, были выбраны следующими (см. рисунки 3.6 и 3.7): ширина проводников $w = 2,8$ мм; толщина подложки $h = 1$ мм; диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_2 = 16$; диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon_1 = 1$; диаметр цилиндрического экрана $D = 14$ мм; длина межсоединения (отрезка связанных линий) $L = 250$ мм.

При измерениях временных характеристик отрезка связанных линий одна пара плеч нагружалась на сосредоточенные согласованные нагрузки $Z_0 = 50$ Ом, а к другой паре плеч подключались линии передачи, соединяющие первое плечо с источником импульсного сигнала (генератор ступенчатого напряжения Г5-84, дополненный формирователем гауссова импульса $\tau = 200$ пс, $A = 1,95$ В), а другое с цифровым стробоскопическим осциллографом Tectronix 11801. Количество точек измерений в эксперименте равнялось 5120. Количество расчетных точек при моделировании с использованием преобразования Фурье – 1001.

Рассчитанные модальные задержки и их разность составили: $\tau_{oe} = 1,2$ нс; $\tau_{oo} = 2,8$ нс; $\Delta\tau = |\tau_{oo} - \tau_{oe}| = 1,6$ нс. Те же параметры, измеренные экспериментально: $\tau_{oe} = 1,25$ нс; $\tau_{oo} = 3$ нс; $\Delta\tau = |\tau_{oo} - \tau_{oe}| = 1,75$ нс. Таким образом, погрешность анализа во временной области для модальных задержек и их разности оказалась следующей: $\delta\tau_{oe} = -4\%$; $\delta\tau_{oo} = -6,7\%$; $\delta\Delta\tau = -8,6\%$. Учитывая соизмеримую погрешность самих измерений, можно утверждать, что достигнуто хорошее согласие расчета и эксперимента. Очевидно, что данный эксперимент также косвенно подтверждает и другие результаты компьютерного моделирования, которые были ранее получены по одной и той же программе.

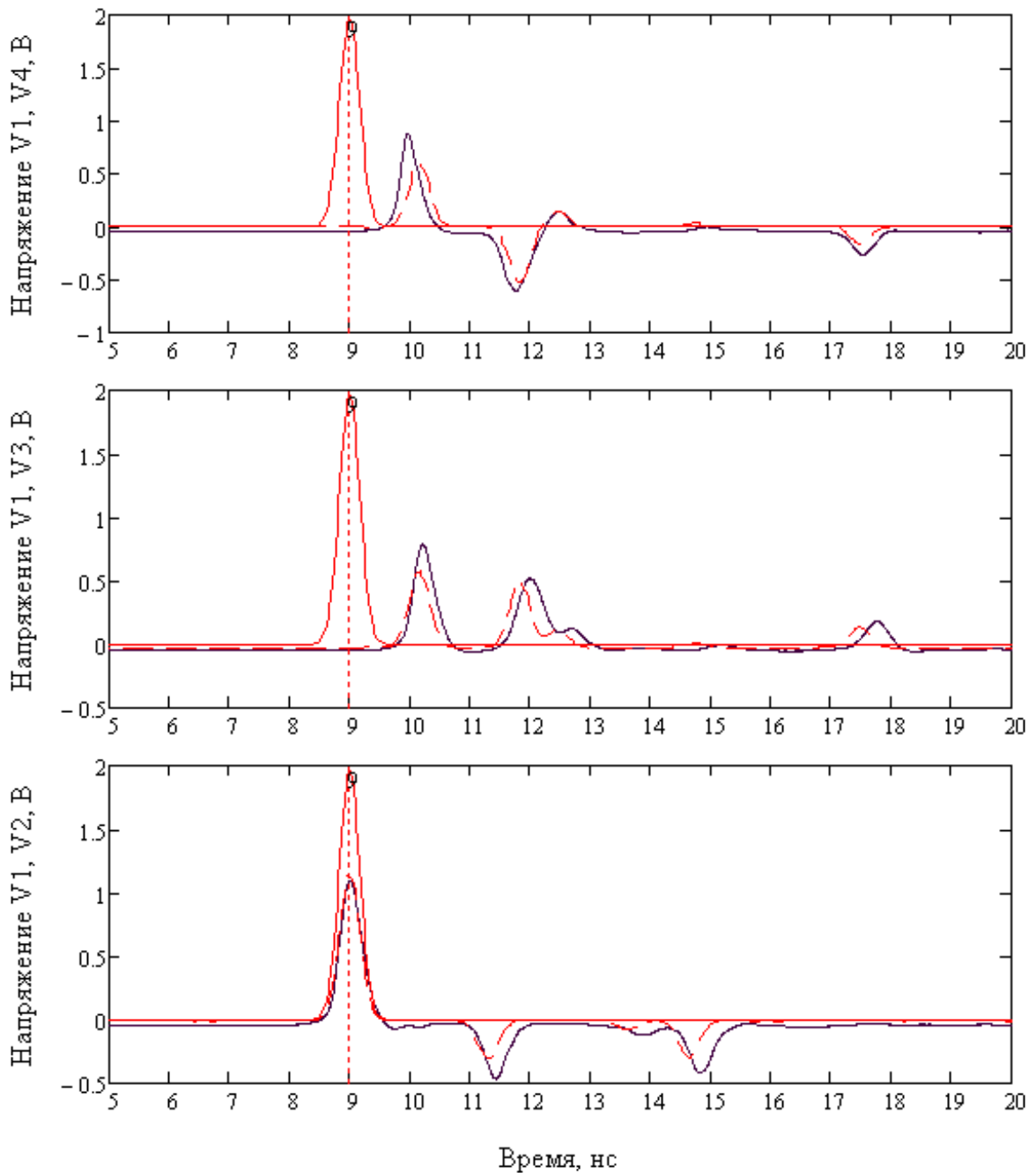


Рисунок 3.12 – Временные диаграммы прохождения импульсного сигнала в межсоединении: верхний график – напряжение в диагональном плече $V_4(t)$, средний график – напряжение в прямом плече $V_3(t)$, нижний график – напряжение в смежном плече $V_2(t)$; - - - расчёт; — эксперимент.

Теоретически и экспериментально показано (рисунок 3.12), что при функционировании высокоскоростных межсоединений в вычислительной технике и в системах управления, созданных на современной конструктивно-технологической базе, существует реальная опасность деградации и расщепления полезных импульсных сигналов на несколько субимпульсных пачек (количество субимпульсов в пачке равно количеству связанных линий), имеющих для случая двух связанных линий

нормированные задержки порядка 4,8 нс/м; 11,2 нс/м и разностную задержку достигающую 6,4 нс/м, что в ряде случаев при достаточной амплитуде может вызывать ложные срабатывания устройств и сбой синхронизации. Вследствие того, что разнос субимпульсов может ощутимо превышать задержку основного «быстрого» субимпульса, это весьма ужесточает требования, как к значениям диэлектрических проницаемостей материалов, так и к геометрической длине межсоединений (связанных линий). Таким образом, проектирование высокоскоростных межсоединений необходимо выполнять с учетом механизма модальных искажений, изложенного в данном разделе.

3.3 Импульсный расщепитель на связанных линиях

В системах высокоскоростной цифровой связи, радиолокации, измерительной импульсной технике нано- и пикосекундного диапазонов часто требуются устройства формирования импульсной (кодовой) последовательности. В качестве одного из распределённых компонентов таких устройств может выступать обычный разомкнутый шлейф [53], подключенный параллельно к линии передачи, и который в случае импульсного сигнала разлагает его на два субимпульса равной амплитуды. Но иногда для выполнения этих же функций бывает предпочтительнее использовать схемы на связанных линиях, которые обладают дополнительными степенями свободы. Однако такого типа достаточно эффективные расщепители еще не предлагались.

Техническая задача

Важно заметить, что устройства на отрезках связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, функционирующие с импульсными сигналами во временной области известны уже достаточно давно [49, 50]. При этом в микрополосковых линиях, если одна из них работает на проход, а другая имеет нагрузки на ближнем и дальнем концах, то на выходе первой линии вследствие неравенства скоростей нормальных волн (т.е. синфазной и противофазной, другими словами четной и нечетной мод), обусловленного неоднородностью диэлектрического заполнения, появляются дополнительные импульсы. И, если время задержки одной нормальной волны превышает время задержки другой на время большее, чем длительность входного импульса, то на выходе он полностью расщепляется на два и более субимпульсов меньшей амплитуды. Это явление, называемое модальными искажениями (even/ odd-mode distortion [50]), уже подробно исследовалось, например, в [48, 50].

Однако, если отрезок линий – короткий и/или скорости нормальных волн различаются слабо, то импульс искажается незначительно. И, следовательно, для того, чтобы импульсный сигнал на выходе устройства разлагался полностью на два субимпульса, выбор длины проводников зачастую будет приводить к неприемлемо большой величине, которая на практике может составлять несколько метров. Или, наоборот, при заданной длине проводников ℓ будет получаться весьма малая величина интервала между субимпульсами $\Delta t = \frac{\ell}{c} |\sqrt{\varepsilon_{effe}} - \sqrt{\varepsilon_{effo}}|$, в силу того, что будет малой разность скоростей синфазной и противофазной волн из-за близости величин эффективных диэлектрических проницаемостей ε_{effe} , ε_{effo} для синфазной и противофазной волн, соответственно; где c – скорость волны в воздухе.

Таким образом, существующие решения на связанных линиях имеют следующие недостатки – большие габариты и необходимость обеспечивать в поперечном сечении высокую селективную неоднородность диэлектрического заполнения, что осуществить практически бывает весьма сложно.

Отсюда, технической задачей является создание эффективного малогабаритного устройства для расщепления входного импульса.

Схемное решение

Поставленная задача решается также с использованием отрезка связанных линий, состоящего из трёх проводников в диэлектрической среде. Однако в предлагаемом расщепителе используется однородное, либо слабо неоднородное диэлектрическое заполнение. При этом достигаются следующие преимущества: 1) не требуется наличия сильно неоднородного диэлектрического заполнения; 2) малые габаритные размеры – длина меньше примерно в 10 раз, чем у известных устройств при сопоставимых временных интервалах между субимпульсами; 3) значительное расщепление входного импульса на два субимпульса равной амплитуды при сопоставимых размерах [45].

Схема предлагаемого устройства показана на рисунке 3.13, а. Импульсный расщепитель на связанных линиях состоит из отрезка связанных линий передачи в диэлектрическом заполнении 4, первая из которых 1 работает на проход, у второй линии 2 один конец соединен с экраном 3, а другой свободный (т.е. обеспечиваются режимы короткого замыкания и холстого хода на противоположных концах), при этом диэлектрическое заполнение 4 берется однородным для обеспечения равенства скоростей синфазной и противофазной волн. Длина линий 1 и 2 задается такой, что за время

однократного прохода субимпульс задерживается на время равное или превышающее длительность входного импульса, а второй субимпульс, задержанный втрое, вместе с первым формируют пару субимпульсов равной амплитуды, равенство амплитуд обеспечивается величиной коэффициента связи линий $k=2/3 \approx 0,8165$ (1,76 дБ).

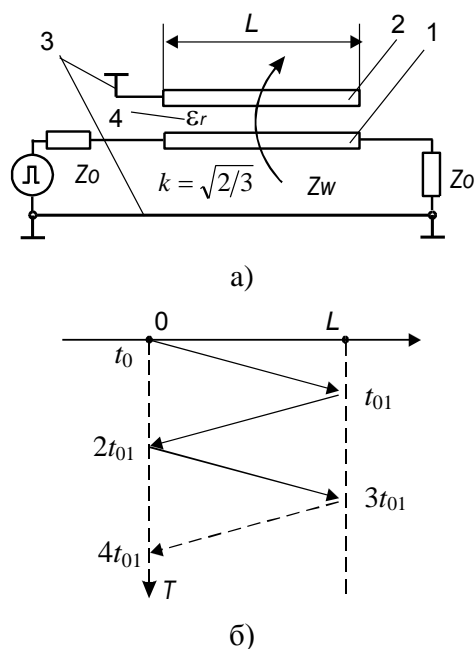


Рисунок 3.13 – Схема импульсного расщепителя на связанных линиях (а) и его диаграмма переотражений (б).

Несмотря на простоту схемы и её широкое использование в частотной области в качестве фильтра нижних частот [54], её применение и свойства во временной области практически не изучены.

Принцип работы предлагаемого расщепителя (рисунок 3.13, а), как уже описывалось ранее, основан на явлении частичных переотражений сигнала от плоскостей межсоединения отрезка линий передачи с нагрузками на ближнем и дальнем концах. Процесс протекает в три или четыре такта (рисунок 3.13, б). В начальный момент времени t_0 на вход первой линии 1 поступает одиночный импульс высокой амплитуды, при этом в зависимости от условий согласования он частично может отразиться от входа (т.е. часть энергии вернётся в источник). На первом такте t_{01} входной импульс достигает дальнего выходного плеча, но с меньшей амплитудой. При этом часть энергии проходит в нагрузку, но большая часть энергии импульса отражается обратно на вход. Далее, в момент окончания второго такта $2t_{01}$, энергия, достигшего входного плеча импульса, частично проходит в источник, частично после отражения от входа вновь возвращается на выход. Наконец, в третьем такте $3t_{01}$ практически вся энергия достигшего выходного плеча импульса уходит в нагрузку. При оптимальном согласовании импеданса связанных линий

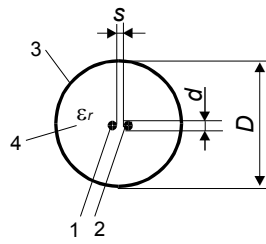
Z_W с нагрузкой, энергия тоекратно прошедшего импульса иссякает, т.е. на дальнейшие переотражения её не остаётся, и процесс завершается.

Итак, за счёт переотражений от концов линии передачи на выходе появляется два нечётно-тактовых субимпульса равной амплитуды в моменты времени t_{01} и $3t_{01}$. Эти субимпульсы возникают даже в уравновешенной структуре с выровненными скоростями волн. И главным условием их равенства является достаточно сильная связь, более сильная, чем в линиях с разнородными нормальными волнами. Величина коэффициента связи равная $k = \sqrt{2/3} \approx 0,817$ (1,76 дБ) позволяет добиться дозированного отражения на концах и достичь равенства амплитуд выходных нечётно-тактовых субимпульсов. Интервал между последними равен удвоенному времени прохода импульса в структуре $\Delta t = 2|t_{01} - t_0| = \frac{2L}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}}$, что позволяет создавать малогабаритные устройства. При этом длина линий выбирается такой, что за время однократного прохода первый субимпульс задерживается на время равное или превышающее длительность входного импульса.

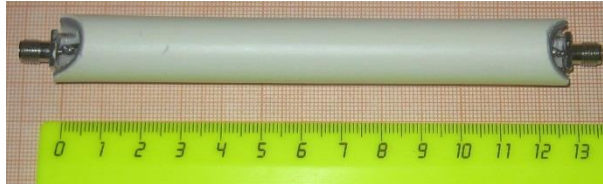
Среднегеометрический импеданс связанных линий Z_W имеет два оптимальных значения: низкое – $Z_0/\sqrt{3}$ и высокое – $Z_0\sqrt{3}$, которые позволяют полностью избавиться от паразитных колебаний в отклике.

Конструкция. Эксперимент

Для экспериментальной проверки был изготовлен макет со следующими параметрами конструкции (рисунок 3.14): относительная диэлектрическая проницаемость заполняющего диэлектрика $4 \epsilon_r \approx 1,3$; диаметр каждой из связанных линий 1 и 2 $d = 1$ мм; расстояние между ними $s = 0,1$ мм; диаметр общего экранирующего проводника 3 составлял $D = 14$ мм. В итоге конструкция представляла собой экранированную витую пару длиной $L = 125$ мм.



а)



б)

Рисунок 3.14 – Импульсный расщепитель: (а) – поперечное сечение; (б) – конструкция в сборе.

Измеренный отклик расщепителя на гауссов импульс длительностью 400 пс на уровне половины амплитуды показан на рисунке 3.15. Из временной диаграммы видно полное расщепление входного импульса на два субимпульса равной амплитуды, при этом относительный момент появления первого субимпульса составил $|t_{01} - t_0| \approx 0,5$ нс, а интервал между субимпульсами равнялся удвоенной задержке первого субимпульса $\Delta t = 2|t_{01} - t_0| \approx 1$ нс.

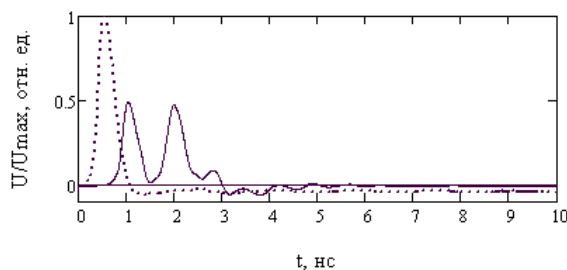


Рисунок 3.15 – Временные диаграммы входного (точки) и двух выходных (сплошная линия) импульсов.

Таким образом, эксперимент подтвердил, что предлагаемый импульсный расщепитель на связанных линиях реализуем, работоспособен и весьма эффективен. На данное устройство получен патент на полезную модель [55] и на изобретение [46], копии документов представлены в приложении Г.

3.4 Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой

Направленный ответвитель – ключевой компонент различных СВЧ устройств таких как, аттенюаторы, фазовращатели, балансные усилители, смесители, антенные

диаграммообразующие устройства и т.п. Существует три основных типа ответвителей: прямые (1-й тип), обратные (2-й тип), поперечные (3-й тип) [56], другими словами сонаправленные (СОН), противонаправленные (ПРН) и транснаправленные (ТРН) [57].

ТРНО на связанных линиях [58] как показано на рисунке 3.16 имеет основное преимущество – гальваническую развязку входного и двух выходных портов. Первая реализация ТРНО на связанных линиях была дана в [59], где для работы в ТРН режиме связанные линии нагружались периодически шунтирующими конденсаторами. Недавно было предложено много модификаций оригинального ТРНО. Например, шунтирующие конденсаторы выполнялись как «плавающие пластины» [60] и как периодически перекрывающиеся связанные линии [61]; вытравливались искусственные неоднородности в земле (DGS) под связанными микрополосковыми линиями и вставлялись СВАСРВ в каждый порт ответвителя [62], добавлялись последовательные индуктивности к периодически нагруженным связанным линиям [63]. Однако, фазовые скорости синфазной и противофазной волн различались, и ёмкости коммерческих сосредоточенных конденсаторов обычно не согласовывались с теоретическими значениями, которые приводили к более чем 10% уходу рабочей частоты с максимальным уровнем связи и малой развязке [62].

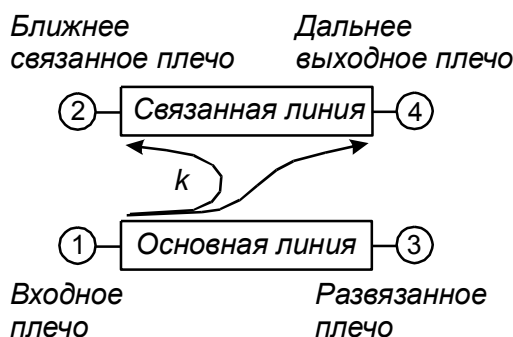


Рисунок 3.16 – Схема транснаправленного ответвителя на связанных линиях.

Для решения этой задачи нам необходимо полностью избавиться от конденсаторов. Целью данного исследования является создание новой конструкции ТРНО без шунтирующих конденсаторов. В данной статье предлагается новый ТРНО на основе модифицированной вертикальной вставки (ВВ) и анализируется в следующем разделе. Итак, сосредоточенно-распределённая цепь полностью заменяется распределённой.

Матрица рассеяния транснаправленного ответвителя

Рассмотрим транснаправленный ответвитель, показанный на рисунке 3.16. Так как ответвитель является симметричным восьмиполусником, он может быть проанализирован методом синфазно-противофазного возбуждения (анализа). В случае

двойной симметрии, как показано на рисунке 3.17, а расширение метода Риды–Уиллера [64] синфазно-противофазного возбуждения в обеих плоскостях симметрии ведёт к декомпозиции восьмиполосника на несколько двухполосников [56, 65 - 67].

Восьмиполосник разлагается на четыре идентичных двухполосника нагруженных (ограниченных) на идеальные электрические (ew) или магнитные (mw) стенки как показано на рисунке 3.17, б для синфазно-синфазного (ee), синфазно-противофазного (eo), противофазно-синфазного (oe), противофазно-противофазного (oo) возбуждений в плоскостях симметрии [65].

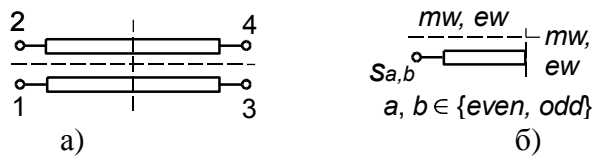


Рисунок 3.17 –ТРН ответвитель как дважды симметричный восьмиполосник(а), эквивалентный двухполосник с синфазным и противофазным возбуждениями(б).

