

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)»
ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)»

На правах рукописи

Фомин Дмитрий Геннадьевич

Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и её применение

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Даровских Станислав Никифорович

Челябинск – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПРОБЛЕМ РАЗРАБОТКИ И ИССЛЕДОВАНИЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ	17
1.1 Роль и место частотно-селективных СВЧ устройств в составе приемопередающих модулей.....	17
1.2 Классификация частотно-селективных СВЧ устройств.....	20
1.3 Проблема применения частотно-селективных СВЧ устройств в составе систем для измерения диэлектрических свойств материалов в сверхвысокочастотном диапазоне.....	23
1.4 Основные принципы объемно-модульного построения СВЧ устройств.....	25
1.5 Достоинства и недостатки объемно-модульной технологии.....	29
1.6 Постановка основного направления диссертационного исследования.....	31
1.7. Выводы по первой главе.....	33
2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНО-МОДУЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ	34
2.1 Многослойный полосково-щелевой переход и его эквивалентная схема	35
2.1.1 Математическая модель электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе.....	41
2.2 Переход от элементов эквивалентных схем к элементам конструкции	49
2.2.1 Симметричная щелевая линия.....	50

2.2.2 Щелевая линия передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры	54
2.2.3 Экранированная щелевая линия	56
2.3 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода.....	58
2.3.1 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями	59
2.3.2 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями	63
2.4 Многомодовый режим щелевого резонатора многослойного полосково-щелевого перехода.....	75
2.4.1 Теоретическое исследование многослойного полосково-щелевого перехода с многомодовым режимом возбуждения щелевого резонатора	80
2.5 Физические основы работы многослойного полосково-щелевого перехода.....	90
2.6 Выводы по второй главе	95
3. ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНО-МОДУЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ	98
3.1. Широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями	99
3.1.1 Конструкция широкополосного полосно-пропускающего фильтра	100
3.1.2 Исследование П-образного полоскового резонатора	101

3.1.3 Эквивалентная схема широкополосного полосно-пропускающего фильтра	104
3.1.4 Компьютерное моделирование широкополосного полосно-пропускающего фильтра.....	107
3.1.5 Экспериментальное исследование макета широкополосного полосно-пропускающего фильтра.....	108
3.2 Широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями	111
3.2.1 Объемная конструкция полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями	112
3.2.2 Исследование полосно-пропускающего фильтра с объемной конструкцией	114
3.2.3 Плоская конструкция полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями	118
3.2.4 Исследование полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией	119
3.3 Объемно-модульное частотно-разделительное СВЧ устройство.....	124
3.3.1 Конструкция частотно-разделительного СВЧ устройства.....	124
3.3.2 Исследование частотно-разделительного СВЧ устройства	126
3.4 Частотно-перестраиваемое СВЧ устройство на основе многослойной полосково-щелевой технологии для оценки диэлектрических свойств материалов	132

3.4.1 Конструкция частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на основе многослойного полосково-щелевого перехода.....	132
3.4.2 Теоретическое исследование частотно-перестраиваемого СВЧ устройства для оценки диэлектрических свойств материалов.....	133
3.4.3 Экспериментальное исследование частотно-перестраиваемого СВЧ устройства для оценки диэлектрических свойств материалов.....	140
1.5 Выводы по третьей главе	144
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	146
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	151
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	152
ПРИЛОЖЕНИЕ А (Патенты).....	166
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (Акты внедрения).....	170

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Частотно-селективные СВЧ устройства нашли широкое применение в составе радиоприемных и радиопередающих модулей современных радионавигационных и радиолокационных систем, а также в составе измерительных комплексов оценки электрофизических свойств материалов. Для реализации необходимых характеристик частотно-селективных СВЧ устройств к настоящему времени разработано несколько технологий их построения, применение каждой из которых зависит от таких факторов как: поступающая на вход устройства мощность СВЧ сигнала, диапазон рабочих частот, габариты разрабатываемого устройства, допустимые потери. Основной особенностью этих технологий является плоскостное построение разрабатываемых частотно-селективных СВЧ устройств. Такое конструктивное исполнение создает проблему, связанную с ухудшением их габаритных характеристик при увеличении необходимого числа частотно-селективных звеньев, каналов «приема–передачи» СВЧ сигнала и т.д. С другой стороны, применение однослойных СВЧ плат приводит к сложности замены отдельных функциональных узлов. В этих случаях требуется замена всей платы, что экономически и технологически невыгодно.

В этой связи для разрешения указанной проблемы необходима разработка новой технологии построения частотно-селективных СВЧ устройств. Такая технология связана с объемно-модульным их построением, основными достоинствами которого являются: возможность многократного уменьшения габаритных показателей пассивных СВЧ устройств с сохранением их электрических параметров, характерных для традиционной однослойной технологии; реализация принципа декомпозиции многослойной структуры; реализация бесконтактной связи между слоями. Все перечисленные достоинства позволяют реализовать каждую составную часть многослойной конструкции СВЧ устройства в виде конструктивно обособленной и законченной платы, с

унифицированными габаритными и присоединительными размерами, а также стандартным способом электромагнитной связи между слоями, позволяющим конструировать из отдельных базовых элементов устройства СВЧ диапазона с заданными электродинамическими характеристиками. Однако, несмотря на перечисленные достоинства объемно-модульной технологии, потенциальные возможности её использования еще не определены. В этой связи *актуальной* является разработка методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и оценка эффективности её применения.

Степень разработанности темы исследования характеризуется следующими основными достижениями. Наиболее известные работы в области разработки пассивных СВЧ устройств, в том числе частотно-селективных СВЧ устройств связаны с известными отечественными и зарубежными учеными: Д.М. Сазоновым [48], А.Л. Фельдштейном [52], Б.И. Гвоздевым [15, 16], Е.И. Нефёдовым [41], Дж.Л. Альтманом [2], Б.А. Беляевым [7, 8] и др. Ведущими фирмами изготовителями указанных устройств являются: Mini-Circuits, Anaren, Murata [37–39] и др.