Из четырёх, так называемых собственных импедансов z_{ee} , z_{oe} , z_{eo} и z_{oo} (индексы обозначают возбуждения, соответствующие обеим плоскостям симметрии, см. рисунок 3.17, б) и сопутствующих собственным отражениям s_{ee} , s_{oe} , s_{eo} , и s_{oo} параметры рассеяния могут быть рассчитаны как линейная комбинация четырёх собственных отражений [56, 65 - 67]:

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} &= (s_{ee} + s_{eo} + s_{oe} + s_{oo})/4, \\ S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} &= (s_{ee} + s_{eo} - s_{oe} - s_{oo})/4, \\ S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24} &= (s_{ee} - s_{eo} + s_{oe} - s_{oo})/4, \\ S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} &= (s_{ee} - s_{eo} - s_{oe} + s_{oo})/4. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Соответствующие собственные отражения рассчитываются [65]:

$$s_{ab} = (z_{ab} - 1)/(z_{ab} + 1), \quad a, b \in \{even, odd\}. \quad (3.2)$$

Из синфазно-противофазного анализа четыре собственных импеданса могут быть рассчитаны как [65, 67]:

$$\begin{aligned} z_{ee} &= -j (Z_{0e}/Z_0) \cot\theta_e/2, & z_{eo} &= j (Z_{0e}/Z_0) \tan\theta_e/2, \\ z_{oe} &= -j (Z_{0o}/Z_0) \cot\theta_o/2, & z_{oo} &= j (Z_{0o}/Z_0) \tan\theta_o/2, \end{aligned} \quad (3.3)$$

где θ_e , θ_o и Z_{0e} , Z_{0o} – электрические длины и характеристический импеданс синфазной и противофазной волн, соответственно. Для заданного коэффициента связи k и характеристического импеданса Z_0 значения, Z_{0e} , Z_{0o} могут быть записаны следующим образом:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}, Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}. \quad (3.4)$$

Согласно [59], в ТРН ответвителе модальные электрические длины на центральной частоте рабочего диапазона частот должны быть:

$$\theta_o = \frac{3\pi}{2}, \theta_e = \frac{\pi}{2}, \theta_o - \theta_e = \pi. \quad (3.5)$$

Учитывая пропорцию между электрической длиной θ , фазовой скоростью v и диэлектрической проницаемостью ε_r : $\theta \sim 1/v \sim \sqrt{\varepsilon_r}$, мы получаем следующее проектное требование:

$$\frac{\theta_o}{\theta_e} = \frac{v_e}{v_o} = \frac{3}{1}, \frac{\theta_o^2}{\theta_e^2} = \frac{\varepsilon_{ro}}{\varepsilon_{re}} = \frac{9}{1}, \quad (3.6)$$

где ε_{re} , ε_{ro} – эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной волн.

Условия (3.5), (3.6), которые иллюстрируются на рисунке 3.18, необходимо удовлетворить для поддержания ТРН режима.

Согласно условию (3.4) для заданного 50-омного опорного импеданса и желаемой номинальной связи 3 дБ (т.е. $k = 0,707$), Z_{0e} и Z_{0o} – равны 120,7 и 20,7 Ом, соответственно.

Элементы матрицы рассеяния идеально согласованного 3-дБ транснаправленного ответвителя в зависимости от электрической длины синфазной волны со следующими проектными параметрами: $(Z_{0e}/Z_0) = 2,41$; $(Z_{0o}/Z_0) = 0,414$; $\theta_o/\theta_e = 3$ показаны на рисунке 3.19.

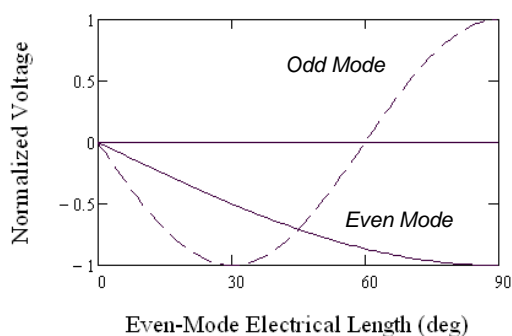


Рисунок 3.18 – Распределение нормированного напряжения синфазной и противофазной волн вдоль основной линии в зависимости от электрической длины синфазной волны.

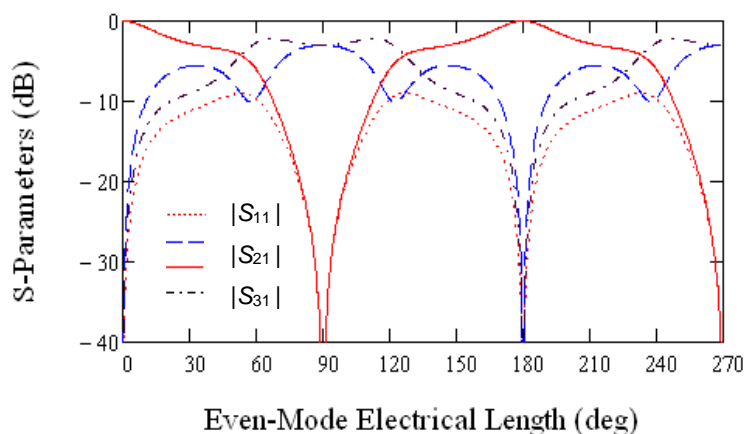


Рисунок 3.19 – Идеальные S -параметры 3-дБ ТРН ответвителя на связанных линиях со следующими проектными параметрами: $(Z_{0e}/Z_0) = 2,41$; $(Z_{0o}/Z_0) = 0,414$; $\theta_o/\theta_e = 3$.

Анализ ТРН ответвителя на основе структуры с вертикально установленной платой

Для обычных связанных линий (т.е. микрополосковых), условиям (4) – (6) не легко удовлетворить одновременно, потому что невозможно подстроить θ_e , θ_o , Z_{0e} и Z_{0o} свободно в одно и тоже время [59]. Для решения этой проблемы предлагается использовать модифицированную структуру на вертикально установленной плате или вертикальной вставке.

Первоначальный ответвитель с ВВ был независимо предложен в [67], а также в [68], где был назван «рельефные связанные линии», в 80-х годах прошлого века. Главное преимущество ответвителя с ВВ то, что его параметры θ_e , θ_o , Z_{0e} и Z_{0o} могут изменяться почти независимо [67].

Практическая структура для реализации 3-дБ ответвителя с ВВ состоит в основном из линий с лицевой связью вертикально установленных на основное микрополосковое устройство [67]. Однако такая структура является противонаправленным ответвителем, и основные усилия в совершенствовании этих конструкций направлены на выравнивание скоростей синфазной и противофазной волн [69]. Следовательно, такая конструкция не может быть использована как ТРНО, и они никогда не использовались в ТРН режиме.

Модификация конструкции первоначальной ВВ ответвителя состоит в выполнении несквозного окна в горизонтальной подложке под вертикально установленной платой, как показано на рисунке 3.20.

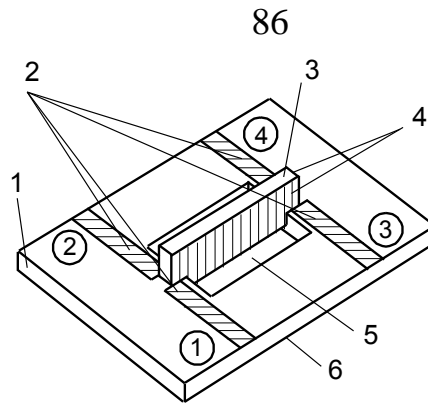


Рисунок 3.20 – Структура предложенного ВВ трансправленного ответвителя. 1 – горизонтальная диэлектрическая подложка; 2 – подводящие линии; 3 – вертикально установленная плата (ϵ_r); 4 – линии с лицевой связью на вертикальной плате; 5 – несквозное окно; 6 – заземлённое основание.

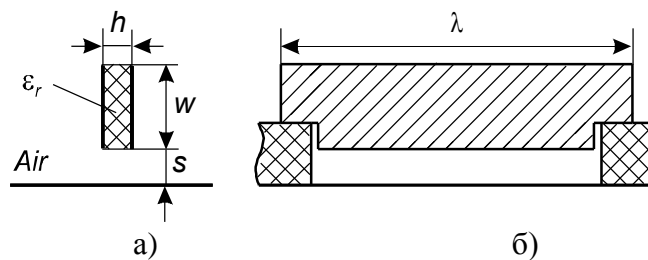


Рисунок 3.21 – Геометрия ВВ трансправленного ответвителя: поперечное сечение(а); вид сбоку (б).

Это несквозное окно в горизонтальной подложке позволяет подвесить вертикальную плату в воздухе, как показано на рисунке 3.21, и, следовательно, достичь большого отношения модальных диэлектрических проницаемостей, и удовлетворить требованию $\epsilon_{ro}/\epsilon_{re} = 9$. Итак, эта модификация ответвителя с ВВ позволяет обеспечить сильную неоднородность диэлектрического заполнения, и обеспечить работу в ТРН режиме, т.е. создать ТРНО с ВВ. В [70] ответвитель с ВВ называется «линиями с лицевой связью на вертикальной подложке» (ЛЛС ВП). Там была разработана его модель. Итак, компьютерное моделирование ТРНО с ВВ (рисунок 3.21) выполняется методом конформных отображений [3, 28, 70]. Процедура моделирования состоит из следующих шагов [70]: (3.1) установка в плоскости симметрии или магнитной или электрической стенки в зависимости от режима возбуждения, (3.2) введение магнитного разреза в каждой из полученной частичной области поперечного сечения и снижение порядка связности, т.е. и синфазная и противофазная половины ВВ структуры становятся односвязными областями, (3.3) первое обратное отображение Кристоффеля–Шварца на промежуточную каноническую область, (3.4) второе прямое отображение Кристоффеля–Шварца на целевую прямоугольную область, которая является прямоугольным конденсатором, (3.5) учёт неоднородности диэлектрического заполнения, (3.6) расчёт

модальных квазистатических параметров Z_{0e} , Z_{0o} , ε_{re} , ε_{ro} . Заметим, что многоугольные области конформно отображаются аналитическим преобразованием Кристоффеля–Шварца, которое реализуется в форме компьютерных процедур. Методика реализуется с использованием Toolbox Schwarz–Christoffel для MATLAB [9]. Она имеет высокую вычислительную эффективность, точность достаточную для практики и позволяет легко визуализировать распределения электрического поля [3, 28, 70].

Результаты расчёта ТРНО с ВВ.

Для моделирования и испытания была выбрана ВВ ТРН структуры со следующими физическими и геометрическими проектными параметрами (см. рисунки 3.20 и 3.21): ширина вертикальной подложки $w = 2$ мм, толщина $h = 1$ мм, длина $\ell = 28$ мм, расстояние между вертикальной подложкой и заземлённым основанием $s = 0,5$ мм, $\varepsilon_{r\text{Air}} \approx 1,001$, $\varepsilon_r = 16$. Рисунок 3.22 показывает распределение электромагнитного поля в поперечном сечении половины ВВ-структуры для четной и нечётной волн и объясняет появление разности модальных скоростей. При чётном возбуждении, когда в плоскости симметрии устанавливается магнитная стенка, поле в основном концентрируется в воздухе с низкой диэлектрической проницаемостью. При нечётном возбуждении, когда в плоскости симметрии устанавливается электрическая стенка, поле в основном концентрируется в вертикальной диэлектрической подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Отсюда следует, что $\varepsilon_{re} < \varepsilon_{ro}$.

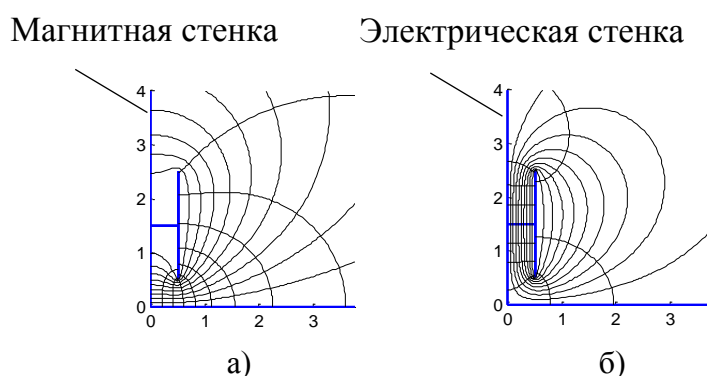


Рисунок 3.22 – Распределение линий электрического и магнитного полей в ВВ полуструктуре для синфазной (а) и противофазной (б) волн.

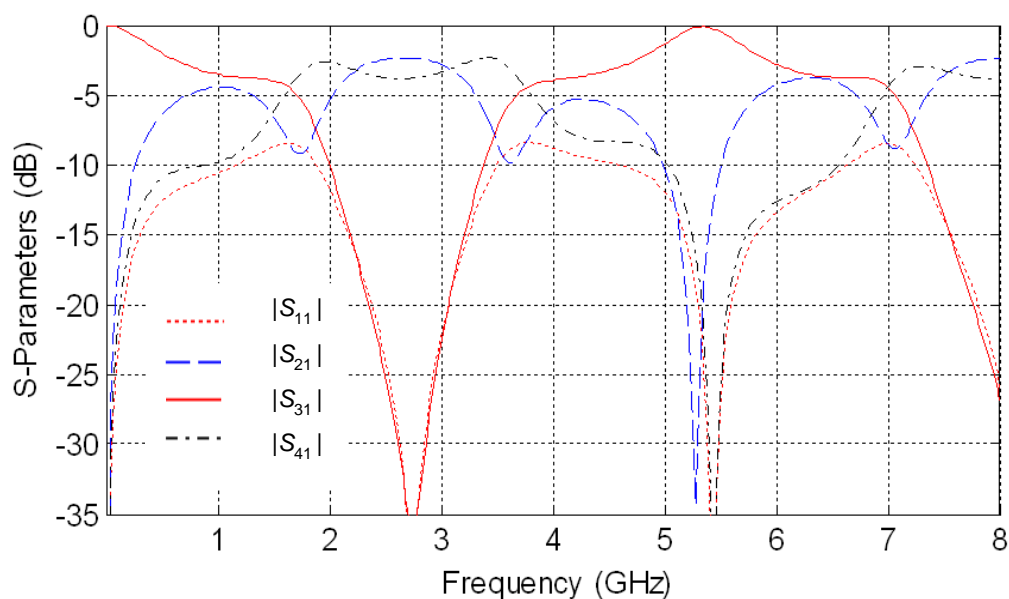


Рисунок 3.23 – Рассчитанные S -параметры ТРНО с ВВ.

Рассчитанные модальные параметры ТРНО с ВВ, полученные с использованием описанной выше методики численных конформных преобразований следующие: характеристический импеданс $Z_0 = 48,5$ Ом; связь $C = 2,31$ дБ; $\epsilon_{re} = 1,1$; $\epsilon_{ro}/\epsilon_{re} = 8,29$, т.е. $(Z_{0e} Z_{0o}) = (133 \ 17,6)$ Ом, $(\epsilon_{re} \ \epsilon_{ro}) = (1,1 \ 9,1)$.

Рассчитанные S -параметры ТРНО с ВВ показаны на рисунке 3.23 при 50-омном опорном импедансе.

Результаты изготовления и измерений

Для экспериментальной проверки, предложенный ТРНО с ВВ был изготовлен с описанными выше проектными параметрами. Устройство было изготовлено на основе 1-мм подложек. Материал горизонтальной платы ФЛАН-5 (относительная диэлектрическая проницаемость – $\epsilon_r = 5$), а вертикальной фольгированной платы ФЛАН-16 ($\epsilon_r = 16$), оба производства ЗАО «Завод «Молдавизолит»» (Тирасполь, Приднестровская Молдавская Республика).

Размеры горизонтальной подложки были $24 \times 44 \times 1$ мм³, размеры несквозного окна в горизонтальной подложке были примерно 11×24 мм², ширины полосковых фидеров были 1,75 мм (они были согласованы с 50-омным опорным импедансом).

Фотография изготовленного ТРНО с ВВ показана на рисунке 3.24. Измерения были выполнены на ВАЦ «ОБЗОР 804/1» от ООО «ПЛАНАР» (Челябинск, Россия).

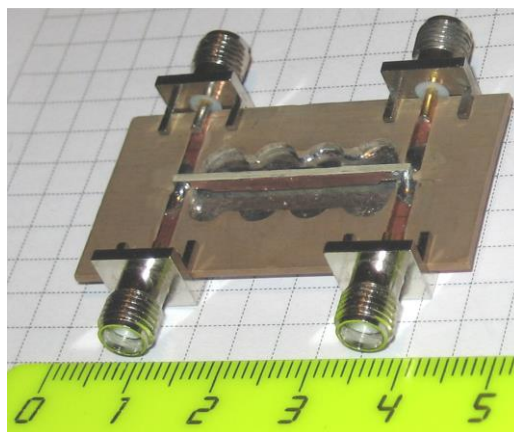


Рисунок 3.24 – Фотография изготовленного ТРНО с ВВ.

Экспериментально измеренные S -параметры в зависимости от частоты ТРНО с ВВ показаны на рисунке 3.25. Графики показывают, что центр полосы рабочих частот близок к 2,8 ГГц. Связь $(3,4 \pm 0,7)$ дБ, а амплитудный баланс между 2 и 4 плечами $\pm 0,7$ дБ, в полосе частот 2,27–3,18 ГГц (33%).

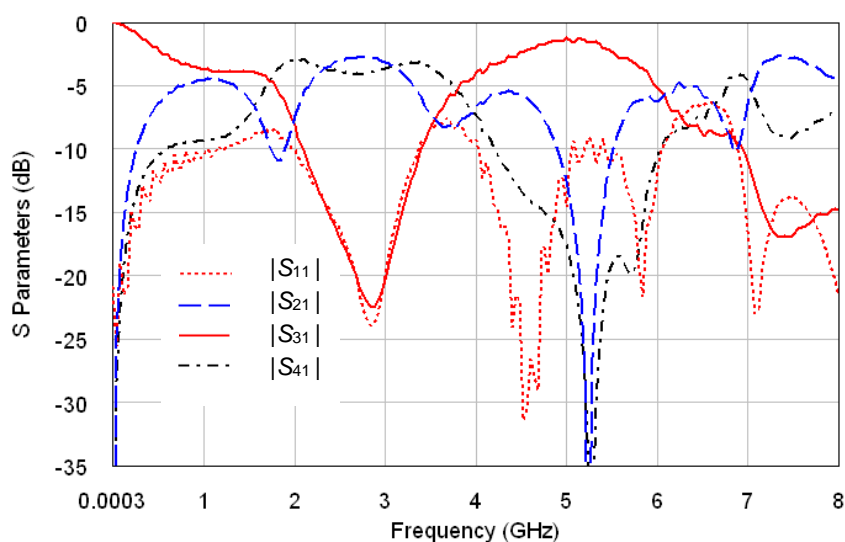


Рисунок 3.25 – Измеренные S -параметры изготовленного ТРНО с ВВ.

Заметим, что характеристики возвратных потерь $|S_{11}|$ и развязки $|S_{31}|$ почти совпадают в полосе рабочих частот, и их уровни более, чем 20-дБ в полосе частот 2,67–3 ГГц (12%), и более, чем 15-дБ в полосе частот 2,37–3,15 ГГц (28%).

Рисунок 3.26 показывает, что измеренная разность фаз между сигналами 2 и 4 плеч ответвителя $(90 \pm 1)^\circ$ в полосе частот 2,27–3,02 ГГц (28%), т. е. ТРНО с ВВ – действительно квадратурный мост.

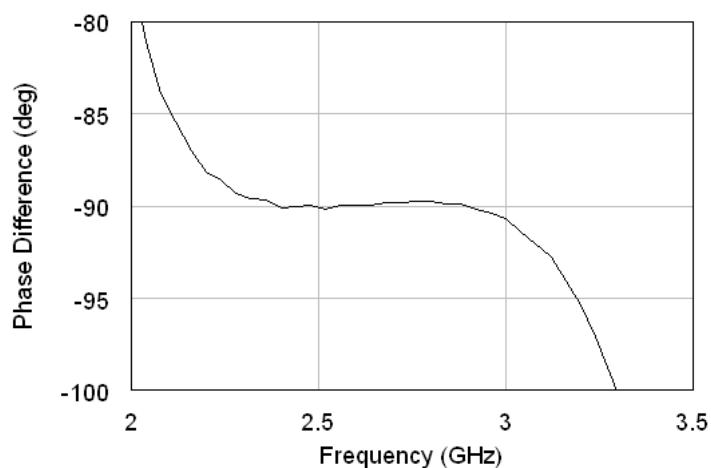


Рисунок 3.26 – Измеренная разность фаз между 2-м и 4-м портами изготовленного ТРНО с ВВ.

Получили новый транснаправленный ответвитель на связанных линиях на основе вертикально установленной платы без шунтирующих конденсаторов. Прототип ответвителя спроектирован и изготовлен, получен патент на изобретение [71], копия документа в приложении Г. Результаты эксперимента хорошо согласуются с вычислениями на основе методики численных конформных отображений.

3.5 Разработка методики расчета системы базовых параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью

Большое разнообразие конструкций связанных линий (СЛ) зачастую не позволяет разработчику сосредоточиться на ключевых электрических параметрах, позволяющих выявить их основные свойства и построить концептуальную классификацию СЛ по рабочим проектным параметрам. Многократный анализ конструкции (поперечного сечения) с сопутствующими процедурами оптимизации параметров является не всегда эффективным процессом, особенно на первых этапах. Ведь приходится выполнять полный цикл анализа [72]: «проектные параметры конструкции» → «электрические проектные параметры» → «частотный или временной отклик системы». Однако, если весь процесс разбить на два этапа, выделив центральное связующее звено – «электрические проектные параметры», то задача намного упростится. Например, направленные ответвители на СЛ синтезируют по заданному коэффициенту связи, а это один из «электрических проектных параметров». Именно последним, характеризующим СЛ, и будет посвящен данный раздел [73].

Рассмотрим в качестве примера одну из широко используемых конструкций СЛ – микрополосковые связанные линии, показанные на рисунке 3.27, а. При этом заметим, что коммерчески доступные САПР СВЧ, например, MW Office, имеют в своих библиотеках компонентов устройств модели СЛ (CLIN, CLINP, LGC_СТх). Для каждой такой модели пользователь должен задать соответствующий набор электрических проектных параметров, а в физических моделях ещё и геометрическую длину отрезка.