При разработке методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств за основу были взяты исследования, проведенные отечественными учеными: Б.И. Гвоздевым, Е.И. Нефёдовым, Н.В. Дударевым и др. [15, 16, 21–26]. Анализ результатов проведенных ими исследований свидетельствует о том, что в настоящее время отсутствует методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств при использовании схемотехнических аналогий элементов их конструкций.

Объектом диссертационного исследования являются объемно-модульные частотно-селективные СВЧ устройства.

Предметом диссертационного исследования является методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ, а также оценка эффективности ее применения.

Цель и задачи диссертационной работы

Цель диссертационной работы: разработать методику проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и оценить эффективность ее применения.

Для достижения указанной цели были поставлены следующие задачи:

1. Выполнить анализ современного состояния разработки и исследования частотно-селективных СВЧ устройств. Обосновать актуальность темы диссертации и сформулировать основное направление её исследования.

2. Разработать методику проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств. Провести исследование базового конструктивного элемента объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств – многослойного полосково-щелевого перехода, используя методы математического, схемотехнического, компьютерного моделирования и эксперимента.

3. На основании разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств выполнить её апробацию на примере пассивных составных частей антенно-фидерного тракта инфокоммуникационных систем различного назначения.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств, базовым структурным элементом которой является многослойный полосково-щелевой переход, в отличие от существующих методик проектирования аналогичных по конструктивному исполнению устройств, основана на использовании схемотехнических аналогий элементов их конструкций и обеспечивает погрешность расчета электрических и конструктивных параметров не более 13 % в сравнении с другими методиками, основанными на использовании специализированных программ электродинамического моделирования.

2. Математическая модель электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе, основанная на матричном представлении его эквивалентной схемы, в отличие от ранее разработанных, позволяет получить математические выражения, устанавливающие зависимости для: частот, соответствующих нулевым значениям функции коэффициента отражения; частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения, а также частот и амплитуд пульсаций функции коэффициента передачи многослойного полосково-щелевого перехода от волновых сопротивлений его резонаторов.

3. Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода в отличие от конструкции известного объёмного полосково-щелевого перехода, позволяет реализовать режимы возбуждения первой, второй и третьей мод его щелевого резонатора, что обеспечивает увеличение ширины полосы частот согласования с антенно-фидерным трактом (коэффициент отражения менее - 10 дБ) на 20 % по сравнению с конструкцией при одномодовом возбуждении щелевого резонатора. Это определяется появлением дополнительных нулевых значений в функции коэффициента отражения от частоты. При этом расположение полосковых резонаторов должно соответствовать отличной от нуля амплитуде напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора для каждой из мод.

4. Применение разработанной методики проектирования объёмно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств, позволило разработать конструкции:

– оригинального объёмно-модульного полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями, отличающегося многослойным расположением частотно-селективных звеньев;

– оригинального объёмно-модульного частотно-разделительного СВЧ устройства, отличающегося многослойным расположением частотно-

селективных звеньев, где связь между общим входом и выходными каналами осуществляется за счет межслойной электромагнитной связи;

– оригинального объемно-модульного частотно-перестраиваемого СВЧ устройства, отличающегося возможностью изменения частоты его резонанса и предназначенного для оценки диэлектрических свойств материалов резонансным методом.

На объемно-модульные частотно-селективные СВЧ устройства, разработанные в рамках апробации методики проектирования по п.1, получены патенты РФ, что подтверждает новизну технических решений.

Теоретическая значимость результатов работы состоит в разработке методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств на основе применения схмотехнических аналогий элементов их конструкций.

Практическая значимость результатов диссертации заключается в том, что:

– впервые исследована схмотехническая модель базового структурного элемента объемно-модульной технологии: многослойный полосково-щелевой переход. При этом показана хорошая сходимость результатов схмотехнического моделирования с результатами компьютерного моделирования и экспериментальными исследованиями;

– впервые применена методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств при разработке: широкополосного полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями; широкополосного полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями; частотно-разделительного СВЧ устройства с объемно-модульным расположением частотно-селективных звеньев (каналов); частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на основе многослойной

полосково-щелевой технологии, предназначенного для оценки диэлектрических свойств СВЧ материалов;

– применение разработанной методики позволяет проектировать объемно-модульные частотно-селективные СВЧ устройства при проведении опытно-конструкторских разработок без использования дорогостоящих специализированных программ решения электродинамических задач.

Методология и методы диссертационного исследования

При теоретическом исследовании объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств использовались методы электродинамики, в том числе, теория длинных линий, матричное представление параметров СВЧ многополюсников, а также методы теории электрических цепей.

Корректность разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств подтверждена результатами компьютерного моделирования при использовании специализированных программ электродинамического моделирования, а также данными натурных экспериментов, полученных с помощью векторных анализаторов цепей OBZOR TR1300/1, CABAN R180-01.

Положения, выносимые на защиту

1. Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств включает следующие этапы: декомпозиция (разбиение) конструкции прототипа разрабатываемого СВЧ устройства на функционально законченные блоки, каждый из которых реализуется в отдельно взятом слое многослойной конструкции; разработка эквивалентных схем для каждого из функциональных блоков и последующее их объединение в общую эквивалентную схему разрабатываемого устройства; моделирование эквивалентной схемы разрабатываемого устройства; сравнительная оценка полученных результатов моделирования с требованиями, предъявляемыми к разрабатываемому СВЧ устройству; корректировка параметров элементов эквивалентной схемы для достижения требуемых характеристик. По результатам

схемотехнического моделирования выполняется пересчет элементов эквивалентной схемы в конструктивные элементы разрабатываемого СВЧ устройства с учетом особенностей его построения. Методика проектирования частотно-селективных СВЧ устройств, основанная на схемотехнических аналогиях элементов их конструкций, в отличие от существующих методик позволяет осуществлять процесс разработки объемно-модульных СВЧ устройств с электромагнитной связью между их слоями.

2. Математическая модель электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе, основанная на матричном представлении его эквивалентной схемы, позволяет оценить частоты, соответствующие нулевым значениям функции коэффициента отражения; частоты и амплитуды экстремумов функции коэффициента отражения, а также частоты и амплитуды пульсаций функции коэффициента передачи.

3. Симметричное смещение полосковых резонаторов относительно центра щелевого резонатора определяет количество возбуждаемых мод последнего. Такая конструкция многослойного полосково-щелевого перехода позволяет осуществить возбуждение первой, второй и третьей мод его щелевого резонатора, направленное на увеличение ширины полосы частот согласования с антенно-фидерным трактом (коэффициент отражения менее -10 дБ) на 20 % по сравнению с конструкцией при одномодовом возбуждении щелевого резонатора.

4. Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств по п.1, основанная на применимости схемотехнических аналогий элементов их конструкции, позволяет осуществлять их разработку, параметры которых сопоставимы с результатами проектирования указанных устройств при использовании специализированных программ электродинамического моделирования. Погрешность определения основных электрических параметров исследуемых СВЧ устройств составляет не более 13 %.

Достоверность защищаемых положений и результатов диссертационной работы основывается на применении методов

математического и компьютерного анализа, получивших экспериментальное подтверждение при использовании макетов разработанных объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств. Достоверность экспериментальных результатов обеспечена применением поверенного векторного анализатора цепей. Результаты исследований прошли апробацию на международных конференциях и опубликованы в рецензируемых научных журналах.

Апробация результатов работы и публикации

Материалы, представленные в диссертационной работе, прошли апробацию на 8 конференциях различных уровней:

Международная конференция «VII International Conference «Engineering & Telecommunication — En&T-2020», Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Москва;

Международная конференция «2021 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)», Екатеринбург;

Международная конференция «2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)», Алтай;

Международная конференция «VIII International Conference «Engineering & Telecommunication — En&T-2021», Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Москва;

Международная конференция «Antenna Design and Measurement International Conference 2021» (ADMInC'21), Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), Санкт-Петербург;

64-я Всероссийская научная конференция МФТИ, Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Москва;

Тринадцатая научная конференции аспирантов и докторантов, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Челябинск;

Четырнадцатая научная конференции аспирантов и докторантов, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Челябинск.

Внедрение результатов исследования

Результаты диссертационного исследования использованы при реализации гранта РФФИ 20-43-740006, а также рекомендованы для внедрения в учебный и производственный процессы.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности

Полученные в диссертации научные результаты соответствуют пунктам 2 и 9 из перечня областей исследований для специальности 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии согласно её паспорту:

пункту 2 – Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.;

пункту 9 – Разработка методов автоматизированного проектирования и оптимизации антенных систем и микроволновых устройств широкого применения.

Публикации

По теме диссертационного исследования опубликовано 23 научных работы, в том числе 14 статей в рецензируемых научных журналах, определенных ВАК РФ и Аттестационным советом УрФУ, из них 7 работ — в изданиях, входящих в международную реферативную базу данных, систему цитирования Scopus; 4 патента РФ на разработанные устройство и полезные модели.

Сведения о личном вкладе автора. Все результаты, представленные в диссертационной работе, получены при личном участии автора диссертации.

Структура и объем диссертационной работы

Диссертационная работа состоит из введения, трех глав, заключения, списков сокращений и литературы, и приложений. Общий объем

диссертационной работы составляет 172 страницы, 123 рисунка, 22 таблицы и 2 приложения.

Во введении обоснована актуальность разработки методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств для применения в составе современных радиотехнических систем. Сформулированы цель и основные задачи диссертационного исследования; научная новизна; положения, выносимые на защиту; сведения о теоретической и практической значимости полученных результатов, а также методологические подходы, используемые при выполнении исследования.

В первой главе представлен обзор современного состояния проблемы применения частотно-селективных СВЧ устройств в радиотехнических системах. На примере приема-передающего СВЧ модуля представлено функциональное назначение таких частотно-селективных СВЧ устройств как: полосно-пропускающие фильтры, фильтры промежуточной частоты, частотно-разделительные устройства. Определены основные технологии их реализации, а также указаны преимущества и недостатки каждой из перечисленных технологий. Приведены основные принципы объемно-модульного построения СВЧ устройств, в том числе перечислены основные их достоинства и недостатки. Сформулированы основное направление диссертационного исследования и задачи для достижения поставленной цели.

Во второй главе представлены результаты разработки методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств. В качестве центрального объекта исследования принят многослойный полосково-щелевой переход, обеспечивающий электромагнитную связь между слоями многослойной конструкции устройства. Разработана и исследована эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода. Обосновано применение математической модели электромагнитной связи в конструкции многослойного полосково-щелевого перехода. Представлены результаты экспериментального исследова-

дования его макета. Исследованы одномодовый и многомодовый режимы работы многослойного полосково-щелевого перехода, позволяющие расширить его полосу согласования с антенно-фидерным трактом. Проанализированы распределения электромагнитных полей полосково-щелевого перехода при его одномодовом и многомодовом режимах работы.

В третьей главе представлены результаты проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств при использовании разработанной методики. При этом разработаны: широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями; широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями; частотно-разделительное СВЧ устройство с объемно-модульным расположением частотно-селективных звеньев (каналов); частотно-перестраиваемое СВЧ устройство, предназначенное для оценки диэлектрических свойств СВЧ материалов.

В заключении приведено описание основных результатов проведенного исследования. Сформулированы рекомендации, а также перспективы дальнейшего развития темы исследования.