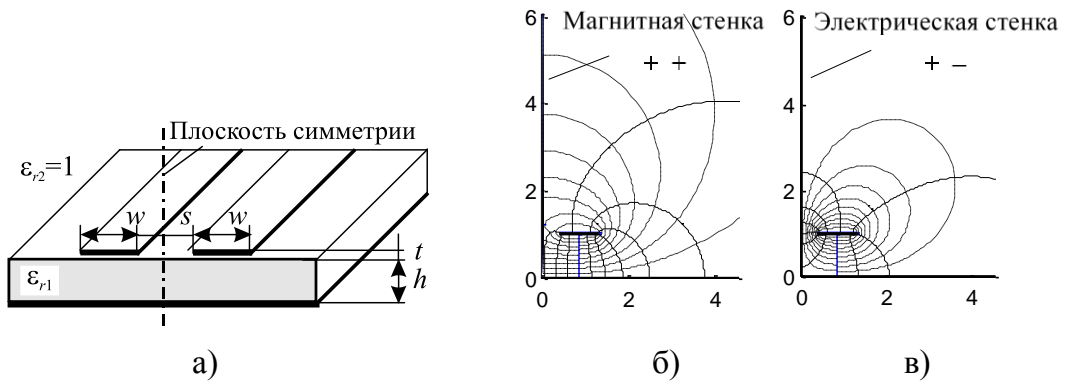


Рисунок 3.27 – Конструкция микрополосковых одинаковых связанных линий (а) и их декомпозиция на две полуструктуры в режимах чётного с магнитной (б) и нечётного с электрической (в) стенками возбуждений с сетками силовых (—) и эквипотенциальных (---) линий электрического поля.

Компьютерное проектирование СВЧ устройств, в том числе содержащих отрезки СЛ, с использованием иностранных САПР с англоязычным пользовательским интерфейсом уже давно не редкость. К тому же, в условиях глобализации и международной интеграции, необходимость представления результатов на зарубежных научных конференциях требует придерживаться общепринятой англоязычной терминологии. Отсюда англоязычные термины должны однозначно переводиться на русский, и наоборот.

Однако, в отечественных публикациях терминологическая неопределённость, к сожалению, до конца не преодолена. Ведь ныне действующие российские стандарты по терминологии в области СВЧ устройств и полосковых линий, например, ГОСТ 21702–76, впервые появились более 30 лет назад и не определяют некоторых новых важнейших понятий. Отсюда происходит сложность и при выборе того или иного термина в русскоязычной научной литературе и технической документации.

Что касается параметров связанных линий, то различия в обозначениях и до сих пор неустоявшаяся терминология, порой, вводят в заблуждение некоторых

исследователей, например, $\varepsilon_{r.\text{эфф}}^{+-} \equiv \varepsilon_{\text{reffo}} \equiv \varepsilon_{\text{effo}} \equiv \varepsilon_{ro}$; $Z_{0e} \equiv Z_C$; $Z_{0o} \equiv Z_\pi$. Поэтому для сохранения преемственности, русскоязычные специалисты стараются придерживаться классических источников [74 - 76], за исключением случаев написания текстов на английском.

Авторы [74, с. 219] заявляют: «Многообразие различных систем параметров, описывающих связанные линии, не вызвано практической необходимостью; оно связано лишь с некоторыми исторически сложившимися традициями и школами». Это опять лишь объясняет ситуацию, однако не снимает проблемы. К тому же заметим, что в публикациях по связанным линиям, обычно, приводятся не все интересующие читателя проектные параметры, например, зачастую отсутствует коэффициент неуравновешенности связи, который иногда даже неверно интерпретируется.

В связи с этим думается, что главными принципами при введении в научный оборот нового понятия и выборе известного или создании нового технического термина, должны стать – преемственность, понимаемость, адекватность, минимализм, желательное наличие общепринятого английского аналога.

Далее изложим в систематизированной форме практически все известные и некоторые новые соотношения для параметров одинаковых связанных линий, оптимальный выбор которых в ряде случаев позволит ускорить генерацию проектного решения.

Исходная квазистатическая модель связанных линий. Предварительный анализ.

Начнём с того, что минимальное количество проектных параметров для одинаковых связанных линий равно четырём, т.е. они образуют квартет. После чего встаёт вопрос, какой набор параметров взять в качестве основного, в качестве исходных данных? Предположив, что заранее известно волновое сопротивление подводящих линий (практически это всегда так), выбираем четвёрку параметров, содержащую нужное согласованное волновое сопротивление Z_0 . Отсюда базисный набор будет следующим: Z_0 , $\varepsilon_{\text{reff}}$, k , δ (причём последний параметр может быть легко заменён на более удобное в ряде случаев отношение эффективных диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_{\text{reffe}}/\varepsilon_{\text{reffo}}$). Этим выбором, т.е. заданием известного ограничения Z_0 , снижаем порядок сложности задачи, понизив на единицу количество степеней свободы – с четырёх до трёх. После чего ещё один параметр может быть исключён из разряда искомых, т.к. может быть произвольным

$\varepsilon_{\text{reff}}$, потому что он может быть легко нивелирован длиной отрезка связанных линий. Этот параметр определяет фазу синусоидального сигнала или время задержки для импульсного. В итоге осталось два независимых проектных параметра: коэффициент электромагнитной связи k и степень неоднородности диэлектрического заполнения δ (или эквивалентное ему отношение $\varepsilon_{\text{reff}e}/\varepsilon_{\text{reff}o}$). В случае однородной среды задача сводится лишь к одному варьируемому параметру – коэффициенту связи k . Однако существуют и другие проектные параметры, которые группируются в квартеты, об этом ниже.

В начале общего исследования ещё раз уточним, что рассматриваем случай одинаковых (т.е. с межлинейной симметрией) связанных линий без потерь в проводниках $R=0$ и диэлектрике $G=0$. Моделирование обычно начинают с анализа выбранной конструкции линий и их диэлектрического заполнения (рисунок 3.28). На этом этапе поиск элементов матриц погонных емкостей является основной процедурой, всё остальное – производное.

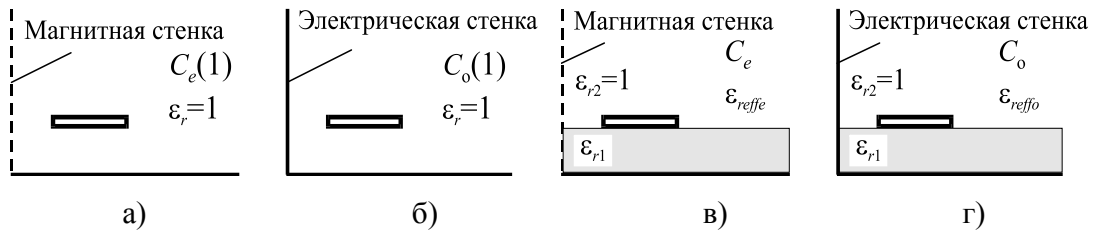


Рисунок 3.28 – Расчётные структуры для вычисления модальных частичных ёмкостей: а – чётная с воздушным диэлектриком $C_e(1)$; б – нечётная с воздушным диэлектриком $C_o(1)$; в – чётная с реальным диэлектрическим заполнением C_e ; г – нечётная с реальным диэлектрическим заполнением C_o .

Первичный квазистатический анализ направлен на определение емкостей линий передачи при чётном (*even*) $C_e(1)$ и нечетном (*odd*) $C_o(1)$ возбуждениях с воздушным диэлектриком (рисунок 3.28, а, б), из которых выражаются собственная и взаимная частичные емкости:

$$C_{11}(1) = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2}; \quad C_{12}(1) = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2}, \quad (3.7)$$

из которых в свою очередь формируется матрица погонных емкостей с воздушным диэлектрическим заполнением $C(1)$:

$$C(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{11}(1) \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Аналогично, рассматривая случай реального диэлектрического заполнения (рисунок 3.28, в, г), отыскиваются емкости структуры при чётном C_e и нечетном C_o возбуждениях:

$$C_{11} = \frac{C_o + C_e}{2}; \quad C_{12} = \frac{C_o - C_e}{2} \quad (3.9)$$

и составляется матрица погонных емкостей с реальным диэлектрическим заполнением C :

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{11} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Решение обратной задачи – нахождение модальных ёмкостей по заданным собственным и взаимным частичным емкостям – состоит в следующих формулах:

$$C_e = C_{11} - |C_{12}|; \quad C_o = C_{11} + |C_{12}|; \quad (3.11)$$

$$C_e(1) = C_{11}(1) - |C_{12}(1)|; \quad C_o(1) = C_{11}(1) + |C_{12}(1)|. \quad (3.12)$$

Возвращаясь к матрице (3.8) погонных емкостей с воздушным заполнением $C(1)$ и применяя к ней операцию обращения, получаем матрицу погонных индуктивностей L [76]

$$L = \mu_0 \varepsilon_0 C(1)^{-1}, \quad (3.13)$$

где $\mu_0 = 0,4\pi$ мкГн/м, $\varepsilon_0 = 8,854$ пФ/м – магнитная и электрическая постоянные, соответственно. Элементы этой матрицы L можно также выразить аналитически [77]:

$$L_{11} = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} + \frac{1}{C_o(1)} \right];$$

$$L_{12} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} - \frac{1}{C_o(1)} \right], \quad (3.14)$$

где $c = 2,998 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве. Отсюда выражаем коэффициент индуктивной связи [77]:

$$k_L = \frac{L_{12}}{L_{11}} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{C_o(1) + C_e(1)}. \quad (3.15)$$

Также получаем коэффициент емкостной связи в случае одинаковых линий [77]:

$$k_C = \frac{C_{12}}{C_{11}} = \frac{C_o - C_e}{C_o + C_e}. \quad (3.16)$$

Знание модальных (чётной и нечётной) емкостей структуры с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением позволяет найти эффективные диэлектрические

проницаемости для чётного и нечетного возбуждений и модальные импедансы (волновые сопротивления):

$$\varepsilon_{reff(e,o)} = \frac{C_{(e,o)}}{C_{(e,o)}(1)}; \tag{3.17}$$

$$Z_{0(e,o)} = \frac{1}{v_{eff(e,o)} C_{(e,o)}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reff(e,o)}}}{c C_{(e,o)}} = \frac{1}{c \sqrt{C_{(e,o)} C_{(e,o)}(1)}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \varepsilon_0}{C_{(e,o)} C_{(e,o)}(1)}} = \frac{\sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}}{\sqrt{\varepsilon_{reff(e,o)}} [C_{(e,o)}(1) / \varepsilon_0]}, \tag{3.18}$$

где $v_{eff(e,o)}$ – скорость волны в структурах четного и нечётного возбуждений. Используя (3.18), получаем коэффициент электромагнитной связи линий или просто коэффициент связи [77]:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \tag{3.19}$$

Базисные наборы проектных параметров.

Представленный выше анализ связанных линий является предварительным, однако, для выяснения глубинных закономерностей математической модели, целесообразно последовательность аналитических преобразований и взаимосвязь между различными базисными наборами проектных параметров выстроить по развёрнутой схеме, показанной на рисунке 3.29.

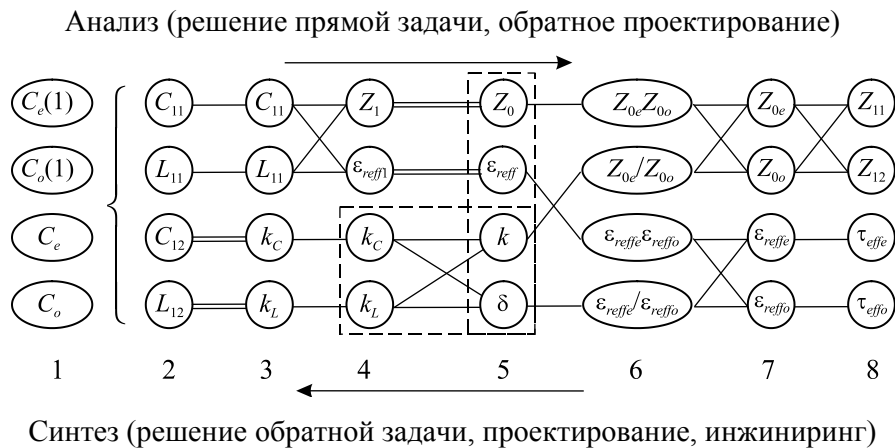


Рисунок 3.29 – Взаимосвязь базисных наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуровнешенной электромагнитной связью (в неоднородной диэлектрической среде).

На схеме (рисунок 3.29) представлены базисные наборы проектных параметров (квартеты) и связи между ними. Их названия и состав определяются следующим образом [76 - 81]:

1) модальные (при четном и нечетном возбуждении) погонные ёмкости с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением: $C_e(1)$, $C_o(1)$, C_e , C_o – чётная и нечётная ёмкости с воздушным диэлектриком; чётная и нечётная ёмкости с реальным диэлектрическим заполнением, соответственно;

2) погонные ёмкости и индуктивности в телеграфных уравнениях (первичные погонные параметры, собственные и взаимные ёмкости и индуктивности): C_{11} , C_{12} , L_{11} , L_{12} ;

3) собственные параметры одной из линий и коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: C_{11} , L_{11} , k_C , k_L . Этот набор является комбинированно-промежуточным, т.к. содержит два параметра C_{11} , L_{11} из предыдущего 2-го и два параметра k_C , k_L из последующего 4-го наборов;

4) собственные волновое сопротивление и диэлектрическая проницаемость одной из линий, а также коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: Z_1 , ϵ_{reff1} , k_C , k_L ;

5) характеристические (согласованные) параметры: Z_0 , ϵ_{reff} , k , δ – характеристическое волновое сопротивление, характеристическая эффективная диэлектрическая проницаемость, коэффициент связи, коэффициент неуровновешенности связи (степень неоднородности диэлектрика), соответственно;

6) производно-комбинированные параметры равные отношениям и произведениям модальных параметров: $Z_{0e}Z_{0o}$, Z_{0e}/Z_{0o} , $\epsilon_{reffe}\epsilon_{reffo}$, $\epsilon_{reffe}/\epsilon_{reffo}$;

7) модальные параметры: Z_{0e} , Z_{0o} , ϵ_{reffe} , ϵ_{reffo} – четное и нечётное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные диэлектрические проницаемости;

8) собственное и взаимное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные погонные задержки: Z_{11} , Z_{12} , τ_{effe} , τ_{effo} .

Итак, при анализе конструкции связанных линий в случае без потерь вначале находим модальные погонные ёмкости, т.е. базисный набор параметров 1 (см. рисунки 3.28 и 3.29), от которого переходим к исходному набору 2 (см. выше) – матрицам погонных индуктивностей L и ёмкостей C , являющихся первичными параметрами, входящими в телеграфные уравнения. Далее переходим к набору 3 простым обобщением – введением понятий коэффициентов связи ёмкостной и индуктивной, получаем C_{11} L_{11} k_L k_C . Переход к набору 4 осуществляется введением понятий собственных (*self*)

параметров линии Z_1 , ε_{reff1} . Базисные наборы 5–7 – это модальные и другие вторичные параметры связанных линий.

Теперь запишем некоторые предварительные соотношения, прежде всего, определим собственные параметры одной из связанных линий [75-78]:

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}}; \quad L_{11} = Z_1 \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/c; \quad (3.20)$$

$$\varepsilon_{reff1} = c^2 L_{11} C_{11}; \quad C_{11} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/(cZ_1); \quad (3.21)$$

$$\varepsilon_{reff1} = (c\tau_{eff1})^2 = (c/v_{eff1})^2; \quad L_{12} = k_L L_{11}; \quad (3.22)$$

$$\tau_{eff1} = 1/v_{eff1} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/c = \sqrt{L_{11}C_{11}}; \quad C_{12} = k_C C_{11}. \quad (3.23)$$

Пусть заданы 2-й и 7-й базисные наборы параметров (см. рисунок 3.29), требуется выразить их друг через друга. Решение этой задачи, как прямой, так и обратной, записывается [75-80]:

$$Z_{0e} = \sqrt{(L_{11} + L_{12})/(C_{11} - |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} + L_{12})/C_{0e}}; \quad L_{11} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} + Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}})/(2c); \quad (3.24)$$

$$Z_{0o} = \sqrt{(L_{11} - L_{12})/(C_{11} + |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} - L_{12})/C_{0o}}; \quad L_{12} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} - Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}})/(2c); \quad (3.25)$$

$$\varepsilon_{reffe} = c^2 (L_{11} + L_{12})(C_{11} - |C_{12}|) = c^2 (L_{11} + L_{12})C_{0e}; \quad C_{11} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o})/(2c); \quad (3.26)$$

$$\varepsilon_{reffo} = c^2 (L_{11} - L_{12})(C_{11} + |C_{12}|) = c^2 (L_{11} - L_{12})C_{0o}; \quad C_{12} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o})/(2c), \quad (3.27)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

Возьмём наиболее интересные соотношения между наборами 4 и 5 (см. рисунок 3.29) и представим их взаимосвязь. Выполним процедуру анализа (решение прямой задачи) и выразим 5-й набор параметров через 4-й:

$$Z_0 = Z_1 \sqrt{\frac{1 - k_L^2}{1 - k_C^2}}; \quad (3.28)$$

$$\varepsilon_{reff} = \varepsilon_{reff1} \sqrt{(1 - k_L^2)(1 - k_C^2)}; \quad (3.29)$$

$$k = \left(1 - \frac{\sqrt{(1 - k_L)(1 - k_C)}}{\sqrt{(1 + k_L)(1 + k_C)}} \right) \left(1 + \frac{\sqrt{(1 - k_L)(1 - k_C)}}{\sqrt{(1 + k_L)(1 + k_C)}} \right)^{-1}; \quad (3.30)$$

$$\delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (3.31)$$

Здесь δ – коэффициент неуравновешенности связи, используемый, например, в [77]. Теперь выполним процедуру синтеза (решение обратной задачи) и выразим 4-й набор параметров через 5-й (см. рисунок 3.29). При этом запишем дополнительные соотношения, представляющие интерес при исследовании предельных случаев:

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\left(1 + \frac{1+k}{1-k} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}}\right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}}\right)^{-1}} = Z_0 \sqrt{\frac{(1+k)\sqrt{1+\delta} + (1-k)\sqrt{1-\delta}}{(1+k)\sqrt{1-\delta} + (1-k)\sqrt{1+\delta}}}; \quad (3.32)$$

$$Z_1 = \begin{cases} Z_{0e} = Z_0 \sqrt{(1+k)/(1-k)}, & \text{если } \delta = 1; \\ Z_0, & \text{если } \delta = 0; \\ Z_{0o} = Z_0 \sqrt{(1-k)/(1+k)}, & \text{если } \delta = -1. \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\varepsilon_{reff1} = \frac{\varepsilon_{reff}}{2} \left(\frac{1+k^2}{1-k^2} + \frac{1}{\sqrt{1-\delta^2}} \right); \quad \varepsilon_{reff1} = \begin{cases} \varepsilon_{reff} / (1-k^2), & \text{если } \delta = 0; \\ \infty, & \text{если } \delta = \pm 1. \end{cases} \quad (3.34)$$

$$k_L = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right)^{-1}; \quad (3.35)$$

$$k_C = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right)^{-1}. \quad (3.36)$$

Выберем в качестве целевого набора базисный набор 6 (см. рисунок 3.29), а в качестве независимых переменных – наборы 4 и 5, и решим прямую задачу анализа. Попутно решим и обратную задачу, найдя связь наборов 7, 6 и 5. Заметим, что часть из этих выражений доступна из литературы, например, [75-80]:

$$Z_{0e} Z_{0o} = Z_0^2 = Z_1^2 \sqrt{(1-k_L^2)/(1-k_C^2)}; \quad Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}; \quad (3.37)$$

$$\varepsilon_{reffe} \varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff}^2 = \varepsilon_{reff1}^2 (1-k_L^2)(1-k_C^2); \quad \varepsilon_{reff} = \sqrt{\varepsilon_{reffe} \varepsilon_{reffo}}; \quad (3.38)$$

$$\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} = \frac{1+k}{1-k} = \sqrt{\frac{(1+k_L)(1+k_C)}{(1-k_L)(1-k_C)}}; \quad k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - 1}{Z_{0e}/Z_{0o} + 1}; \quad (3.39)$$

$$\frac{\varepsilon_{reffe}}{\varepsilon_{reffo}} = \frac{1+\delta}{1-\delta} = \frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}; \quad \delta = \frac{\varepsilon_{reffe} - \varepsilon_{reffo}}{\varepsilon_{reffe} + \varepsilon_{reffo}} = \frac{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} - 1}{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} + 1} = \frac{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 - 1}{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 + 1}. \quad (3.40)$$

Запишем прямую связь наборов 4, 5 и 7 (см. рисунок 3.29):

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1+k_L}{1-k_C}}; \quad (3.41)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1-k_L}{1+k_C}}; \quad (3.42)$$

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} = \varepsilon_{reff1} (1+k_L)(1-k_C); \quad (3.43)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} = \varepsilon_{reff1} (1-k_L)(1+k_C). \quad (3.44)$$

Обратная связь базисных наборов 7 и 4 (см. рисунок 3.29) записывается:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}} Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}} Z_{0o}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o}}}; \quad (3.45)$$

$$\varepsilon_{reff1} = \left(\sqrt{\varepsilon_{reffe}} Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}} Z_{0o} \right) \left(\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o} \right) / 4; \quad (3.46)$$

$$k_L = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}} Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}} Z_{0o}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}} Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}} Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{effo}/\varepsilon_{effe}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{effo}/\varepsilon_{effe}}}; \quad (3.47)$$

$$k_C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{effe}/\varepsilon_{effo}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{effe}/\varepsilon_{effo}}}. \quad (3.48)$$

Некоторые важные дополнительные соотношения к (3.43) – (3.44) и (3.47) – (3.48):

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}}; \quad k_L = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{effo}/\tau_{effe}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{effo}/\tau_{effe}}; \quad (3.49)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}; \quad k_C = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{effe}/\tau_{effo}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{effe}/\tau_{effo}}. \quad (3.50)$$

В заключение, запишем выражения для элементов матрицы волновых сопротивлений (импедансов) через модальные (характеристические) сопротивления и наоборот, т.е. связь наборов 7 и 8, а также некоторые дополнительные соотношения:

$$Z_{11} = (Z_{0e} + Z_{0o})/2; \quad Z_{0e} = Z_{11} + Z_{12} = Z_{11}(1+k); \quad (3.51)$$

$$Z_{12} = (Z_{0e} - Z_{0o})/2; \quad Z_{0o} = Z_{11} - Z_{12} = Z_{11}(1-k); \quad (3.52)$$

$$\tau_{eff(e,o)} = 1/v_{eff(e,o)} = \sqrt{\varepsilon_{reff(e,o)}}/c; \quad k = Z_{12}/Z_{11} = (Z_{0e} - Z_{0o})/(Z_{0e} + Z_{0o}). \quad (3.53)$$

Физические ограничения на проектные параметры.