В приложениях представлены копии патентов, а также актов о внедрении результатов диссертационного исследования.

1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПРОБЛЕМ РАЗРАБОТКИ И ИССЛЕДОВАНИЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ

В настоящей главе представлен краткий анализ современного состояния проблемы применения частотно-селективных СВЧ устройств, определены основные технологии их реализации, а также указаны преимущества и недостатки каждой из перечисленных технологий. В разделе 1.1 раскрыта проблема применения частотно-селективных СВЧ устройств в составе приемо-передающих модулей. В разделе 1.2 представлена классификация частотно-селективных СВЧ устройств. Для каждой из представленных технологий указаны преимущества и недостатки. В разделе 1.3 представлена проблема применения частотно-селективных СВЧ устройств в составе систем для измерения диэлектрических свойств материалов в сверхвысокочастотном диапазоне. При этом за основу взят резонансный метод измерения. Приведены основные достоинства и недостатки резонансного метода. В разделах 1.4, 1.5 представлены основные принципы объемно-модульного построения СВЧ устройств. Перечислены основные их достоинства и недостатки. В разделах 1.6, 1.7 сделаны выводы по разделам 1.1 – 1.5 и сформулировано основное направление диссертационного исследования.

1.1 Роль и место частотно-селективных СВЧ устройств в составе приемо-передающих модулей

Современное состояние развития радиоэлектронных комплексов и систем связи требует применения быстродействующих приемо-передающих модулей, позволяющих одновременно выполнять прием, обработку и передачу информации. При этом, современные приемо-передающие модули содержат в себе как элементы быстродействующей цифровой схемотехники, активные элементы, выполняющие функции усиления радиочастотного сигнала, а также

переноса частоты, так и пассивные СВЧ элементы, необходимые для обеспечения качества приема и передачи СВЧ сигнала. Широкое применение приемо-передающие модули получили в составе радиолокационных станций (РЛС), систем обзора летного поля, управления воздушным движением и др. [1, 10, 14, 65, 85]

Типовая структурная схема (Рисунок 1.1) приемо-передающего модуля состоит из СВЧ усилителя мощности, малошумящего усилителя (МШУ), синтезатора частот, смесителя, управляемого аттенюатора, устройства управления и обработки информации, СВЧ вентиля/циркуляторов, а также частотно-селективных устройств (фильтров промежуточной частоты (ПЧ), полосно-пропускающих фильтров (ППФ), частотно-разделительного СВЧ устройства).

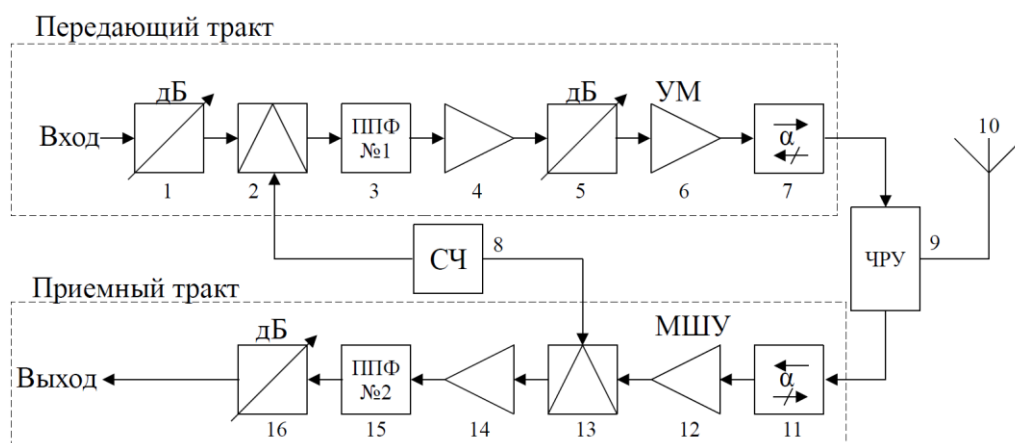


Рисунок 1.1 – Структурная схема приемо-передающего модуля (1, 5, 16 — управляемый аттенюатор; 2, 13 — смеситель; 3, 15 — полосно-пропускающий фильтр; 4, 6, 14 — усилители мощности; 7, 11 — вентиль; 8 — синтезатор частоты; 9 — частотно-разделительное устройство; 10 — антенна; 12 — малошумящий усилитель)

Из представленной структурной схемы следует, что значительная часть блоков представляет собой частотно-селективные СВЧ устройства разного назначения. Широкое разнообразие частотно-селективных СВЧ устройств в составе приемо-передающих модулей обосновано следующими факторами:

1) необходимостью выполнения требований по побочным и внеполосным электромагнитным излучениям радиопередающих устройств [49]. Для выполнения данных требований используются полосно-пропускающие фильтры;

2) необходимостью минимизации взаимного влияния радиопередающего и радиоприемного устройств друг на друга. Для выполнения данного требования используются частотно-разделительные СВЧ устройства;

3) необходимостью улучшения соотношения сигнал-шум в радиоприемном тракте. Для выполнения данного требования используется полосно-пропускающий фильтр;

4) необходимостью выделения заданной полосы частот для входного аналого-цифрового преобразователя. Для выполнения данного требования используется полосно-пропускающий фильтр промежуточной частоты.

Спектр СВЧ сигнала, проходящего через радиоприемный тракт с преобразованием частоты, представлен на рисунке 1.2.

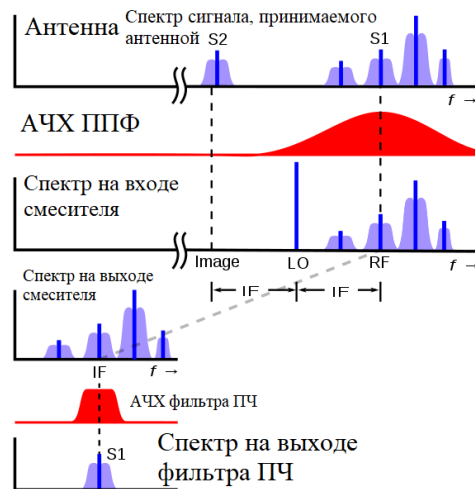


Рисунок 1.2 – Спектр СВЧ сигнала, проходящего через радиоприемный тракт с преобразованием частоты

1) Таким образом, в составе приемо-передающих модулей каждое частотно-селективное СВЧ устройство обладает своими функциями и заданными электрическими характеристиками. При этом, при проектировании частотно-селективных СВЧ устройств разработчики сталкиваются со следующими

ограничениями по: допустимой входной СВЧ мощности; габаритным размерам; технологии изготовления. Также необходим учет возможности реализации заданных частотно-селективных характеристик таких как: добротность, частота резонанса, ширина полосы пропускания, прямые потери, прямоугольность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и т.д.

Для разрешения перечисленных выше проблем в настоящее время разработана широкая классификация частотно-селективных СВЧ устройств, отличающихся функциональным и конструктивным их исполнением.

1.2 Классификация частотно-селективных СВЧ устройств

При классификации частотно-селективных СВЧ устройств следует их разделять по электрическим и конструктивно-технологическим признакам [2, 8, 9, 12, 15, 16, 19, 29]. При использовании электрических характеристик частотно-селективных СВЧ устройств следует выделять их: рабочий диапазон частот; тип амплитудно-частотной характеристики (ФНЧ, ФВЧ, ПЗФ, ППФ), неравномерность в полосе пропускания, КСВН, вносимые потери, допустимую входную мощность и др. При этом электрические характеристики напрямую зависят от их конструктивно-технологического исполнения. Среди наиболее популярных методов конструктивного исполнения частотно-селективных СВЧ устройств выделяют устройства на основе:

- 1) полосковых и микрополосковых линий передачи (рабочий диапазон частот до 40 ГГц) [2, 8, 9, 29–35, 40–42, 50–52, 79, 88].
- 2) волноводных линий передачи (рабочий диапазон частот до 60 ГГц) [9, 19, 40, 51, 100];
- 3) на основе сосредоточенных элементов (рабочий диапазон частот до 3 ГГц) [37, 51];
- 4) на основе коаксиально-керамических резонаторов (рабочий диапазон частот до 5 ГГц) [37, 66] и др.

Ниже приведены основные достоинства и недостатки каждой из перечисленных технологий:

1) Метод реализации частотно-селективных СВЧ устройств на основе полосковых и микрополосковых линий передачи обладает следующими достоинствами:

- широкий выбор материалов для подложек;
- технологичность изготовления;
- хорошо проработанная теоретическая база проектирования;
- широкий диапазон рабочих частот.

Недостатки:

- необходимость расширения площади диэлектрических оснований при увеличении числа частотно-селективных звеньев;
- сложность модернизации;
- сложность настройки и регулировки.

Широкое применение полосковые и микрополосковые технологии получили при реализации СВЧ делителей, сумматоров мощности, а также в качестве диаграммобразующих модулей, применяемых для обеспечения заданного амплитудно-фазового распределения в излучающих элементах антенных решеток систем радионавигации [30–35, 42, 50].

2) Метод реализации частотно-селективных СВЧ устройств на основе волноводных линий передачи обладает следующими достоинствами:

- малые потери мощности;
- хорошо проработанная теоретическая база проектирования;
- большая входная мощность;
- удобство настройки и регулировки (для волноводных фильтров со встречно-штырьевой структурой);

Недостатки:

- значительные массогабаритные характеристики;
- сложность модернизации;

– ограниченный диапазон рабочих частот.

3) Метод реализации частотно-селективных СВЧ устройств на основе сосредоточенных LC элементов обладает следующими достоинствами:

- малые массогабаритные характеристики;
- технологичность изготовления;
- возможность модернизации за счет изменения номиналов LC элементов;
- возможность применения конденсаторов с переменным значением емкости;
- хорошо проработанная теоретическая база проектирования.

Недостатки:

- малая входная мощность;
- ограниченный диапазон частот;
- паразитные параметры элементов на высоких частотах.

4) Метод реализации частотно-селективных СВЧ устройств на основе коаксиально-керамических резонаторов обладает следующими достоинствами:

- малые габаритные размеры;
- высокая добротность;
- большая входная мощность.

Недостатки:

- ограниченный диапазон рабочих частот;
- потери вследствие внешней связи между резонаторами;
- сложность изготовления и проектирования.

Частотно-селективные СВЧ устройства на основе коаксиально-керамических резонаторов применяются в составе радиопередающих устройств базовых станций и ретрансляторов с большой входной мощностью и высокой добротностью.

Таким образом, все известные на настоящий момент технологии изготовления частотно-селективных СВЧ устройств имеют свои достоинства и недостатки и применяются в зависимости от требований к: входной СВЧ

мощности, амплитудно-частотным характеристикам, габаритным размерам, диапазону рабочих частот и т.д.