Заметим, что условиями физической реализуемости, априорно налагаемыми на погонные и модальные параметры, являются следующие: $L_{12} < L_{11}$; $|C_{12}| < C_{11}$; $0 < k(L, C) < k < k(C, L) < 1$; $Z_{12} < Z_{11}$; $Z_{0o} < Z_0 < Z_{0e}$; $1 < \varepsilon_{reff(e,o)} < \varepsilon_{reff} < \varepsilon_{reff(o,e)}$; $-1 \leq \delta \leq 1$. Опираясь на эти основные неравенства, введём ещё дополнительную систему ограничивающих (критических, предельных, min, max) параметров, которые позволяют обозначить

(конкретизировать) границы основных параметров и записать уточняющие ограничения в виде следующих неравенств:

1) естественно положить, что $\varepsilon_{\text{reffmin}} \leq \varepsilon_{\text{reff}}$, где минимально допустимая характеристическая диэлектрическая проницаемость при заданном коэффициенте неуравновешенности определяется формулой

$$\varepsilon_{\text{reff min}} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \quad (3.54)$$

и не зависит от коэффициента связи k . Если характеристическую диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{\text{reff}}$ задать меньше минимально допустимой, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы, что равносильно превышению скорости света данной модой;

2) соотношение $\varepsilon_{\text{reff}} \leq \varepsilon_{\text{reff1}}$ между характеристической $\varepsilon_{\text{reff}}$ и собственной $\varepsilon_{\text{reff1}}$ диэлектрическими проницаемостями базируется на определении значения нижней границы диапазона собственной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{\text{reff1min}} = \frac{\varepsilon_{\text{reff min}}}{1-k^2} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \left(\frac{1}{1-k^2} \right), \quad (3.55)$$

зависящем, в том числе и от коэффициента связи, при этом $\varepsilon_{\text{reffmin}} \leq \varepsilon_{\text{reff1}}$. Если собственную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{\text{reff1}}$ задать меньше нижней границы, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы;

3) максимально возможный коэффициент неуравновешенности при заданном коэффициенте связи равен:

$$\delta_{\text{max}} = 2k/(1+k^2), \quad (3.56)$$

при этом $|\delta| \leq \delta_{\text{max}}$. Если модуль коэффициента неуравновешенности задать больше максимально возможного, то один из коэффициентов связи (емкостной или индуктивной) станет отрицательным;

4) минимально допустимый коэффициент электромагнитной связи при заданном коэффициенте неуравновешенности записывается:

$$k_{\text{min}} = 1/|\delta| - \sqrt{1/\delta^2 - 1}, \quad (3.57)$$

откуда границы диапазонов различных коэффициентов связи запишутся так $\min(k_{(L,C)}) \leq (k_{\text{min}} \leq k) \leq \max(k_{(C,L)}) \leq \delta_{\text{max}}$. Если коэффициент электромагнитной связи k

здать меньше минимально допустимого, то один из коэффициентов емкостной или индуктивной связи станет отрицательным;

5) влияние коэффициента неуравновешенности δ на соотношение коэффициентов связи и модальных диэлектрических проницаемостей следующее: если $\delta = 0$, то $k = k_L = k_C$ и $\varepsilon_{\text{reff}} = \varepsilon_{\text{reffe}} = \varepsilon_{\text{reffo}}$; если $\delta > 0$, то $k_L > k_C$ и $\varepsilon_{\text{reffe}} > \varepsilon_{\text{reffo}}$; если $\delta < 0$, то $k_L < k_C$ и $\varepsilon_{\text{reffe}} < \varepsilon_{\text{reffo}}$. В этом аспекте интересен случай каскадного соединения регулярных отрезков линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, имеющих все характеристические параметры одинаковые по модулю, но с коэффициентами неуравновешенности различающимися по знаку. Такое каскадирование позволяет из двух регулярных неуравновешенных секций $\delta \neq 0$ получать единую ступенчато-нерегулярную уравновешенную структуру $\delta = 0$ связанных линий с выровненными модальными задержками;

б) взаимосвязь критических отношений модальных скоростей, эффективных диэлектрических проницаемостей, погонных задержек мод и отношений модальных импедансов может быть записана в виде неравенства:

$$\max\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{reff}}(e,o)}{\varepsilon_{\text{reff}}(o,e)}}\right) = \max\left(\frac{\tau_{\text{eff}}(e,o)}{\tau_{\text{eff}}(o,e)}\right) = \max\left(\frac{v_{\text{eff}}(o,e)}{v_{\text{eff}}(e,o)}\right) \leq \frac{1+k}{1-k} = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}. \quad (3.58)$$

Его нарушение приводит к отрицательному значению одного из коэффициентов связи (индуктивной или емкостной). Также эти соотношения для одинаковых линий позволяют утверждать, что только при увеличении коэффициента электромагнитной связи $k \rightarrow 1$, эквивалентном росту отношения модальных импедансов, можно получить максимальное отношение фазовых скоростей (погонных задержек, эффективных диэлектрических проницаемостей) нормальных волн (мод), т.е. $|\delta| \rightarrow 1$. В противном случае – существенного ослабления связи – приходим к усредненным значениям всех параметров равным таковым для одиночной линии, а при нулевой связи $k = 0$ вообще исчезает само понятие неуравновешенности связи ввиду её полного отсутствия, т.е. $\delta = 0$.

Как видим, представленные выше ограничения в виде неравенств, использующие предельные значения параметров, имеют фундаментальную физическую основу и практическую интерпретацию.

Графические зависимости.

Теперь представим графические зависимости (рисунки 3.30 – 3.34) для визуализации математических соотношений между базисными параметрами, а также для иллюстрации особенностей вышеприведённых ограничений.

Иллюстрация важнейших соотношений (3.35) и (3.36) между наборами 4 и 5, которые выделены штриховой линией на схеме параметров (см. рисунок 3.29), а также ограничений (3.56) и (3.57) приводится на рисунке 3.30.

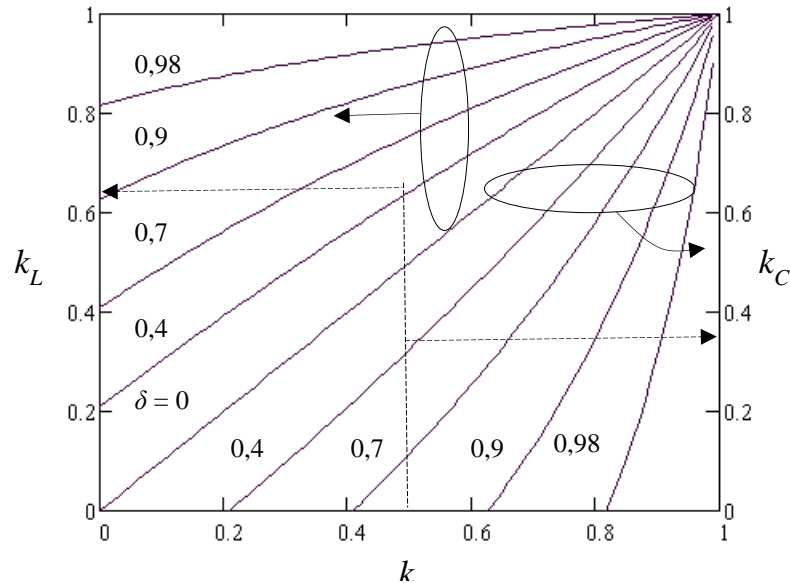


Рисунок 3.30 – Зависимости коэффициентов индуктивной k_L и ёмкостной связи k_C от коэффициентов электромагнитной связи k и неуравновешенности δ .

Семейство кривых на рисунке 3.30 приведено для одного случая неуравновешенности $0 < \gamma < 1$, т.е. когда $k_L > k_C$, однако для второго случая $-1 < \gamma < 0$, т.е. когда $k_L < k_C$, надо наименования k_L и k_C двух вертикальных осей абсцисс просто поменять местами. При заданной величине электромагнитной связи $k = \text{const}$ рост коэффициента неуравновешенности δ ведёт к расхождению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи, вплоть до достижения одним из них нулевого уровня, а другим своего максимального значения δ_{max} . Однако, при заданной неуравновешенности $\delta = \text{const}$ рост коэффициента электромагнитной связи k линий ведёт к сближению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи и в предельном случае достигает единицы $k = k_C = k_L = 1$.

Иллюстрация ограничений (3.56) и (3.58) в явном виде приводится на рисунке 3.31.

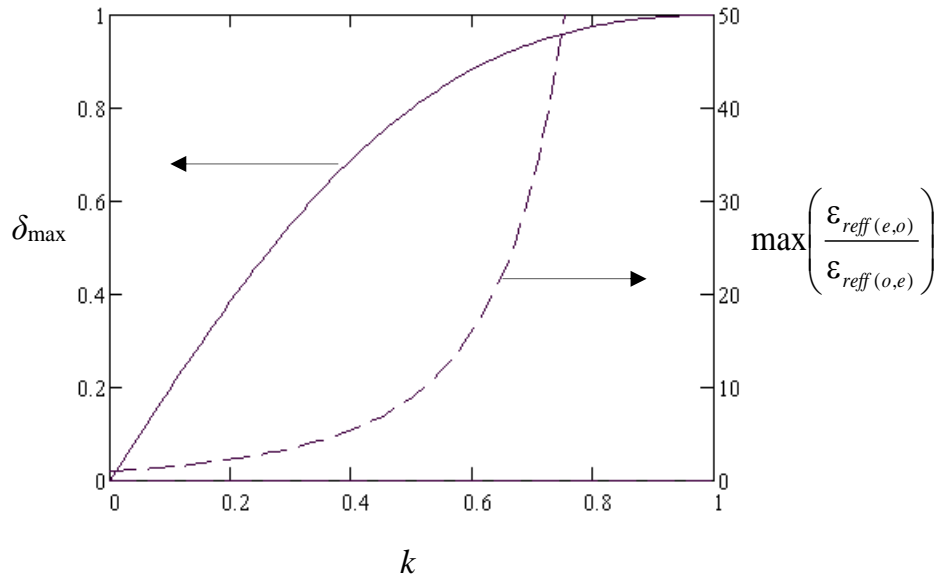


Рисунок 3.31 – Зависимости максимально возможного модуля коэффициента неуровненности δ_{\max} (—) и отношения модальных диэлектрических проницаемостей $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)})$ (---) от коэффициента связи k .

Из рисунка 3.31 видно, что с ростом коэффициента связи k растёт максимально возможное значение коэффициента неуровненности δ_{\max} , а при заданном коэффициенте связи k текущее значение модуля коэффициента неуровненности δ не может превышать предела δ_{\max} . Например, при $k = 0,5$ получаем $\delta_{\max} = 0,8$; $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)}) = 40$.

Интересные соотношения (3.34) и несколько неожиданное ограничение (3.55) иллюстрируется на рисунке 3.32.

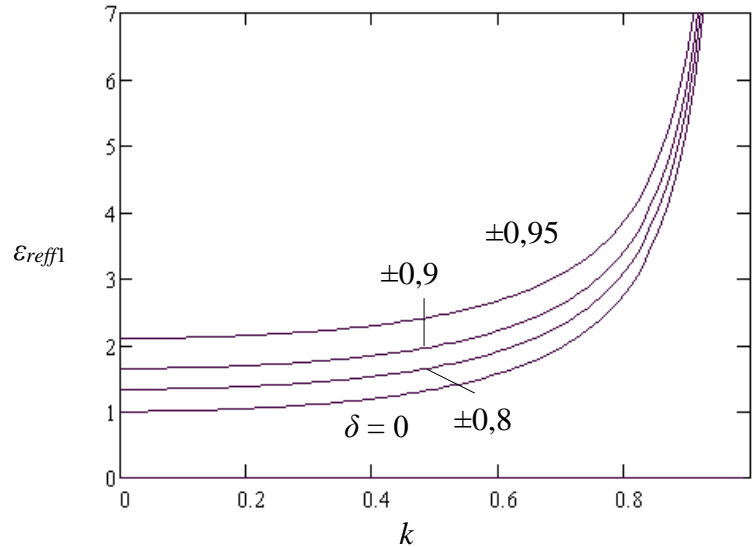


Рисунок 3.32 – Семейство кривых зависимости собственной эффективной диэлектрической проницаемости ε_{reff1} от коэффициентов связи k и неуравновешенности $\delta = (0; \pm 0,8; \pm 0,9; \pm 0,95)$ при $\varepsilon_r = \varepsilon_{reff} = 1$.

Из рисунка 3.32 видно, что даже в случае воздушного однородного диэлектрического заполнения $\varepsilon_r = \varepsilon_{reff} = 1$ и уравновешенной связи $\delta = 0$ (т.е. $k = k_C = k_L$), собственная диэлектрическая проницаемость ε_{reff1} всегда будет превышать единицу $\varepsilon_{reff1} > 1$. Этот вывод выглядит несколько парадоксальным – при отсутствии замедляющей диэлектрической среды наблюдаем замедление волны. Однако объяснение кроется в наличии электромагнитной связи $k > 0$, являющейся фактором эквивалентного замедления.

Например, если $\varepsilon_r = \varepsilon_{reff} = 1$, $\delta = 0$ и $k = \sqrt{2/3} = 0,816$, то согласно формулам (3.34) и графику (см. рисунок 3.32) получаем $\varepsilon_{reff1} = 3$. Также важно заметить, что изменение знака коэффициента неуравновешенности δ никак не влияет на величину собственной диэлектрической проницаемости ε_{reff1} .

Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} и индуктивности L_{11} одной из связанных линий показаны на рисунке 3.33. Они важны для непосредственной экспериментальной экстракции двух проектных параметров из 2-го и 3-го базисных наборов (см. рисунок 3.29), позволяющей верифицировать результаты численного компьютерного моделирования СЛ.

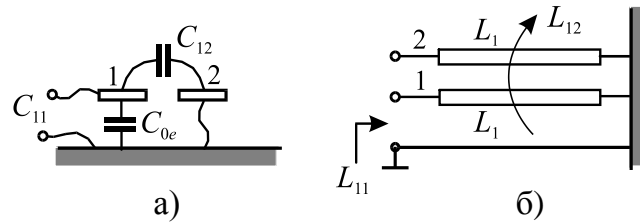


Рисунок 3.33 – Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} (а) и индуктивности L_{11} (б) одной из связанных линий.

Отрезок связанных линий в схеме измерения собственной ёмкости C_{11} (рисунок 3.33, а) на дальнем конце имеет обрыв (режим холостого хода). На ближнем конце одна из линий соединяется с «землёй» (режим короткого замыкания), а другая подключается к измерителю ёмкости. Измеренная величина ёмкости делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной ёмкости C_{11} .

В схеме измерения собственной индуктивности L_{11} (рисунок 3.33, б) на дальнем конце обе связанные линии соединяются с «землёй» (режим короткого замыкания). На ближнем конце одна из линий имеет обрыв (режим холостого хода), а другая подключается к измерителю индуктивности. Измеренная величина индуктивности делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной индуктивности L_{11} .

Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуравновешенности δ , описываемых формулами (3.32) и (3.33) приводится на рисунке 3.34.

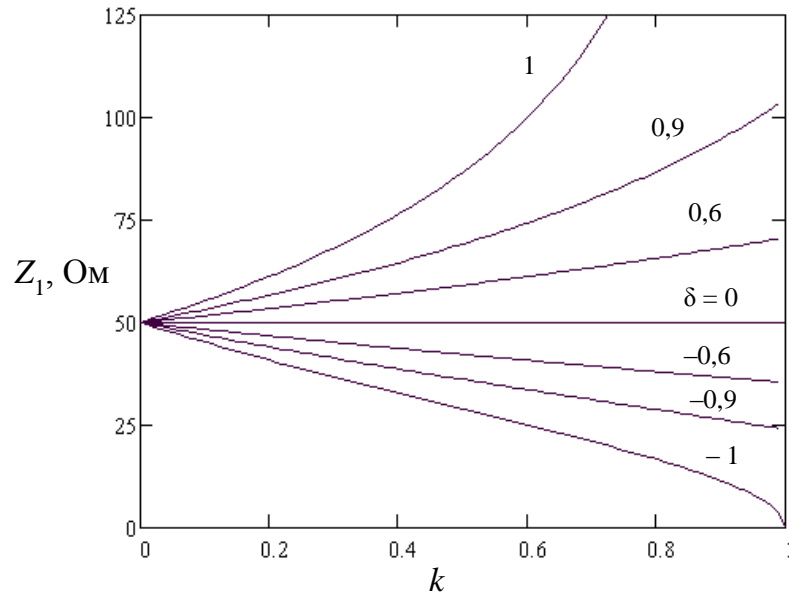


Рисунок 3.34 – Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуравновешенности $\delta = (0; \pm 0,6; \pm 0,9; \pm 1)$ при $Z_0 = 50$ Ом.

Из рисунка 3.34 видно, что при нулевой связи значения всех импедансов совпадают $Z_1 = Z_{0e} = Z_{0o} = Z_0 = 50$ Ом. Однако, при увеличении коэффициента связи k наблюдаем отклонение значения собственного импеданса Z_1 от характеристического Z_0 (здесь $Z_0 = 50$ Ом), нарастающее как в сторону малых при $\delta < 0$, так и в сторону больших при $\delta > 0$ значений импедансов. Например, при $k = 0,5$ и $\delta = \pm 0,9$ получаем $Z_1 = 36,2$ Ом и $Z_1 = 69,2$ Ом, соответственно. Заметим, что в случае уравновешенной связи $\delta = 0$ получаем $Z_1 = Z_0 = 50$ Ом независимо от величины связи, а в двух других предельных случаях неуравновешенной связи $\delta = \pm 1$ величины собственных импедансов Z_1 совпадают с модальными импедансами Z_{0e} и Z_{0o} , соответственно (см. формулу (3.33)).

Примеры моделирования.

Представим примеры базисных наборов проектных параметров для различных структур СЛ. Первая тестовая структура СЛ – микрополосковые связанные линии [28] со следующими параметрами конструкции (см. рисунок 3.27): $w = 0,9$ мм; $t = 0,05$ мм; $s = 0,8$ мм; $h = 1$ мм; $\varepsilon_{r1} = 10$; $\varepsilon_{r2} = 1$. Здесь исходными данными являются модальные параметры, которые вместе с остальными рассчитанными параметрами СЛ представлены в таблице 3.1.

Вторая структура – СЛ с сильной лицевой связью на вертикальной подложке [70] с параметрами конструкции: $w = 2,5$ мм; $h_1 = 1$ мм; $h_2 = 0,5$ мм; $\varepsilon_{r1} = 7,15$; $\varepsilon_{r2} = 2,82$; $\varepsilon_{r3} = 1$. Здесь исходными данными являются погонные емкости и индуктивности (второй

базисный набор), которые вместе с остальными параметрами СЛ также представлены в таблице 3.1.

Третья структура – импульсный расщепитель на связанных линиях с сильной и уравновешенной связью, выполненный на витой паре [45, 46]. Оптимальные параметры СЛ имеют следующие расчётные значения: согласованный характеристический импеданс $Z_0 = 50\sqrt{3} = 86,6$ Ом; коэффициент связи $k = \sqrt{(2/3)} = 0,816 = 1,76$ дБ; $\delta = 0$, кроме того $\epsilon_{\text{reff}} = 1,3$. Эти и другие проектные параметры представлены в таблице 3.1.

Четвёртая структура – тоже экранированная витая пара [82], у которой в качестве исходных данных взят второй базисный набор, т.е. собственные взаимные погонные ёмкости, и индуктивности. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице 3.1.