1.3 Проблема применения частотно-селективных СВЧ устройств в составе систем для измерения диэлектрических свойств материалов в сверхвысокочастотном диапазоне

Одним из современных направлений развития радиоэлектроники является освоение новых высокочастотных диапазонов. При этом увеличивается пропускная способность информационно-коммуникационных систем. С технической точки зрения освоение новых более высокочастотных диапазонов означает повышение требований к качеству используемой элементной базы, к качеству изготовления печатных рисунков СВЧ плат, а также к контролю диэлектрических свойств используемых в конструкциях радиоэлектронных устройств материалов. Характерным примером СВЧ устройств, электрические параметры которых сильно зависят от используемых материалов, являются: печатные излучающие элементы, сумматоры и делители мощности, согласующие топологии для активных элементов. В связи с необходимостью контроля диэлектрических свойств используемых в конструкциях радиоэлектронных устройств материалов, начиная с 50-х годов, возникло новое направление развития электроники – материаловедение в области высоких и сверхвысоких частот. Задачей данного направления является исследование применяемых в СВЧ устройствах материалов, позволяющее радиоинженерам заранее с высокой точностью определять конструктивные особенности проектируемых устройств. Так появилось большое разнообразие методов и техники измерения диэлектрических параметров материалов в широком диапазоне частот [5, 6, 59, 63, 67, 78, 84, 87, 91, 92, 94, 99, 108, 110]. Одним из таких методов является резонансный метод измерения, позволяющий с высокой точностью оценивать диэлектрические свойства материалов [27, 94]. При этом основные измеряемые параметры – добротность и частота резонанса. Исследуемый диэлектрический

материал используется как часть резонатора. Основные достоинства резонансного метода – высокая точность и чувствительность. Также важным достоинством резонансного метода является используемое в процессе измерений оборудование – скалярный анализатор цепей, который экономически более выгодный в сравнении с векторным анализатором цепей. В настоящее время в качестве центрального элемента измерительной установки широко распространено использование резонатора прямоугольного сечения (Рисунок 1.3). В стенках резонатора имеются малые отверстия, через которые в резонатор вводятся образцы исследуемого материала.



Рисунок 1.3 – Резонатор прямоугольного сечения [27]

Представленный резонатор прямоугольного сечения обладает собственной частотой резонанса f_0 . При помещении внутрь резонатора образца исследуемого диэлектрического материала частота его резонанса, а также добротность изменяются. Зная величину изменения частоты резонанса и добротности резонатора, можно определить диэлектрические свойства исследуемого материала согласно выражениям (1.1, 1.2):

$$\varepsilon' = 1 + \frac{f_0 - f_1}{f_1} \frac{V}{2\Delta V} \quad (1.1)$$

$$\varepsilon'' = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_p}\right)^2 \frac{\eta[(КСВ)_1 - (КСВ)_0]}{2\pi n} \frac{V}{4\Delta V} \quad (1.2)$$

где f_0 и f_1 – резонансные частоты без образца исследуемого материала и с образцом соответственно; λ_0 и $\lambda_{\text{в}}$ – резонансные длины волны в свободном пространстве и в резонаторе соответственно; V и ΔV – объемы резонатора и образца соответственно; η – коэффициент связи через диафрагму (по мощности); n – число полуволн, укладываемых по длине резонатора; $(KCB)_0$ и $(KCB)_1$ – коэффициенты стоячей волны на резонансных частотах без образца и с образцом соответственно.

Основной проблемой применения выше изложенного резонансного метода является необходимость использования группы из нескольких резонаторов для проведения измерений в широком диапазоне частот (Рисунок 1.4).

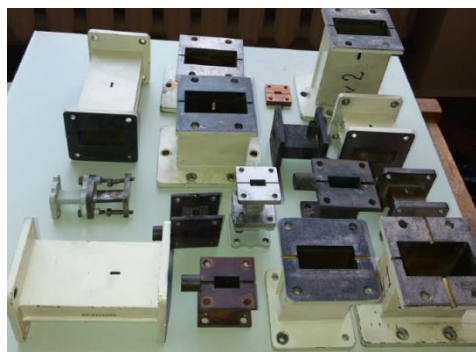


Рисунок 1.4 – Набор резонаторов прямоугольного сечения для проведения измерений диэлектрических свойств материалов в широком диапазоне частот

[27]

В этой связи актуальным является разработка частотно-перестраиваемого СВЧ резонатора на основе объемно-модульной технологии, позволяющего исследовать диэлектрические свойства материалов в широком диапазоне частот при использовании одного резонатора.

1.4 Основные принципы объемно-модульного построения СВЧ устройств

Основной особенностью выше перечисленных технологий проектирования частотно-селективных СВЧ устройств является их плоскостное построение. Такое построение создает проблему, связанную с ухудшением их

габаритных характеристик при увеличении необходимого числа частотно-селективных звеньев, каналов «приема–передачи» СВЧ сигнала и т.д. С другой стороны, применение однослойных СВЧ плат приводит к сложности замены отдельных функциональных узлов. В этих случаях требуется замена всей платы, что экономически и технологически невыгодно.

В этой связи для разрешения указанной проблемы необходима разработка новой технологии построения частотно-селективных СВЧ устройств. Такая технология связана с объемно-модульным их построением [15, 16, 53–58, 61, 62, 68, 75–77, 80–82, 90, 95, 96, 107, 115]. Наиболее востребованной её разновидностью при разработке современных радиоэлектронных систем является технология с электромагнитной связью между функциональными её частями, нашедшая отражение в работах Дударева Н.В [21–26]. Основной идеей объемно-модульной технологии является реализация СВЧ устройств посредством их многослойного построения, где на каждом слое реализованы заданные функциональные элементы (принцип декомпозиции). При этом связь между слоями осуществляется без использования металлизированных переходных отверстий. Примером реализации объемно-модульной технологии является СВЧ делитель мощности (рисунок 1.5) [21, 55, 75]. Данное устройство представляет собой многослойную конструкцию, состоящую из 6 СВЧ плат.

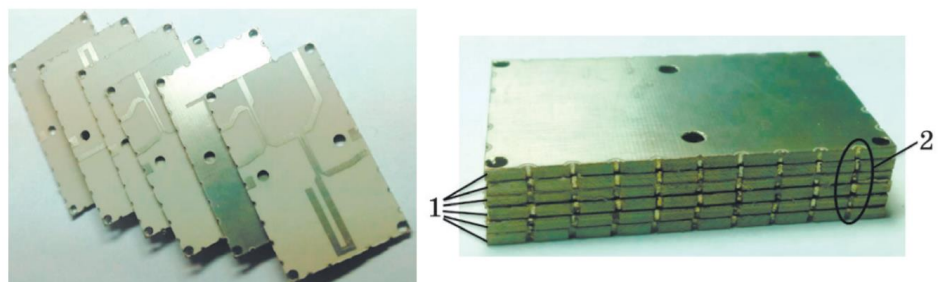


Рисунок 1.5 – СВЧ делитель мощности:

- 1 – базовые элементы, реализованные на двухслойном фольгированном СВЧ диэлектрике Arlon AD350, 2 – переходные полуотверстия

Базовыми принципами объемно-модульной технологии являются: 1) принцип модульности построения, 2) принцип электромагнитной связи между слоями, 3) принцип многослойности (рисунок 1.6).



Рисунок 1.6 – Основные принципы объемно-модульной технологии

Первым базовым принципом объемно-модульной технологии является принцип многослойности, согласно которому СВЧ устройство разбивается на функционально законченные блоки (принцип декомпозиции), каждый из которых реализуется на отдельном слое. Стоит отметить, что реализация принципа многослойности сопряжена с проблемой электромагнитной связи слоев друг с другом. Пример декомпозиции гипотетического диаграммообразующего СВЧ устройства [21, 55] в четырехслойную объемно-модульную структуру представлен на рисунке 1.7.

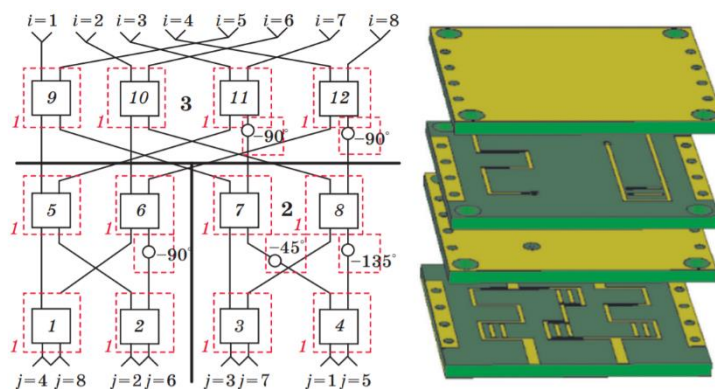


Рисунок 1.7 – Декомпозиция гипотетического диаграммообразующего СВЧ устройства в четырехслойную объемно-модульную структуру

Вторым принципом объемно-модульной технологии является принцип модульности, который заключается в обеспечении технологичности изготовления и модернизации пассивных СВЧ устройств (рисунок 1.8). Такой

ресурс позволяет оперативно осуществлять замену одного или нескольких слоев конструкции на другие, а также проводить корректировку эксплуатационных характеристик изделия.

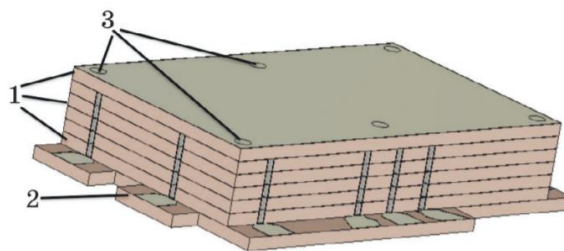


Рисунок 1.8 – Структура гибридного СВЧ делителя мощности:

1 – базовые элементы, 2 – согласующая плата, 3 – элементы крепления

Третьим принципом объемно-модульной технологии является принцип электромагнитной связи, который заключается в обеспечении электромагнитной связи между слоями без использования переходных металлизированных отверстий. Реализация данного принципа обеспечивается за счет использования базового элемента объемно-модульной технологии — многослойного полосково-щелевого перехода. В настоящее время используется несколько различных типов переходов, реализованных на базе полосковой и щелевой линий (рисунок 1.9) [15, 16, 55, 75].

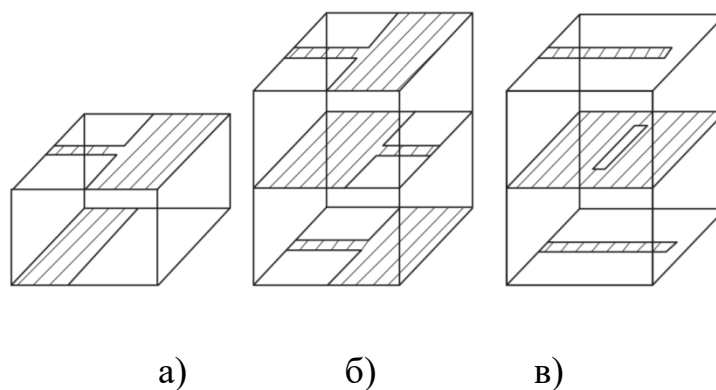


Рисунок 1.9 – Типы многослойных полосково-щелевых переходов:

а) переход полосок – несимметричная щелевая линия; б) переход полосок – несимметричная щелевая линия –полосок; в) переход полосок – щелевая линия – полосок [15, 16]

Наиболее предпочтительным полосково-щелевым переходом является многослойная его конструкция (рисунок 1.9 в). Это связано с технологичностью его изготовления и относительной простотой расчета.

1.5 Достоинства и недостатки объемно-модульной технологии

Среди достоинств объемно-модульной технологии можно выделить: во-первых, кратное улучшение массогабаритных характеристик пассивных СВЧ устройств, что связано с оптимизацией количества используемых слоев (рисунок 1.10). Для оценки данной оптимизации используется габаритный коэффициент (1.3) [15].

$$K = 6V \cdot \sqrt{\left(\frac{\pi}{S^3}\right)}, \quad (1.3)$$

где V – объем устройства, S – площадь поверхности объемно-модульного устройства.

Наилучший результат оптимизации массогабаритных характеристик СВЧ устройств достигается при их сферической форме ($K=1$), что невозможно достичь из-за технологических ограничений. Поэтому наиболее предпочтительной является кубическая форма конструкции ($K = 0,7$) [15, 16, 75].