В последнем тестовом примере [81], положив геометрическую длину отрезка СЛ – 3 м, при абсолютной задержке 30 нс нашли погонную задержку $\tau_{\text{eff}} = 10$ нс/м, откуда с учётом формулы (3.53), получили $\epsilon_{\text{reff1}} = 9$. Оставшиеся исходные параметры следующие: $Z_1 = 100$ Ом; $k_L = 0,5$; $k_C = 0,3$. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Числовые значения проектных параметров из базисных наборов для различных структур.

| Номер базисного набора по рисунку 3.29 | Проектный параметр | Источник | | | | |
|--|---------------------------|----------|--------|----------|--------|-------|
| | | [28] | [70] | [45, 46] | [82] | [81] |
| 1 | $C_e(1)/\epsilon_0$ | 2,40 | 1,95 | 1,21 | 5,14 | 0,837 |
| | $C_o(1)/\epsilon_0$ | 3,89 | 13,17 | 12 | 7,20 | 2,51 |
| | C_e/ϵ_0 | 15,7 | 4,81 | 1,58 | 10,7 | 7,91 |
| | C_o/ϵ_0 | 20,4 | 34,72 | 15,6 | 15,1 | 14,68 |
| 2 | C_{11} , пФ/м | 160,0 | 175,0 | 76 | 113,9 | 100 |
| | C_{12} , пФ/м | 21,0 | 132,4 | 62,1 | 19,48 | 30 |
| | L_{11} , мкГн/м | 0,422 | 0,369 | 0,57 | 0,2093 | 1 |
| | L_{12} , мкГн/м | 0,100 | 0,274 | 0,465 | 0,0349 | 0,5 |
| 4 | Z_1 , Ом | 51,4 | 45,9 | 86,6 | 42,9 | 100 |
| | ϵ_{reff1} | 6,08 | 5,81 | 3,9 | 2,15 | 9 |
| | k_C | 0,131 | 0,757 | 0,816 | 0,171 | 0,3 |
| | k_L | 0,237 | 0,742 | 0,816 | 0,167 | 0,5 |
| 5 | Z_0 , Ом | 50,9 | 46,5 | 86,6 | 42,9 | 95,3 |
| | ϵ_{reff} | 5,86 | 2,55 | 1,3 | 2,08 | 7,44 |
| | k | 0,185 | 0,749 | 0,816 | 0,169 | 0,405 |
| | δ | 0,109 | -0,034 | 0 | -0,004 | 0,235 |
| 7 | Z_{0e} , Ом | 61,3 | 122,8 | 272,47 | 50,9 | 146,4 |
| | Z_{0o} , Ом | 42,2 | 17,6 | 27,52 | 36,2 | 62,0 |

| | | | | | | |
|--|---------------------------|------|------|-----|------|------|
| | $\epsilon_{\text{reff}e}$ | 6,54 | 2,46 | 1,3 | 2,08 | 9,45 |
| | $\epsilon_{\text{reff}o}$ | 5,25 | 2,63 | 1,3 | 2,09 | 5,85 |

Таким образом, беря в качестве исходных данных один из базисных наборов (квартетов), получаем по вышеприведенным формулам любой из других оставшихся. Интерпретация и оценка вновь полученных параметров позволяют выявить характерные особенности связанных линий, а также сопоставить различные конструкции линий по единым критериям.

3.6 Выводы

Получены следующие результаты:

1) Впервые для экранированной пары проводников со смещением построена квазистатическая модель с использованием численных конформных преобразований. При построении модели в поперечном сечении структуры вводятся магнитные разрезы, а круговые границы аппроксимируются многоугольными. Если в исследуемой структуре осуществлять смещение проводников от центра к поверхности экрана, то происходит снижение связи и снижение согласованного сопротивления. Сложные конформные преобразования с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца выполняются численными методами, реализованными в MATLAB и на языке C#.

2) Представлены новая схема и конструкция импульсного расщепителя на связанных линиях, который позволяет разложить сверхкороткий (менее 1 нс) входной импульс на два субимпульса равной амплитуды с заданным временным разносом между ними. Получен патент на изобретение [46] и полезную модель [55] (приложение Г).

3) Предложена новая схема и конструкция ТРНО с ВВ без шунтирующих конденсаторов. Представлена его квазистатическая модель. Спроектирован и изготовлен макет ответвителя. Он обладает сбалансированным распределением выходной мощности ($3,4 \pm 0,7$) дБ и соответствующей разностью фаз выходных сигналов (90 ± 1)°, а также возвратными потерями и изоляцией лучше, чем 20 дБ в полосе частот 2,67–3 ГГц (12%). Экспериментальные результаты хорошо согласуются с расчётами на основе методики численных конформных отображений. Получен патент на изобретение [71] (приложение Г).

4) Представленные различные базисные наборы проектных параметров и аналитические соотношения между ними позволяют эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи. Взаимосвязь базисных

наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (т.е. с неравными фазовыми скоростями или в неоднородной диэлектрической среде). Для одинаковых связанных линий с неуравновешенной связью минимальное количество параметров в базисном наборе равно четырём.

5) Исследованы ограничения на величины проектных параметров, обусловленные возможностями физической реализуемости. Введена система ограничивающих (предельных) параметров, позволившая обозначить границы задаваемых проектных параметров и сформулировать новые соотношения в виде неравенств. Выявлены закономерности поведения ряда основных проектных параметров СЛ; предельное значение одного параметра может быть «плавающим» и зависеть от заданной величины другого параметра из единого базисного набора.

6) Рассмотрена схема измерения собственных погонных параметров СЛ, позволяющая экспериментально верифицировать численные результаты компьютерного моделирования.

7) На базе рассмотренной методики расчета базовых параметров симметричных связанных линий разработана программа [83] (приложение А) и получены 2 акта внедрения (приложение Б).

8) Изложены новые теоретические и экспериментальные результаты исследований распространения импульсных сигналов в высокоскоростных межсоединениях вычислительной техники и систем управления. Отклик устройств во временной области получен с использованием преобразования Фурье. Подробно рассмотрены особенности модальных искажений для структур с различными параметрами. Представленные численные и экспериментальные результаты подтверждают адекватность разработанной компьютерной модели.

9) Применение методик конформных отображений для моделирования полосковых линий передачи позволили разработать импульсный расщепитель и транснаправленный ответвитель, имеющие сложные поперечные сечения, что не было возможно ранее ввиду отсутствия гибких методов анализа СВЧ-устройств на полосковых линиях.

4 ВЕРИФИКАЦИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ И НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА ИХ ОСНОВЕ

В четвертой главе представлено сопоставление результатов моделирования тестовой МПС с экспериментальными измерениями, выполненными различными методами – непосредственным измерением погонных параметров и измерением S -параметров в частотной области. Также представлен пример моделирования и разработки прототипа новой модели ТРНО.

4.1 Измерение погонных параметров симметричных связанных микрополосковых линий

При проектировании полосковых устройств на связанных линиях (направленных ответвителей, фазовращателей, аттенюаторов и т.п.) не всегда есть возможность вычислять с достаточной точностью электрические параметры конструкции (не разработаны сложные компьютерные модели или не известны некоторые значения параметров элементов конструкции), поэтому задача экспериментального определения погонных параметров уже изготовленных полосковых структур – связанных линий передачи – является достаточно актуальной.

Поставленная задача может быть решена двумя путями: а) измерением S -параметров на дорогостоящем (ценой около 1 млн. руб.) векторном анализаторе цепей с последующей компьютерной экстракцией (извлечением) погонных параметров; б) измерением на недорогом LC -метре абсолютных значений емкостей и индуктивностей в заданных режимах [76] и последующем их преобразовании с пересчетом в погонные параметры. Последний способ видится более привлекательным, поэтому он будет использован в данном исследовании [84].

Описание макета

Для проведения эксперимента был изготовлен макет микрополосковых связанных линий передачи (приложение А). В качестве материала основания выбран двухсторонний фольгированный стеклотекстолит марки FR4-2 1,5 35/35 (толщина подложки – $h = 1,5$ мм, толщина фольги – $t = 35$ мкм) площадью 25×200 мм². На рисунке 4.1 представлен поперечный разрез макета и обозначения его размеров.

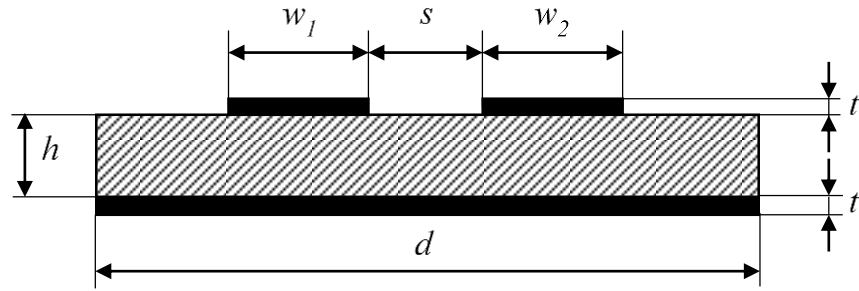
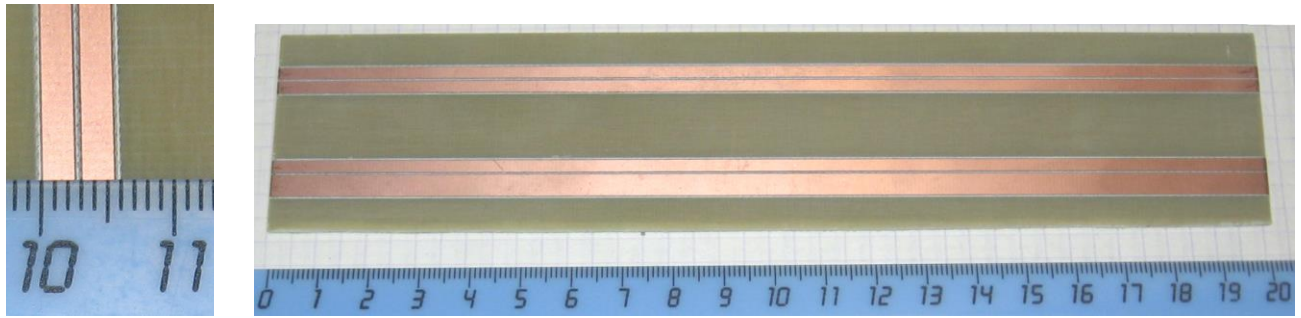


Рисунок 4.1 – Поперечный разрез макета микрополосковых связанных линий.

Предварительно, до измерения параметров связанных линий, экспериментально определялась диэлектрическая проницаемость материала листа двустороннего фольгированного стеклотекстолита, являющегося основанием полосковой платы макета. Лист имел габариты $a \times b \times h = 200 \times 175 \times 1,5$ мм³ и представлял собой плоский конденсатор. Заявленная производителем диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита – не более 5,4 на 1 МГц. Измеренная ёмкость этого конденсатора составила $C = 1070$ пФ. Отсюда вычисление реального значения относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r стеклотекстолита легко выполняется по известной формуле $\epsilon_r = Ch/\epsilon_0 ab$, где $\epsilon_0 = 8,854$ пФ/м – абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума:

$$\epsilon_r = \frac{1070 \times 1,5 \times 10^{-3}}{8,854 \times 200 \times 10^{-3} \times 175 \times 10^{-3}} = 5,18.$$

Ширина микрополосковых линий была одинаковой и составляла $w_1 = w_2 = 2,35$ мм, зазор между полосками $s = 0,65$ мм, ширина макета $d = 25$ мм. Для того, чтобы минимизировать погрешность измерений, возникающую из-за подводящих линий, длина самого отрезка связанных линий была выбрана достаточно большой – $l = 200$ мм. Макет изготовлен методом механического фрезерования, его фотография показана на рисунке 4.2.



а)

б)

Рисунок 4.2 – Связанные микрополосковые линии (СМПЛ): (а) – фото фрагмента отрезка СМПЛ; (б) – макет двух отрезков СМПЛ (одинаковых и неодинаковых) на печатной плате.

Расчет погонных параметров методом конформных отображений

Использован подход моделирования микрополосковых структур численно-аналитическим методом конформных преобразований. Вычисление погонных параметров МПЛ осуществлялось с помощью нескольких последовательных конформных отображений на канонические области круг и верхнюю полуплоскость с использованием ИКШ [32, 58, 85].

Расчет погонных параметров направлен на определение емкостей линий передачи при чётном и нечетном возбуждениях, при реальном и воздушном диэлектрических заполнениях, из которых выражаются собственная и взаимная частичные емкости, описание расчетов описано в статье [33]. При описанных выше размерах конструкции связанных микрополосковых линий и диэлектрической проницаемости материала платы $\epsilon_r = 5,18$ расчётные погонные параметры оказались следующими:

$$C = \begin{bmatrix} 131,3 & -23,6 \\ -23,6 & 131,3 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0,3245 & 0,0916 \\ 0,0916 & 0,3245 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м.}$$

Полученные данные будут использованы при сопоставлении с результатами эксперимента.

Прямые измерения собственных параметров (емкостей, индуктивностей) отрезка линий.

Измерения параметров отрезка линий передачи проводились с помощью прецизионного измерителя LCR Agilent E4980A с погрешностью $\pm 0,5\%$.

Так как изначально используется макет с симметричными проводниками, то для определения элементов главной диагонали – собственных параметров матриц C и L – используем режимы, учитывающие симметрию [73]. При измерении собственной

ёмкости одной из линий выполняется короткое замыкание (КЗ) второй линии. При измерении собственной индуктивности одной из линий, она замыкается на землю на дальнем конце, а ближний конец другой линии находится в режиме холостого хода (ХХ). Схемы подключений представлены на рисунке 4.3 а и б, соответственно. Результаты измерений для отрезка микрополосковых линий оказались следующими $C_{11} = C_{22} = 27,2$ пФ, $L_{11} = L_{22} = 0,0645$ мкГн.

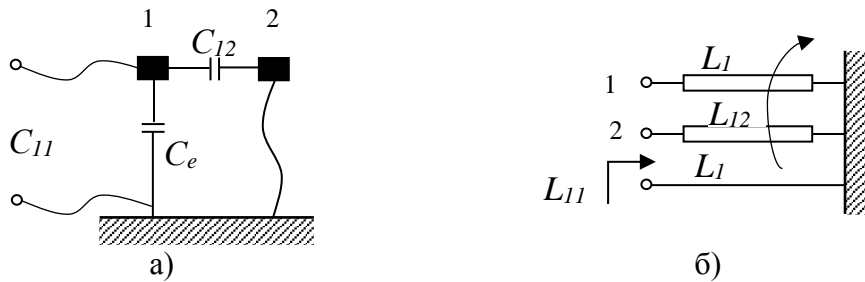


Рисунок 4.3 – Схемы прямых измерений собственных параметров связанных линий: (а) – ёмкость; (б) – индуктивность.

Косвенные измерения взаимных параметров (ёмкостей, индуктивностей) отрезка линий.

Для определения взаимных параметров, являющихся элементами побочных диагоналей матриц C и L , в измерениях также используются режимы КЗ и ХХ, но в иных комбинациях. Взаимные параметры находятся из косвенных измерений с дополнительной обработкой. При определении взаимной ёмкости, предварительно выполняется межлинейное короткое замыкание, и измеряется ёмкость этого параллельного соединения $C_{||}$. При определении взаимной индуктивности между линиями, они предварительно замыкаются между собой на дальнем конце, и измеряется индуктивность этого встречно-последовательного соединения L_{\uparrow} . Схемы подключений представлены на рисунке 4.4 а и б, соответственно.

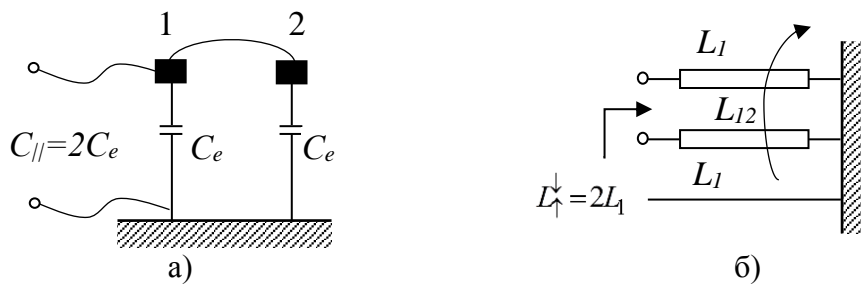


Рисунок 4.4 – Схемы косвенных измерений взаимных параметров связанных линий: (а) – ёмкость; (б) – индуктивность.

Заметим, что при косвенных измерениях значение искомой величины получают на основании известной зависимости, связывающей ее с другими величинами, подвергаемыми прямым измерениям. Итак, опираясь на известные зависимости, находим взаимную ёмкость отрезка:

$$C_{12} = C_{11} - C_e = C_{11} - \frac{C_{\parallel}}{2};$$

$$C_{\parallel} = 45,3 \text{ пФ}; C_{12} = 27,2 - \frac{45,3}{2} = 4,57 \text{ пФ}.$$

Взаимная индуктивность находится аналогично из следующего соотношения:

$$L_{12} = L_{11} - L_1 = L_{11} - \frac{L_{\uparrow}^{\downarrow}}{2};$$

$$L_{\uparrow}^{\downarrow} = 0,092 \text{ мкГн}; L_{12} = 0,0645 - \frac{0,092}{2} = 0,0185 \text{ мкГн}.$$

Найденные величины делятся на известную длину проводников – 0,2 м, что позволяет получить значения элементов матриц погонных емкостей и индуктивностей связанных линий:

$$C = \begin{bmatrix} 136,15 & -22,85 \\ -22,85 & 136,15 \end{bmatrix} \text{ пФ/м},$$

$$L = \begin{bmatrix} 0,3225 & 0,0925 \\ 0,0925 & 0,3225 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м}.$$

В таблице 4.1 представлен сравнительный анализ полученных данных в результате эксперимента и расчета исследуемой структуры методом конформных отображений с использованием ИКШ, а также методом моментов (программа LINPAR).

Таблица 4.1 – Сравнение результатов расчётов с экспериментом.

| Элементы матриц | Метод конформных отображений [33] | Метод моментов (LINPAR) | Эксперимент |
|--|-----------------------------------|-------------------------|-------------|
| Матрица погонных емкостей (пФ/м) | | | |
| $C_{11} = C_{22}$ | 131,3 | 130,3 | 136,15 |
| $C_{12} = C_{21}$ | 23,6 | 22,7 | 22,85 |
| Матрица погонных индуктивностей (мкГн/м) | | | |
| $L_{11} = L_{22}$ | 0,3245 | 0,3299 | 0,3225 |
| $L_{12} = L_{21}$ | 0,0916 | 0,0962 | 0,0925 |

Из полученных данных видно, что расхождения между исследуемой методикой, альтернативным методом и экспериментом незначительны, а процесс вычисления не трудоемок и не требует значительных вычислительных ресурсов, что позволяет утверждать о целесообразности использования методики моделирования полосковых линий передачи, представленной в данной диссертационной работе.

4.2 Измерение S-параметров симметричных связанных микрополосковых линий

Одним из основных показателей характеристик НО, частный случай применения симметричных связанных микрополосковых линий, является матрица S-параметров, которая позволяет наиболее полно оценить разницу между расчетными и экспериментальными данными.

Расчетные характеристики

Как и в предыдущем разделе рассчитывается двухпроводная микрополосковая линия с теми же параметрами конструкции.

Использована методика моделирования микрополосковых линий с применением конформных отображений. Из полученных матриц погонных емкостей и индуктивностей вычисляем S-параметры для исходной структуры (рисунок 4.5). Расчет произведен в среде MATLAB.

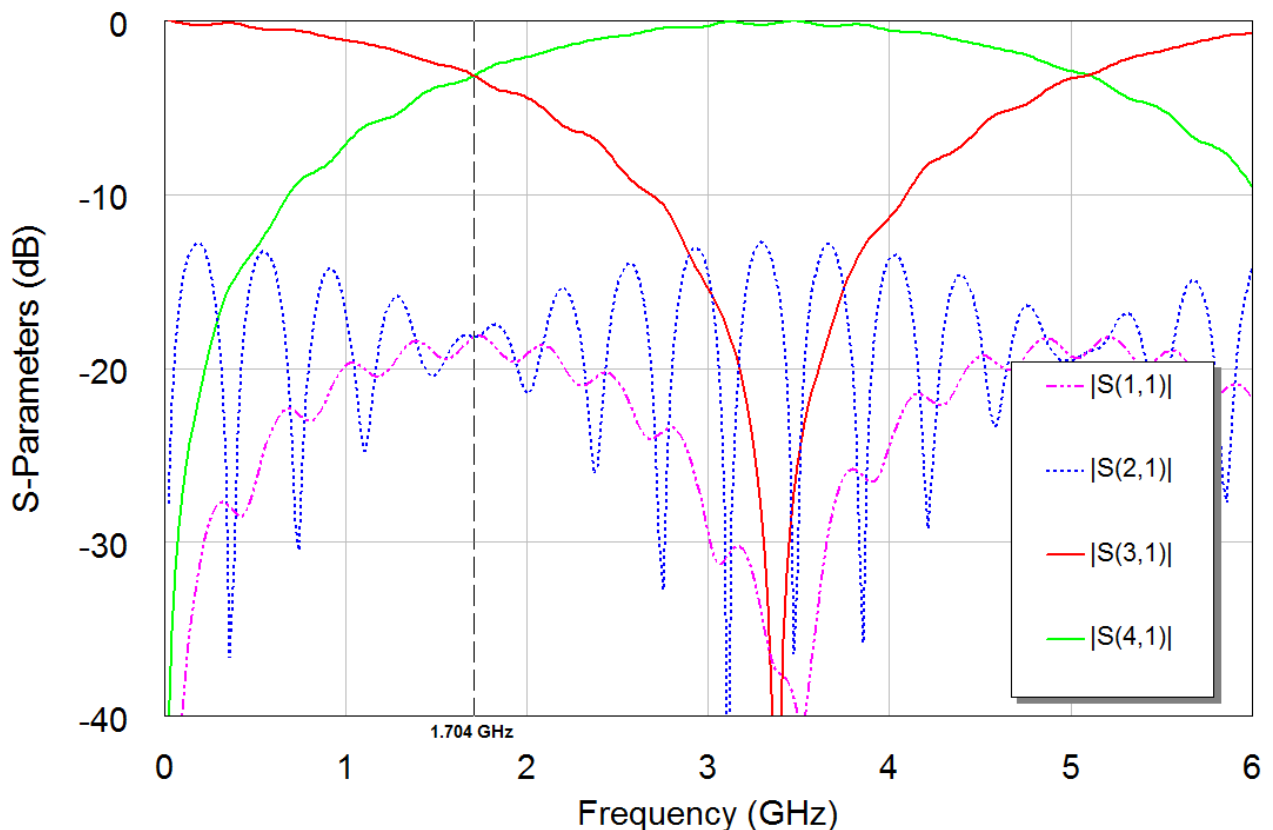


Рисунок 4.5 – Расчетные характеристики.

Экспериментальные характеристики

Для расчета спроектирован макет сонаправленного ответвителя в виде двухпроводной микрополосковой линии, результаты расчетов приведены выше (рисунок

4.5). Замеры проводились на векторном анализаторе цепей (измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения) «Обзор–804/1». Результаты представлены на рисунке 4.6.

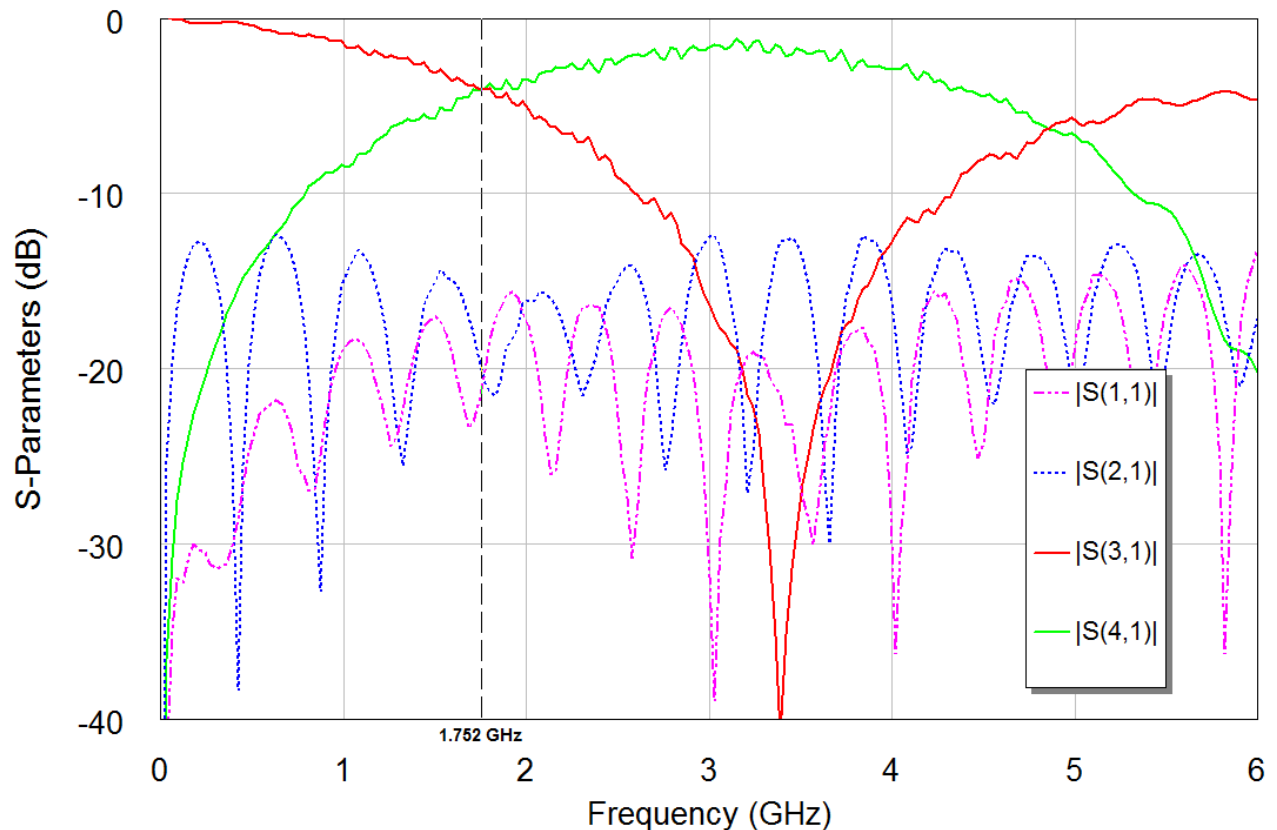


Рисунок 4.6 – Экспериментальные характеристики.

Как видно из графиков, получили достаточно малое расхождение расчетов с результатами эксперимента. Расхождения по частоте составляет 3%, по амплитуде 20%.

4.3 Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона

Исследуется каскадное соединение разнородных типов ответвителей. В моделируемом трехкаскадном ответвителе центральная секция с сильной связью (1 дБ) является транснаправленной, две крайние секции со слабой связью (12 дБ) – противонаправленные. Результирующий ответвитель становится транснаправленным с 3 дБ связью. В транснаправленной секции использовались линии, выполненные на вертикальной вставке из керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. Был изготовлен прототип, предназначенный для работы в X-диапазоне (8–12 ГГц), показавший приемлемые характеристики [58, 86].

В последнее время некоторые исследователи обратили своё внимание на малоизученный тип направленных ответвителей – транснаправленный, реализованный с

использованием межлинейных шунтирующих конденсаторов [59]. И в этом году впервые была предложена новая конструкция ТРНО на сильно связанных линиях с вертикальной вставкой [58, 87] (рисунок 4.7), несмотря на то, что противонаправленные ответвители с вертикальными элементами известны достаточно давно [88]. Уникальной особенностью ТРНО является то, что в полосе рабочих частот входной сигнал в нём почти не достигает дальнего конца основной линии, а поступает на ближний и дальний концы связанной линии. И как следствие, главное достоинство ТРНО – полная гальваническая развязка входного плеча 1 от двух выходных плеч 2 и 4 (см. рисунок 4.7), что позволяет упростить схему и конструкцию ответвителя и избежать нежелательных перемычек в большинстве устройств, построенных на его основе.

Технология монтажа вертикальной вставки является достаточно отлаженной и относится к варианту технологии монтажа поверхностно-монтажных компонентов (ПМК, SMD).

Однако, по ширине полосы рабочих частот ТРНО уступает обычным противонаправленным ответвителям (ПРНО) на связанных линиях с уравновешенной связью. Также, известно, что каскадирование ПРНО ведёт к расширению их полосы частот. При этом использование такого же подхода к ТРНО (т.е. каскадного соединения) ранее не рассматривалось. По-видимому, главной причиной этого является невозможность создания ТРНО со слабой связью, требуемой для крайних секций секционированного ответвителя.

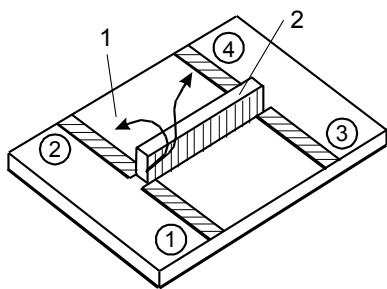


Рисунок 4.7 – Конструкция ТРНО на связанных линиях с вертикальной вставкой: 1 – горизонтальная плата; 2 – вертикальная вставка.

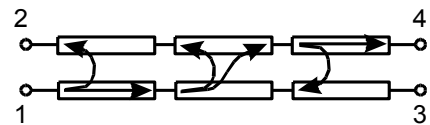


Рисунок 4.8 – Схема трёхкаскадного транснаправленного ответвителя.

Исходя из этих соображений, в данной работе предлагается многокаскадная схема, содержащая как сильно связанный ТРНО в центре, так и слабо связанные ПРНО по краям (рисунок 4.8). При этом не совсем очевидно, какие физические явления будут

происходить при таком каскадировании ТРНО и ПРНО. Также возникает важный практический вопрос – насколько расширится полоса рабочих частот? И ещё, применима ли технология ПМК при создании ТРНО в довольно высокочастотном X-диапазоне (8–12 ГГц)?

Схемная модель ответвителя. Результаты численного моделирования.

На предварительном этапе исследования достаточно продуктивный подход состоит в построении электрической схемы ТРНО и её анализе в частотной области. Схемное моделирование реализуется в коммерчески доступной системе AWR Microwave Office.

Взятые за базу для сравнения схемные проектные параметры одиночного ТРНО были следующими: длина отрезка связанных линий – 4 мм; характеристический импеданс – 41 Ом; электромагнитная связь – 2,8 дБ; диэлектрические проницаемости при чётном и нечётном возбуждениях – 3,5 и 31,5, соответственно. Рассчитанные амплитудно- и фазочастотные характеристики одиночного ТРНО при выбранных проектных параметрах дали следующие параметры частотного отклика: полоса рабочих частот 8,8–11,2 ГГц (24%), амплитудный баланс между выходными плечами 2 и 4 2,8–3,4 дБ, фазовый баланс между плечами 2 и 4 $\pm 1,2$ град, уровень развязки и возвратных потерь – не хуже 20 дБ.

Проектные схемные параметры трёхкаскадного ТРНО были взяты следующими (рисунок 4.9). Параметры центральной секции: длина отрезка линии – 4 мм; характеристический импеданс – 60 Ом; электромагнитная связь – 1 дБ; диэлектрические проницаемости при чётном и нечётном возбуждениях – 3,5 и 31,5, соответственно. Параметры крайних секций: длина отрезка линий – 4 мм; характеристический импеданс – 60 Ом; электромагнитная связь – 12 дБ; диэлектрические проницаемости одинаковые для чётного и нечётного возбуждений – 3,5.

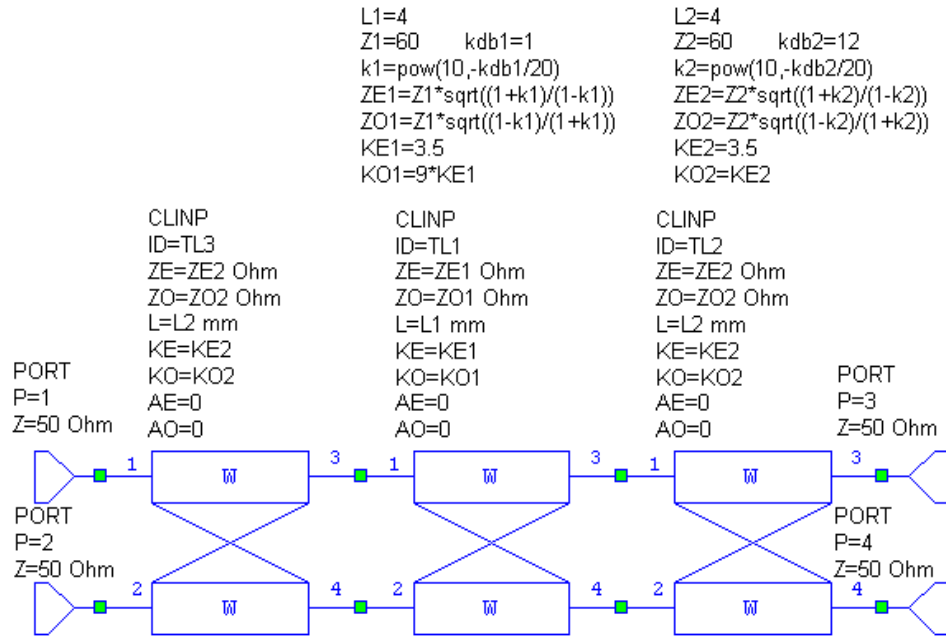


Рисунок 4.9 – Электрическая схема трёхкаскадного транснаправленного ответвителя.

В результате при заданных проектных параметрах расчётные частотные характеристики трёхкаскадного ТРНО оказались следующими (рисунок 4.10). Полоса рабочих частот 8–12 ГГц (40%), т.е. полоса в сравнении с одиночной ТРНО-секцией расширилась на 16%, амплитудный баланс между выходными плечами 2 и 4 составил 2,7–3,5 дБ, фазовый баланс между плечами 2 и 4 ($90 \pm 0,7$) град, уровень развязки и возвратных потерь – лучше 20 дБ.

Представленные расчёты характеризуют идеализированный схемный вариант построения трехкаскадного ТРНО без привязки к параметрам конструкции связанных линий.

Моделирование конструкции связанных линий.

Следующий шаг состоял в проектировании конструкции по отдельным каскадам. Заметим, что конструкция секции ТРНО для моделирования довольно сложна и является трёхмерной, поэтому коммерчески доступная САПР Microwave Office не способна осуществить её анализ. САПР 3D-моделирования CST Microwave Studio могла бы справиться с задачей, но с большими временными затратами, т.к. электромагнитные расчёты трёхмерных структур являются «долгоиграющими».

Исходя из этих соображений, применялся квазистатический подход в виде комбинированного метода частичных емкостей и конформных отображений [3]. Конформные отображения многоугольных областей поперечного сечения полосковых

структур выполнялись с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца, вычисление которого осуществлялось с использованием пакета SC Toolbox [9].

Моделирование включало анализ и оптимизацию конструкции каждой секции по частотному отклику и проводилось в среде MATLAB. Методика компьютерного моделирования реализована как для связанных линий с вертикальной вставкой, т.е. сильно-связанной центральной секции ТРНО [70], так и для микрополосковых слабосвязанных крайних секций ПРНО [28, 36, 73].

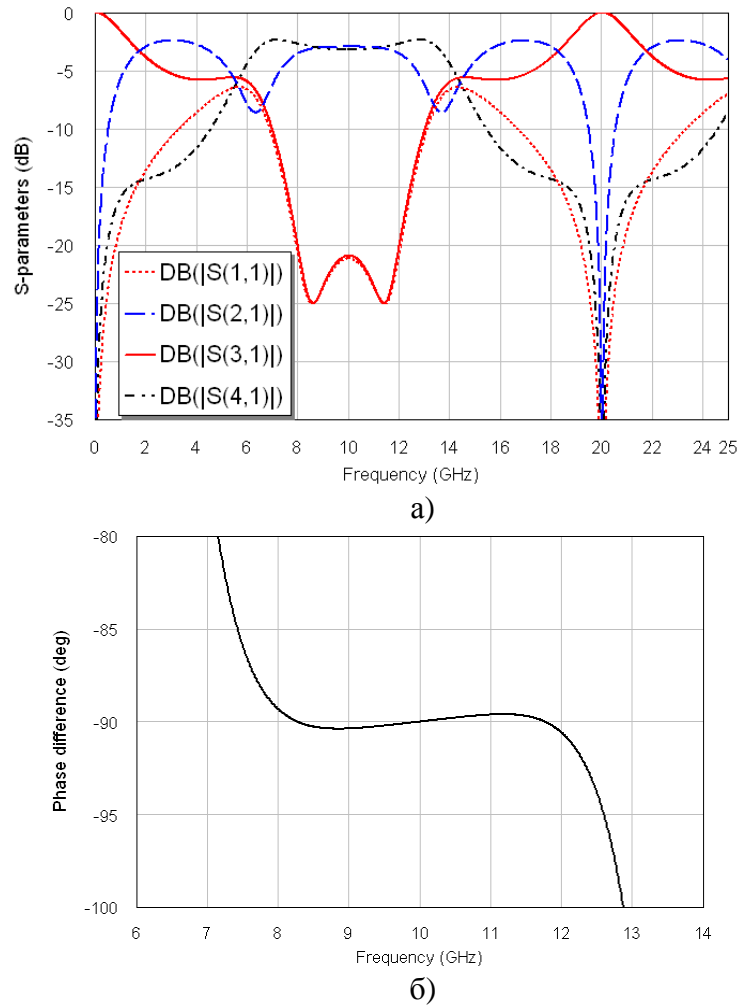


Рисунок 4.10 – Рассчитанные частотные зависимости параметров рассеяния схемной модели трёхкаскадного ТРНО:

(а) – модули комплексных S -параметров; (б) – разность фаз между портами 2 и 4.

Результаты эксперимента.

С целью экспериментальной проверки работоспособности и эффективности предложенного трёхкаскадного ответвителя был изготовлен прототип (рисунок 4.11, а) со следующими параметрами конструкции. Габариты подложки – $12 \times 24 \times 1$ мм³; расстояние между осями высокочастотных разъёмов 15 мм; материал горизонтальной диэлектрической подложки ФЛАН-5 (диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 5$) от ЗАО

«Завод «Молдавизолит»». Ширина подводящих микрополосковых линий $w = 1,5$ мм. Размеры связанных линий, на которых построены крайние секции противонаправленных ответвителей: ширина линий $w_{\text{СЛ}} = 1,8$ мм; зазор между ними $s = 0,5$ мм; длина $\ell_{\text{СЛ}} = 4,7$ мм. Вертикальная вставка, на которой построена центральная секция трёхкаскадного ответвителя, имела следующие свойства: материал – керамика с высокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 44$; высота вставки (ширина линий) $w_{\text{VIP}} = 0,8$ мм; толщина $h_{\text{VIP}} = 0,5$ мм; длина $\ell_{\text{VIP}} = 4,1$ мм. Длина области пайки – по 0,5 мм с краёв.

Для этого макета измеренные зависимости S-параметров от частоты оказались следующими (рисунок 4.11, б): в полосе рабочих частот 8,3–12,75 ГГц ($10,5 \pm 2,2$ ГГц ($\pm 21\%$), т.е. 42%), величина возвратных потерь $|S_{11}|$ лучше 13,3 дБ и развязка $|S_{31}|$ лучше 16,1 дБ; связь на ближнем и на дальнем концах – $|S_{21}| = 3,5$ дБ и $|S_{41}| = 5,5$ дБ, соответственно; амплитудный и фазовый баланс между выходными плечами 2 и 4 – ($4,25 \pm 1,25$) дБ и (90 ± 9)° соответственно.

При сопоставлении расчёта и эксперимента наблюдается качественное согласие результатов. Однако, при этом следует иметь ввиду то обстоятельство, что при моделировании не учитывались параметры коаксиально-полосковых переходов (разъёмов), и результаты эксперимента приведены без деэмбединга, т.е. без исключения паразитного влияния коаксиальных соединителей и возможной несогласованности подводящих линий.

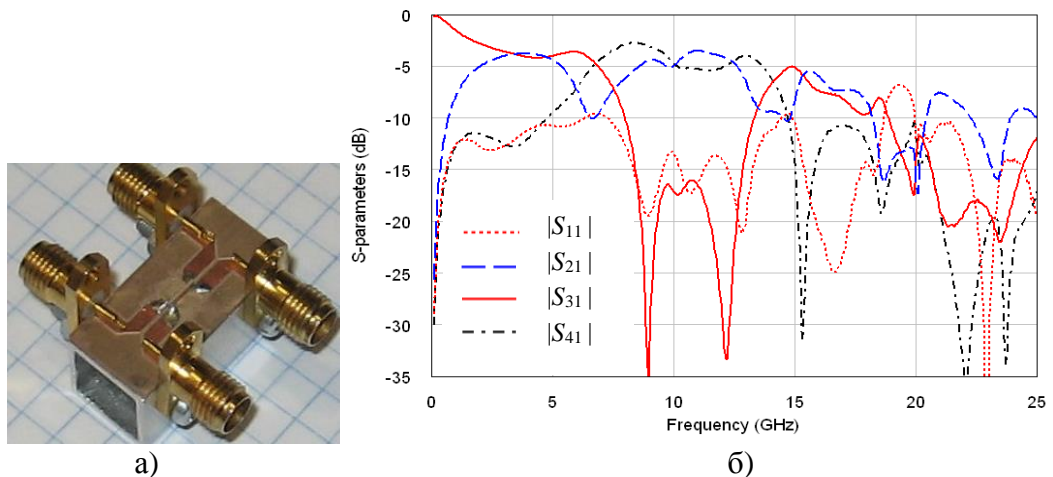


Рисунок 4.11 – Конструкция трёхкаскадного ТРНО (а) и измеренные его частотные зависимости параметров рассеяния (б).

Также следует учитывать высокую сложность трёхкаскадной структуры и чрезвычайную неуравновешенность электромагнитной связи центрального каскада, имеющего отношение модальных диэлектрических проницаемостей близкое к девяти.

Поэтому эти первые результаты можно считать обнадеживающими, т.к. они показывают перспективность предлагаемого направления исследований – создание направленных ответвителей, построенных на явлении транснаправленности в связанных линиях с нечётно-кратным (тремякратным и более) отношением модальных скоростей.

4.4 Выводы

1) Представлена методика измерения погонных параметров симметричных (одинаковых) связанных линий с использованием *LC*-метра.

2) Разработан и изготовлен макет четырехпортового (восьмиполусного) устройства, содержащего отрезок одинаковых связанных микрополосковых линий. С использованием измерителя LCR Agilent E4980A из четырех схем измерений определены его погонные параметры (емкости и индуктивности, собственные и взаимные).

3) Проанализированы результаты измерений и компьютерных вычислений, базирующихся на методе конформных отображений с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца. Данные эксперимента и численного моделирования имеют расхождения. Погрешности в экспериментальных значениях емкостей и индуктивностей объясняются неучтенным влиянием открытого конца МПЛ и индуктивностями закорачивающих перемычек. Учёт указанных факторов на следующем этапе исследования позволит увеличить точность измерений.

4) Методика измерений может быть обобщена и на случай несимметричных (неодинаковых) связанных линий.

5) Расхождение результатов незначительное, следовательно, использование предложенной методики позволяет с достаточной точностью смоделировать исходные структуры с задействованием сравнительно небольших вычислительных ресурсов и за короткий промежуток времени за счет меньшего количества шагов в алгоритме.

6) Представленный результат измерения *S*-параметров в сравнении с расчетными характеристиками с использованием метода конформных отображений отображает высокую точность методики, исследуемой в данной диссертационной работе.

7) Также была предложена схема и конструкция трёхкаскадного транснаправленного ответвителя на связанных линиях. Такой тип ответвителя имеет полную гальваническую развязку входного плеча и двух выходных плеч, при этом сами выходные плечи гальванически соединены и являются ближним и дальним концом одной и той же линии передачи.

8) При каскадировании центральной сильно связанной транснаправленной секции и крайних слабосвязанных противонаправленных секций, результирующий трёхкаскадный ответвитель сохраняет свойства центральной секции и является транснаправленным.

9) Компьютерное моделирование показало, что при заданном уровне развязки и возвратных потерь 20 дБ полоса рабочих частот трёхкаскадного ТРНО достигает 40%, т.е. на 16% шире, чем для одиночной секции ТРНО, взятой для сравнения.

10) Впервые экспериментально продемонстрирована возможность создания транснаправленного ответвителя, изготовленного по технологии поверхностного монтажа, с приемлемыми частотными характеристиками в сантиметровом X-диапазоне (8–12 ГГц).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты, полученные в ходе диссертационной работы, сводятся к следующему:

1) Впервые для моделирования открытых многопроводных микрополосковых линий конечной толщины применяются методики частичных емкостей и конформных отображений. Для построения новой модели вводится концепция магнитных разрезов, которые позволяют многосвязную область поперечного сечения свести к односвязной. Полученная многоугольная область конформно отображается аналитическим преобразованием Кристоффеля–Шварца, которое реализуется в форме компьютерных численных процедур. Новая методика реализуется в системе MATLAB и имеет высокую точность.

2) Введение разрезов с помощью эмпирического подхода подразумевает понимание физического смысла распространения электромагнитных полей при проектировании СВЧ-устройств, что позволяет наиболее качественно достичь требуемого результата.

3) Обобщена и предложена методика учета неоднородности диэлектрического заполнения сложных волноведущих структур.

4) На основании полученных методик и алгоритмов разработан ряд программных продуктов, которые позволяют моделировать волноведущие структуры, как со сложным поперечным сечением, так и обычные МПС.

5) На базе разработанных программных реализаций исследованы и промоделированы новые конструкции устройств на связанных линиях – импульсный расщепитель и транснаправленный ответвитель.

6) Исследована и подтверждена работоспособность полученной методики в сравнении с существующими методами анализа волноведущих структур.

7) Предложен новый транснаправленный ответвитель на связанных линиях на основе вертикально установленной платы без шунтирующих конденсаторов. Такой тип ответвителя имеет полную гальваническую развязку входного плеча и двух выходных плеч, при этом сами выходные плечи гальванически соединены и являются ближним и дальним концом одной и той же линии передачи. Прототип ответвителя спроектирован и изготовлен. Результаты эксперимента хорошо согласуются с вычислениями на основе методики численных конформных отображений. Получен патент на изобретение.

8) Представлены новая схема и конструкция импульсного расщепителя на связанных линиях, который позволяет разложить сверхкороткий (менее 1 нс) входной импульс на два субимпульса равной амплитуды с заданным временным разнесом между ними. Получен патент на изобретение и полезную модель.

9) Разработана вспомогательная методика расчета и перехода между базисными параметрами одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью. Для практического применения был разработан программный продукт, позволяющий наглядно выбрать необходимый базис и перейти к альтернативному. Получены 2 акта внедрения и свидетельство о регистрации программы.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- ВВ – вертикальная вставка.
- ИКШ – интеграл Кристоффеля-Шварца.
- ИС – интегральная схема.
- КЗ – короткое замыкание.
- КО – конформное отображение.
- ЛЛС ВП – линия с лицевой связью на вертикальной подложке.
- МКО – метод конформных отображений.
- МПЛ – микрополосковая линия.
- МПС – микрополосковая структура.
- МЧЕ – метод частичных емкостей.
- МЧЕКО – метод частичных емкостей и конформных отображений.
- МЧКП – метод численных конформных преобразований.
- НО – направленный ответвитель.
- ОЗКЛ – копланарная линия передачи с ограниченным заземлением.
- ПЛ – полосковая линия.
- ПМК – поверхностно-монтируемые компоненты.
- ПРН – противонаправленный.
- ПРНО – противонаправленный ответвитель.
- САПР – система автоматизированного проектирования.
- СЛ – связанные линии.
- СМПЛ – связанные микрополосковые линии.
- СОН – сонаправленный.
- ТРН – транснаправленный.
- ТРНО – транснаправленный ответвитель.
- ТФКП – теории аналитических функций комплексного переменного.
- ХХ – холостой ход.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проханов А.В. Большая физическая энциклопедия в 5-ти томах / А.В. Проханов. М.: Советская энциклопедия, 1988. – 1 т.
2. Нефедов Е.И. Полосковые линии передачи. Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ / Е.И. Нефедов, А.Т. Фиалковский. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука, 1980. – 311 с.
3. Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур / А.Н. Сычев. – Томск: Томск. Гос. Ун-т систем упр. И радиоэлектроники, 2007. – 138 с.
4. Лекции по копланарным линиям [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://fep.tti.sfedu.ru/russian/kes/subjects/kmst/lecture_23.doc.
5. Проектирование полосковых устройств СВЧ : учебное пособие. – Ульяновск: Изд-во Ульяновского государственного технического университета, 2001. – 123 с.
6. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.
7. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ / М.А.Р. Ганстон, под ред. А.З. Фрадина. – М.: Связь, 1976. – 152 с.
8. Wadell В.С. Transmission line design handbook / В.С. Wadell. – Norwood: Artech House Inc, 1991. – 513 p.
9. Driscoll Т.А. Schwarz–Christoffel mapping / Т.А. Driscoll, L.N. Trefethen. – Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2002. – 132 p.
10. Crowdy D.G. The Schwarz–Christoffel mapping to bounded multiply connected polygonal domains / D.G. Crowdy // Proc. of the Royal Society A-461. – 2005. – P. 2653-2678.
11. Wan C. Analytically and accurately determined quasi-static parameters of coupled microstrip lines / C. Wan // IEEE Trans. – 1996. – V.MTT-44. – N 1. – P. 75–80.
12. Wan C. Accurate solution of periodic microstrips for digital applications / C. Wan, J.-X. Zheng // IEEE Trans. – 2003. – V.MTT-51. – N 3. – P. 1003–1008.
13. Ghione G. Revisiting the partial-capacitance approach to the analysis of coplanar transmission lines on multilayered substrates / G. Ghione, M. Goano // IEEE Trans. – 2003. – Vol. MTT-51, N 9. – P. 2007–2014.

14. Лаврик В.И. Конформные отображения физико-топологических моделей / В.И. Лаврик, В.П. Фильчакова, А.А. Яшин. – Киев: Наукова думка, 1990. – 376 с.
15. Иоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – 2-е изд. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
16. Яшин А.А. Разработка элементарной базы микроэлектронных устройств с использованием геометрических методов ТФКП / А.А. Яшин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 6. – С. 16-33.
17. Фальчаков П.Ф. Приближенные методы конформных отображений: спр. руководство / П.Ф. Фальчаков. – Киев: Наукова думка, 1964. – 523 с.
18. Сычёв К.А. Разработка численного метода конформного отображения и его применения в вычислительной гидродинамике: автореф. дис.. канд. техн. наук : 01.02.05 / Сычев Константин Александрович. – Томск, 2001. – 24 с.
19. Колесников И.А. Конформные отображения канонических : дис. ... канд. физ.-мат. наук : 01.01.01 / Колесников Иван Александрович. – Томск, 2014. – 106 с.
20. Trefethen L.N. SCPACK ver.2. USER'S GUIDE [Электронный ресурс] / L.N. Trefethen – Режим доступа: <http://www.netlib.org/conformal/scdoc>, свободный (дата обращения: 31.08.2012).
21. Driscoll T.A. Schwarz–Christoffel Toolbox User's Guide [Электронный ресурс] / Т. А. Driscoll. – Режим доступа: <http://www.math.udel.edu/~driscoll/SC/guide.pdf>.
22. Конформные отображения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://natalibrilenova.ru/blog/1353-konformnye-otobrazheniya.html>.
23. Ghione G. An efficient, CAD-oriented model for the characteristic parameters of multiconductor buses in high-speed digital GaAs ICs / G. Ghione // Analog integrated circuits and signal processing. – Boston. – 1994. – Vol. 5. – P. 67-75.
24. Driscoll T.A. Algorithm 756: A MATLAB toolbox for Schwartz–Christoffel mapping / Т.А. Driscoll // ACM Transactions on Mathematical Software. – 1996. – Vol. 94, N 1. – P. 17-47.
25. Стручков С.М. Многоязычное приложение для моделирования многомодовых полосковых структур методом комфортных отображений / С.М. Стручков // Научная

- сессия ТУСУР–2014. Материалы конференции. – Томск: В-Спектр, 2014: В 5 частях. – Ч. 4. – С. 107-109.
26. Сычев А.Н. Создание мультязычной программной системы, реализующей численные конформные преобразования Кристоффеля-Шварца для моделирования микрополосковых СВЧ структур / А.Н. Сычев, В.А. Шестаков // Электронные средства и системы управления. Материалы междунар. науч.–практ. конф. – Томск: 2012. – Ч. 2. – С. 19-23.
27. Wheeler H.A. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheets / H.A. Wheeler // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1965. – Vol. MTT-13. – P. 172-185.
28. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, M.A. Chekalin et al. // European Microwave Week 2013 Conf. Proc. – Eur. MC 2013. – 6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. – P. 1107–1110.
29. Zehentner J. Characteristic impedance and effective permittivity of modified microstrip line for high power transmission / J. Zehentner // IEEE Trans. on MTT. – 1987. – Vol. 35, No. 7. – P. 615–620.
30. Using Intel® Visual Fortran to Create and Build Windows*-Based Applications. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://software.intel.com/sites/products/documentation/hpc/composerxe/en-us/fortran/win/pdf/Creating_Fortran_Win_Apps.pdf.
31. Троелсен Э. Язык программирования C# 2010 и платформа.NET 4 / Э.Троелсен. – 5-е изд. – Вильямс, 2011. – 1392 с.
32. Стручков С.М. Вычисление погонных параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач различных видов / С. М. Стручков, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления. Материалы междунар. науч.–практ. конф. – Томск: 2012. – Ч. 2. – С. 28-31.
33. Стручков С.М. Вычислительные особенности моделирования структур МПЛ методом отображений Кристоффеля—Шварца на различные канонические области / С.М. Стручков, А.Н. Сычев // КрыМиКо'2015, Севастополь, 9-13 сентября 2015 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 127-128.

34. Свид. № 2014616898 РФ. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Программа автоматизированного вычисления частотных характеристик отрезка полосковых линий передачи различных типов MCLDesigner / Стручков С.М., Сычев А.Н., заявитель и правообладатель Стручков С.М., Сычев А.Н. – № 2014613583/69; заявл. 17.01.14; опубл. 08.07.14, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
35. Сычев А.Н. Новая аналитическая модель многопроводных связанных микрополосковых линий / А.Н. Сычев, М.А. Чекалин, С.М. Стручков, В.А. Шестаков // КрыМиКо'2013, Севастополь, 9-13 сентября 2013 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 701-702.
36. Sychev A.N. Combining the Partial-Capacitance and the Conformal Mapping Techniques for Analysis of the Multiconductor Microstrip Lines / A.N. Sychev , M.A. Chekalin , S.M. Struchkov // European Microwave Week 2014 Conf. Proc. – Eur. MC 2014. – 6-9 Oct. 2014, Rome, Italy. – P. 410–413.
37. Kochaniv E.S. Parasitic capacitances in printed wiring of radio equipment / E.S. Kochaniv // Telecommun. Radio Eng. – 1967. – Vol. 22, N 7. – P. 129-132.
38. Veyres C. Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions / C. Veyres, V. Fouad-Hanna // Int. J. Electron. – 1980. – Vol. 48. – P. 47-56.
39. Carsson E. Conformal mapping of the field and charge distributions in multilayered substrate CPW's / E. Carsson, S.S. Gevorgian // IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech. – 1999. – Vol. 47. – P. 1544-1552.
40. Chen E. Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and experiments / E. Chen, S. Y. Chou // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1997. – Vol. 45. – P. 939-945.
41. Sychev A.N. A model of the shielded multiconductor microstrip lines on double-layer substrate—A novel approach / A.N. Sychev // in Microwave Electronics: Measurements, Identification, Application Conf. – Novosibirsk, 2001. – P. 77-81.
42. Linner L.J.P. A method for the computation of the characteristic immittance matrix of multiconductor striplines with arbitrary widths / L.J.P. Linner // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1974. – Vol. 22. – P. 930-937.

43. Chang F.Y. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium / F.-Y. Chang // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT-18, N 9. – P. 616-626.
44. Bernal J. Quick quasi-TEM analysis of multiconductor transmission lines with rectangular cross section / J. Bernal, F. Medina, M. Horno // IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech. – 1997. – Vol. 45, N 9. – P. 1619-1626.
45. Сычев А.Н. Новый импульсный расщепитель на связанных линиях / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, В.Н. Путилов, М.А. Чекалин, В.А. Шестаков // КрыМиКо'2012, Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 520-521.
46. Пат. № 2501159 РФ, МПК H03K 5/156. Импульсный расщепитель на связанных линиях / А.Н. Сычев, Шестаков В.А., Стручков С.М. и др. / Патентооблад. ТУСУР. – заявка № 2012 111828/07, заявл. 27.03.2012, опубл. 10.12.2013. – Бюл. № 34. – 7 с.
47. Сычев А.Н. Численные конформные преобразования для моделирования связанных круглых проводников со смещением в круглом экране / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, В.Н. Путилов, М.А. Чекалин // КрыМиКо'2014, Севастополь, 7-13 сентября 2014 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 125-126.
48. Сычев А.Н. Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микроэлектронных устройств / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24). – Ч.3. – С. 77-84.
49. Красноперкин В.М. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи / В. М. Красноперкин, Г.С. Самохин, Р.А. Силин // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 7 (355). – С. 3-8.
50. Gilb J.P. Pulse distortion on multilayer coupled microstrip lines / J.P. Gilb, C.A. Balanis // IEEE Trans. – 1989. – Vol. 37, N 10. – P. 1620-1628.
51. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: ТГУ, 2007. – 152 с.
52. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
53. Ицхоки Я.С. Импульсные и цифровые устройства / Я.С. Ицхоки, Н.И. Овчинников. – М.: Сов. радио, 1972. – 592 с.

54. Маттей Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Г.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс; пер. с англ. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
55. Пат. № 128803 РФ, МПК Н 03 К Импульсный расщепитель на связанных линиях / А.Н. Сычев, Шестаков В.А., Стручков С.М. и др. / Патентооблад. ТУСУР. – заявка № 2013 111828/07, заявл 10. 01.2013, опубл. 27.05.2013. – Бюл. № 17. – 7 с.
56. Lourandakis E., Weigel R., Mextorf H., Knoechel R. Circuit Agility / E. Lourandakis, R. Weigel, H.Mextorf, R.Knoechel // IEEE Microwave Magazine. – 2012. – Vol. 13, N 1. – P. 111-121.
57. Vogel R.W. Analysis and design of lumped- and lumped-distributed element directional couplers for MIC and MMIC applications / R.W. Vogel // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1992. – Vol. 40, No. 2. – P. 253-262.
58. Сычев А.Н. Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // КрыМиКо'2015, Севастополь, 6-15 сентября 2015 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 547-549.
59. Shie C.I. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors / C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, Y.C. Chiang // IEEE Trans. Microw. Theory and Tech. – 2009. – Vol. 57, N 12. – P. 2981-2988.
60. Shie C.I. Design of CMOS quadrature VCO using on-chip trans-directional couplers / C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, Y.C. Chiang // in Proc. Progress in Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 106. – P. 91-106.
61. Turalchuk P. DC isolated directional coupler / P. Turalchuk, I. Munina, I. Vendik, J. Ni, J. Hong // in Proc. of the 44th Eur. Microw. Conf. – Rome, Italy, 2014. – P. 93-95.
62. Wang Z. A novel 3-dB trans-directional coupler with DGS and conductor-backed asymmetric coplanar waveguides / Z. Wang, H. Liu, Q. Wang // Frequenz. – 2013. – Vol. 67, Issue 3-4. – P. 67-72.
63. Liu H. Miniaturization of trans-directional coupled line couplers using series inductors / H. Liu, S. Fang, Z. Wang, Y. Zhou // in Proc. Progress in Electromagnetics Research Conf. – 2014. – Vol. 46. – P. 171-177.
64. Reed J. A method of analysis of symmetrical four port networks / J. Reed, G.J. Wheeler // IRE Trans. Microw. Theory Tech. – 1956. – Vol. 4, N 4, – P. 246-252.

65. Lehmann T. Design of quadrature directional couplers with continuously variable coupling ratios / T. Lehmann, H. Mextorf, R. Knoechel // in Proc. 38th Eur. Microw. Conf. – 2008. – P. 199-202.
66. Mextorf H. Ultra-wideband loose coupling directional couplers with high directivity / H. Mextorf, R. Knoechel // in Proc. 43th Eur. Microw. Conf. – Nuremberg, Germany, 2013. – P. 294-297.
67. Konishi Y.K. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. K. Konishi, I. Awai, Yo. Fukuoka, M. Nakajima // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1988. – Vol. 36, N 6. – P. 1057-1063.
68. Шлее В.Р. Рельефные связанные микрополос-ковые линии / В. Р. Шлее, А. В. Ефименко, М. Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6(28). – С. 1064-1071.
69. Chen H.C. Modified vertically installed planar couplers for ultrabroadband multisection quadrature hybrid / H.-C. Chen, C.-Y. Chang // IEEE Microw. and Wireless Components Letters. – 2006. – Vol. 8, N 16. – P. 446-448.
70. Sychev A.N. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.E. Dolgushin // in Proc. 20-th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2010). – Sevastopol, Crimea, 2010. – P. 636-638.
71. Пат. № 2585884 РФ, МПК Н 01 Р 5/18. Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной платой / Сычев А.Н., Стручков С.М., Путилов В.Н. и др. / Патентооблад. ТУСУР. – заявка № 2015 108565/28, заявл. 11.03.2015, опубл. 10.06.2016. – Бюл. № 16. – 10 с.
72. Сычев А.Н. Общие подходы к оптимальному проектированию интегральных СВЧ-устройств / А.Н. Сычев // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22). – Ч. 1. – С. 76-80.
73. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39-50.
74. Фельдштейн А.Л. Синтез четырёхполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

75. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи / Э.Г. Влостовский // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, вып. 4. – С. 28-35.
76. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Радио и связь, 1979. – 336 с.
77. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. 4, MTT-18. – P. 217-222.
78. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-II: Evaluation of coupled-line parameters / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. 4, MTT-18. – P. 222-228.
79. Аристархов Г.М. Анализ фильтров на связанных линиях с неравными фазовыми скоростями / Г. М. Аристархов, Ю. П. Вершинин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 9. – С. 1714-1724.
80. Беляев Б.А. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, Н.В. Лалетин, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 1. – С. 39-46.
81. Sakagami I. On analysis of pulse signal propagation based on transfer function of lumped distributed multi-branch coupled line networks / I. Sakagami // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. – 1997. – P. 1125-1128.
82. Малютин Н.Д. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибииков, И.В. Большанин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – 2(24). – Ч. 1. – С. 295-301.
83. Свид. № 2015610931 РФ. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Coupled Line Parameters / Рудый Н.Ю., Сычев А.Н., Стручков С.М., заявитель и правообладатель Рудый Н.Ю., Сычев А.Н., Стручков С.М. № 2014662544/69; заявл. 27.11.14; опубл. 21.01.15, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
84. Стручков С.М. Методика измерения погонных параметров симметричных связанных линий / С.М. Стручков, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления. Материалы междунар. науч.–практ. конф. – Томск: 2015. – Ч. 2. – С. 159-163.
85. Стручков С.М. Программные средства для расчета частотных характеристик отрезка микрополосковых линий передач различных типов / С.М. Стручков // Электронные

- средства и системы управления. Материалы междунар. науч.–практ. конф. – Томск: 2014. – Ч. 1. – С. 153-156.
86. Сычев А.Н. Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4 (38). – С. 12-16.
87. Sychev A.N. A Novel Trans-Directional Coupler Based on Vertically Installed Planar Circuit / A.N. Sychev , S.M. Struchkov , V. N. Putilov , N. Yu. Rudyi // European Microwave Week 2015 Conf. Proc. – Eur. MC 2015. – 7-10 Sept 2015, Paris, France. – P. 283–286.
88. Pat. 4150345 US, Int. Cl. H01P 5/18. Microstrip coupler having increased coupling area / M.B. Goldman, R.C. Simione. – Raytheon Co., appl. N 856839; filed 02.12.77; publ. 17.04.79. – 5 p.
89. Стручков С.М. Программная система вычисления погонных параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач различных видов / С.М. Стручков, А.Н. Сычев // КрыМиКо'2013, Севастополь, 9-13 сентября 2013 г.: материалы конф. в 2 т. – Т.1. – С. 701-702.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ПРОГРАММНЫЕ РАЗРАБОТКИ

А.1. Программные средства для расчета частотных характеристик отрезка микростриповых линий передач различных типов (MCLDesigner и SCDesigner)

В рамках работы над использованием и совершенствованием методов моделирования двумерного квазистатического поля поперечного сечения распределенных структур был разработан ряд программных продуктов, которые используют различные методы расчета.

MCLDesigner

На базе метода Грина, который реализован на языке Фортран в виде программы для расчета связанных отрезков многопроводных линий (СМЛ) с конечным числом проводников, был разработан программный комплекс в виде динамически подключаемой библиотеки (англ. dynamic-link library, DLL) подключенной к графическому интерфейсу программы MCLDesigner на языке C# [89].

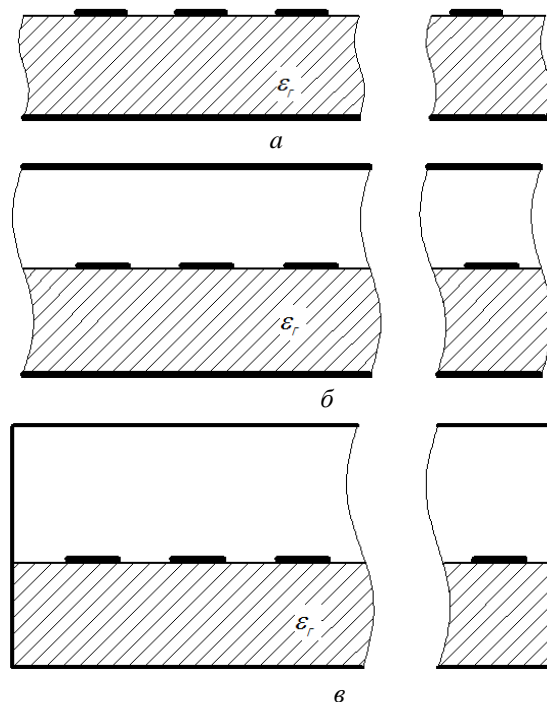


Рисунок А.1 – Поперечные сечения СМЛ

На рисунке А.1 представлены поперечные сечения трех типов линий, которые можно рассчитать при помощи данного продукта. Алгоритм метода Грина можно условно разбить на три этапа:

- Вычисление матрицы емкостных коэффициентов $[C]$. Задача решается в статическом приближении методом интегральных уравнений без учета потерь.
- Определяются собственные значения β_k и матрица собственных векторов $[R]$.
- Определяется S -матрица.

У программы имеются два режима работы:

Вычисление S -параметров для указанных выше типов СМЛ на указанном интервале частот в гигагерцах. На вход подаются геометрические параметры отрезка СМЛ и количество полосок (рисунок А.2). На выходе получаем файл формата Touchstone и набор графиков для каждого параметра S как для мнимой, там и для вещественной части параметра (рисунок А.3).

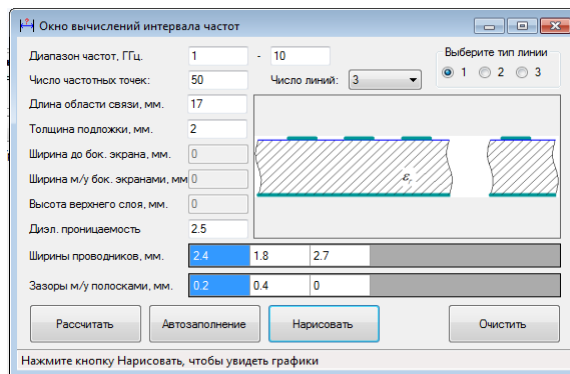


Рисунок А.2 – Первый режим работы программы MCLDesigner.

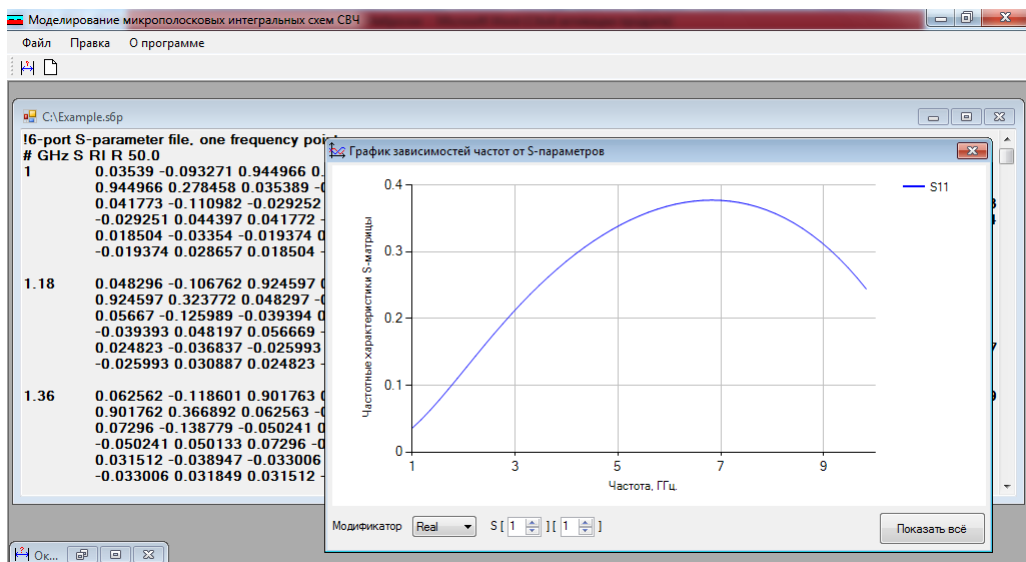


Рисунок А.3 – Результаты расчетов программы MCLDesigner в первом режиме.

Второй режим работы программы позволяет при задании матрицы емкостей в воздухе и в диэлектрике получить матрицы модулей S -параметров на заданном интервале частот с последующим отображением полученных данных на графике (рисунок А.4).

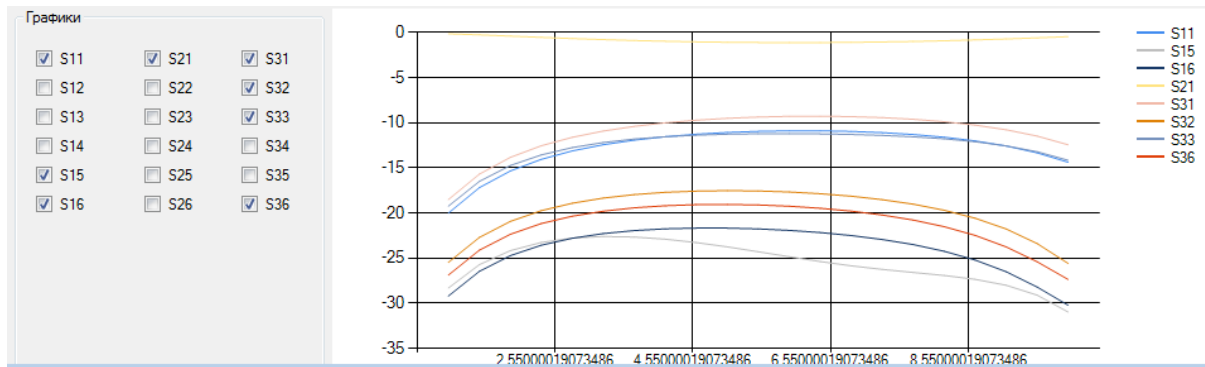


Рисунок А.4 – Результаты расчетов программы MCLDesigner во втором режиме.

SCDesigner

Помимо MCLDesigner был разработан программный комплекс SCDesigner. Данный продукт предназначен для вычислений при помощи преобразования КШ – конформного отображения, отображающего внутреннюю часть единичного круга в комплексной плоскости во внутреннюю часть многоугольника с вершинами $W(k)$, $k=1, \dots, N$. С практической точки зрения получается преобразование формы МПС в каноническую при помощи конформных отображений.

На рисунке А.5 представлен пример работы программы, которая вычисляет отображение КШ в простом случае, в котором оно уже известно аналитически. Результаты и для прямого, для и обратного отображений затем сравниваются с точными значениями. За исходную структуру выбран многоугольник с вершиной в бесконечности.

| Z | | W | | WEX/ZEX | | Err |
|---------|---------|---------|--------|---------|---------|----------------------|
| Re | Im | Re | Im | Re | Im | |
| -0,3 | 0,21 | 0,1964 | 1,0954 | 0,1964 | 1,0954 | 6,20289915312851E-09 |
| 0 | 0,27 | 0 | 1,1534 | 0 | 1,1534 | 3,26317755277476E-09 |
| 0,3 | 0,33 | -0,1327 | 1,0484 | -0,1327 | 1,0484 | 4,37359557154087E-09 |
| 0,6 | 0,39 | -0,1256 | 0,8871 | -0,1256 | 0,8871 | 6,46970207297676E-09 |
| 0,3832 | -0,2946 | -1 | 1,4142 | 0,3832 | -0,2946 | 1,28946944005923E-08 |
| 0 | -0,1716 | 0 | 1,7321 | 0 | -0,1716 | 4,16764394093562E-09 |
| -0,2452 | -0,3828 | 1 | 2 | -0,2452 | -0,3828 | 1,16916644896627E-08 |
| -0,2984 | -0,5605 | 2 | 2,2361 | -0,2984 | -0,5605 | 1,68429603097015E-08 |
| -0,2957 | -0,6786 | 3 | 2,4495 | -0,2957 | -0,6786 | 2,03457308831348E-08 |
| -0,2763 | -0,7574 | 4 | 2,6458 | -0,2763 | -0,7574 | 2,30072828323629E-08 |

Рисунок А.5 – Примеры расчетов в SCDesigner.

Также в качестве тестового примера был выбран расчет сопротивления (конформный модуль) Г-образного шестиугольника, в предположении того, что прикладывается разность напряжений между верхним и нижним электродами. Точный ответ – это $\sqrt{3} = 1,7320508$.

В результате выполнения программы получили набор итераций:

$$R = 1,732014775 \quad ERREST = 0,145e-02,$$

$$R = 1,732097626 \quad ERREST = 0,457e-03,$$

$$R = 1,732051611 \quad ERREST = 0,176e-04,$$

где R – сопротивление (конформный модуль);

$ERREST$ – точность решения на текущей итерации.

Выводы

В итоге получили пакет программных средств для расчета и моделирования различных СВЧ-устройств на базе микрополосковых структур, позволяющий отображать результаты решений в виде графиков и файлов формата Touchstone для последующей обработки в других системах. Доступный интерфейс позволяет свести к минимуму проблемы ввода входных данных и получить наиболее полное и развернутое решение для разработки широкого класса СВЧ элементов: фильтров, направленных ответвителей, фазовращателей и пр.

А.2. Программа CLParam

Программа предназначена для расчёта различных наборов проектных параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью и позволяет эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи, широко используемых в СВЧ-технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Состоит из одного исполняемого файла. При запуске загружается графический интерфейс пользователя (рисунок А.6), содержащий справочную информацию, главное меню, кнопки для выбора совокупности входных параметров, поля для ввода исходных данных и вывода результатов.

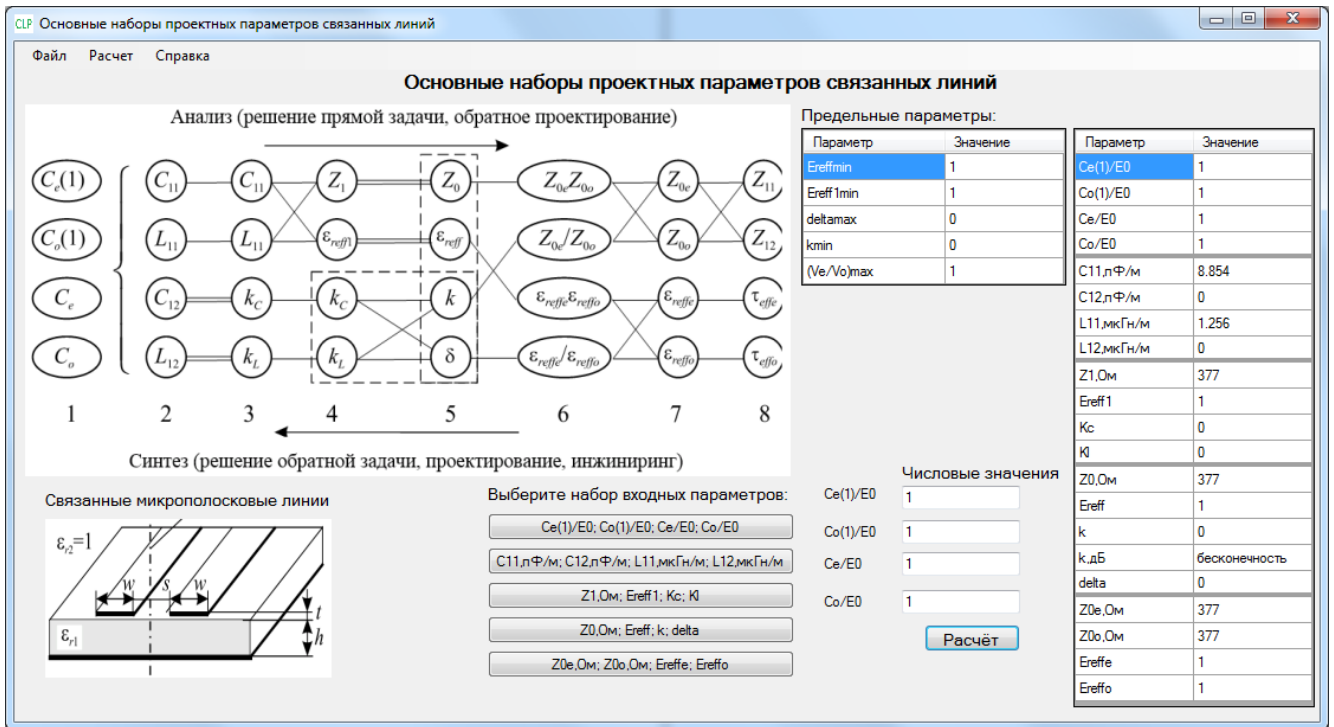


Рисунок А.6 – Графический интерфейс программы CLParam.

При разработке программы использовались формулы, опубликованные в статье [73], также получено свидетельство о регистрации программы [83].

А.3. Программа фрезерования макета для эксперимента

На рисунке А.7 представлен шаблон макета для эксперимента в разделах 4.1 и 4.2 настоящей диссертации. Фрезерование макета выполнялось в программе Mach3Mill.

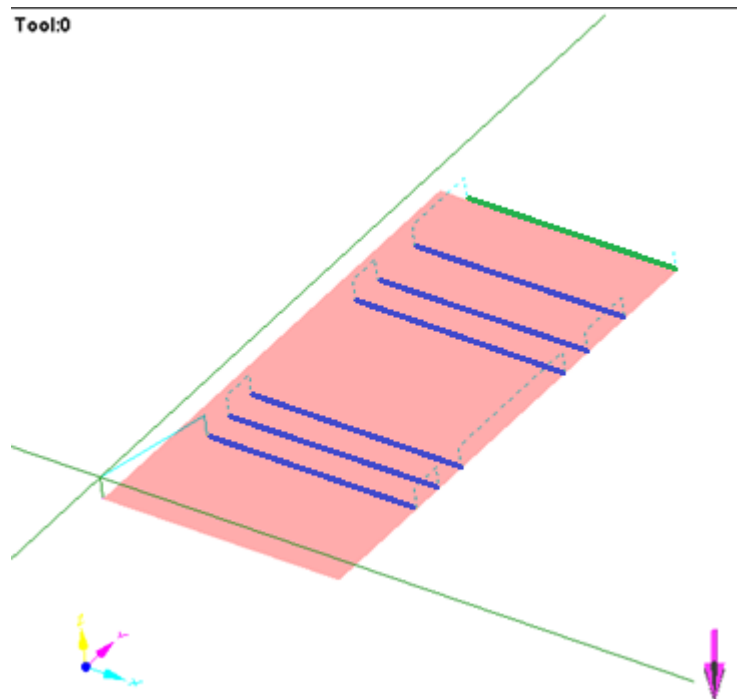


Рисунок А.7 – Графический интерфейс программы CLParam.

Также ниже прилагается листинг программы:

```

F100      {Устанавливаем скорость рабочей подачи }
G0 Z2     {Выполняем быстрое перемещение на первую точку фрезерования}
X0 Y7
Z0        {Опускаем сверло для фрезерования первой полосы}
G1        {Сбавляем скорость перемещения}
X20       {Линейно проходим по первой полосе}
G0 Z2     {Поднимаем сверло для перемещения к следующей полосе, обход
выполняем змейкой}

Y10
Z0        {Вторая полоса}
G1
X0
G0 Z2
Y13
Z0        {Третья полоса}
G1
X20
G0 Z2
Y27
Z0        {Четвертая полоса}
G1
X0
G0 Z2
Y30
Z0        {Пятая полоса}
G1
X20
G0 Z2
Y35
Z0        {Шестая полоса}
G1
X0
G0 Z2
Y42
Z0        {Седьмая полоса. Полоса отреза заготовки.}
G1
X20
G0 Z2
M5 M30    {Остановка вращения шпинделя. Конец управляющей программы, со
сбросом модальных функций.}

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Северо-Восточный федеральный
университет имени М.К.Аммосова»
(СВФУ)

**Физико-технический
институт**

Кулаковского ул., д.50, г. Якутск
Республика Саха (Якутия), 677000
Тел. (4112) 49-68-32
Факс. (4112) 49-68-57
<http://www.s-vfu.ru>



ПОДТВЕРЖДАЮ

Директор физико-технического
института СВФУ
профессор, д.ф.-м.н

Н. А. Саввинова Н. А. Саввинова

« » 2015 г.

31.03.2015 г. № 1010-00

№ _____ от _____

АКТ

о внедрении программного обеспечения «Coupled Line Parameters»

Настоящим актом подтверждаем, что программное обеспечение «Coupled Line Parameters», авторы Рудый Н. Ю., Сычев А. Н., Стручков С.М. внедрено в учебный процесс дисциплины «Устройства СВЧ и антенны» на кафедре радиотехники и информационных технологий физико-технического института ФГАОУ ВПО «Северо-Восточного федерального университета им. М.К.Аммосова».

Программа позволяет:

- рассчитывать различные наборы проектных параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью;
- моделировать СВЧ-устройства на базе связанных линий;
- проводить анализ структур связанных полосковых линий разнообразных конструкций;
- синтезировать оптимальные проектные решения, используемые в СВЧ-технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройствах.

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ «Coupled Line Parameters» №2015610931 от 21.01.2015 г.

Зав. кафедры РТ и ИТ ФТИ СВФ
Доцент, к.т.н.

В.П. Мельчинов

В.П. Мельчинов



МИКРАН

**ЗАКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА
ЗАО "НПФ "МИКРАН"**

Ул. Вершинина, д.47, Томск, 634045
Тел: (3822) 90-00-29; 41-34-03. Факс: (3822) 42-36-15
E-mail: mic@micran.ru, http://www.micran.ru
ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113, ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810964010121550
в Томском отделении № 8616 Сбербанка России ОАО,
К/с 3010181080000000606, Код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300

Директор ДИИС

ЗАО «НПФ Микран»

Г.Р. Кун

« 10 » 06 2015 г.



АКТ

о внедрении программы для ЭВМ «Coupled Line Parameters»

Настоящим актом подтверждаем, что программа для ЭВМ «Coupled Line Parameters», свидетельство о государственной регистрации № 2015610931 от 21.01.2015 г., авторами-правообладателями которой являются Рудый Н.Ю., Сычев А.Н., Стручков С.М. внедрена в процесс разработки СВЧ-устройств Департамента Информационно Измерительных Систем (ДИИС), ЗАО «Научно-производственная фирма Микран».

Математические соотношения детально описаны в статье Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Доклады ТУСУРа. – 2014, № 1 (31). – С. 39–50.

Программа позволяет выполнять расчёты для различных наборов проектных параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью и позволяет эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи, широко используемых в СВЧ-технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Руководитель группы разработки СВЧ узлов и МИС ДИИС
ЗАО «НПФ Микран»

« 10 » 06 2015 г.

Н.Б. Дроботун

ПРИЛОЖЕНИЕ В. СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015610931

Coupled Line Parameters

Правообладатели: *Рудый Николай Юрьевич (RU), Сычев Александр Николаевич (RU), Стручков Сергей Михайлович (RU)*

Авторы: *Рудый Николай Юрьевич (RU), Сычев Александр Николаевич (RU), Стручков Сергей Михайлович (RU)*

Заявка № **2014662544**

Дата поступления **27 ноября 2014 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **21 января 2015 г.**

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Курий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014616898

Программа автоматизированного вычисления частотных характеристик отрезка полосковых линий передачи различных типов MCLDesigner

Правообладатели: *Стручков Сергей Михайлович (RU), Сычев Александр Николаевич (RU)*

Авторы: *Стручков Сергей Михайлович (RU), Сычев Александр Николаевич (RU)*

Заявка № **2014613583**

Дата поступления **17 апреля 2014 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **08 июля 2014 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



ПРИЛОЖЕНИЕ Г. ПАТЕНТЫ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2501159

**ИМПУЛЬСНЫЙ РАСЩЕПИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ
ЛИНИЯХ**

Патентообладатель(ли): **Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (РУ)**

Автор(ы): **см. на обороте**

Заявка № 2012111828

Приоритет изобретения **27 марта 2012 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **10 декабря 2013 г.**

Срок действия патента истекает **27 марта 2032 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 128803

ИМПУЛЬСНЫЙ РАСЩЕПИТЕЛЬ

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

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2013101473

Приоритет полезной модели 10 января 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 мая 2013 г.

Срок действия патента истекает 10 января 2023 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.Л. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2585884

ТРАНСНАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПЛАТОЙ

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

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2015108565

Приоритет изобретения **11 марта 2015 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **11 мая 2016 г.**

Срок действия патента истекает **11 марта 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