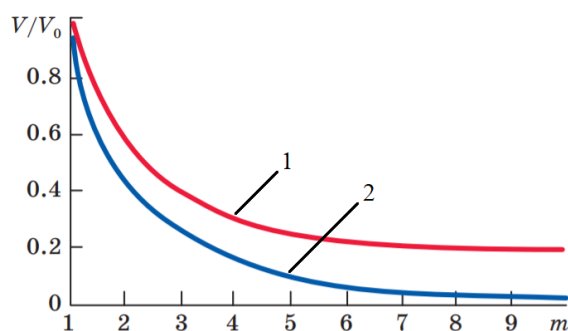


Рисунок 1.10 – Зависимость габаритных размеров объемно-модульного устройства от числа используемых в его конструкции слоев (1 – с использованием симметричных полосковых линий, 2 – с использованием несимметричных полосковых линий)

Во-вторых, благодаря унификации размеров плат, используемых в составе многослойной конструкции СВЧ устройств, а также бесконтактному способу их связи между собой, обеспечивается технологичность изготовления и возможность оперативной замены одного или нескольких слоев в процессе эксплуатации устройства.

Недостатком объемно-модульных СВЧ устройств является возрастающее по сравнению с однослойными их аналогами ограничение по мощности проходящего через них сигнала. Данный недостаток связан в первую очередь с плотностью их компоновки.

Таким образом, обзор особенностей применения объемно-модульной технологии показал перспективность ее применения в части реализации частотно-селективных СВЧ устройств. Основные достоинства такой технологии связаны с модульностью конструкции реализуемого СВЧ устройства, технологичностью его изготовления, а также возможностью многослойного его построения при увеличении числа частотно-селективных звеньев.

1.6 Постановка основного направления диссертационного исследования

Анализ современных проблем, связанных с разработкой СВЧ частотно-селективных устройств позволяет сделать следующие выводы:

1. В настоящее время возросли требования к спектру выходного сигнала радиопередающих устройств. Эти требования обусловлены плотным распределением частотных диапазонов между различными службами [49] и, как следствие, необходимостью минимизации внеполосных и побочных излучений. Также, в связи с преобладанием цифровых устройств приема и обработки СВЧ сигналов, возрастают требования к входному СВЧ тракту приемников. Основным приемом для удовлетворения данным требованиям является применение частотно-селективных СВЧ устройств, таких как: полосно-пропускающие фильтры, фильтры промежуточной частоты, частотно-разделительные устройства. При этом актуальной проблемой применения классических частотно-селективных устройств является их значительные массогабаритные (конструктивные) характеристики, что ведет к увеличению размеров приемо-передающих модулей.

2. В связи с развитием телекоммуникационных технологий и освоением более высокочастотных диапазонов увеличиваются требования к точности контроля используемых в конструкциях радиоэлектронных средств материалов. Одним из наиболее часто применяемых в СВЧ электронике материалов являются диэлектрики. Одним из классов диэлектрических материалов являются композитные материалы, находящиеся в порошковом состоянии. В настоящее время методы измерения диэлектрических свойств материалов можно разбить на два основных класса: нерезонансные и резонансные. Преимуществом резонансных методов является возможность измерения порошковых материалов в небольших количествах, что является экономически выгодным. Одним из наиболее выраженных недостатков резонансных методов является необходимость использования нескольких резонаторов с различной собственной частотой резонанса.

3. Существенного прогресса в уменьшении массогабаритных размеров СВЧ частотно-селективных устройств при сохранении и расширении их функциональных характеристик можно добиться путем объемно-модульного их построения. Основным функциональным и конструктивным элементом объемно-модульной технологии является многослойный полосково-щелевой переход. Применение частотно-перестраиваемого резонатора позволяет реализовать резонансный метод измерения диэлектрических свойств материалов с устранением его основного недостатка – возможности измерения на фиксированной частоте.

Несмотря на перечисленные достоинства объемно-модульной технологии построения СВЧ устройств, потенциальные её возможности еще не определены. В этой связи *актуальным направлением диссертационного исследования является разработка методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и оценка эффективности её применения.*

Для реализации указанного направления необходимо решение следующих основных задач:

– разработать методику проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и провести сравнительную оценку ее эффективности, используя методы схмотехнического и компьютерного моделирования, а также экспериментального исследования;

– на основании предложенной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств выполнить разработку и исследование различных устройств, применяемых в составе инфокоммуникационных систем различного назначения.

1.7. Выводы по первой главе

1. Частотно-селективные СВЧ устройства являются неотъемлемой частью современной радиоэлектронной аппаратуры. При этом, каждое из них имеет свое функциональное назначение: выделение промежуточной частоты, подавление гармонических составляющих, частотное разделение сигналов приемного и передающего трактов и др.

2. В настоящее время широко распространены несколько технологий реализации частотно-селективных СВЧ устройств, основным недостатком которых является их плоскостное конструктивное исполнение.

3. Перспективным способом построения частотно-селективных СВЧ устройств является объемно-модульная технология, основанная на трех базовых принципах: модульность построения, электромагнитная связь между слоями, многослойность конструкции.

4. Основным направлением диссертационного исследования является разработка методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и оценка эффективности ее применения.

5. Для достижения цели основного направления диссертационного исследования были сформулированы следующие основные задачи:

– разработать методику проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и провести сравнительную оценку ее эффективности, используя методы математического, схемотехнического и компьютерного моделирования, а также экспериментального исследования;

– на основании предложенной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств выполнить разработку и исследование различных устройств, применяемых в составе инфокоммуникационных систем различного назначения.

2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНО-МОДУЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ

Решение задачи разработки методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств связано не только с разбиением одноплатной конструкции устройства на функционально законченные блоки и построением объемной его конструкции, но и с обеспечением требуемой электромагнитной связи между слоями многослойной конструкции устройства, определением необходимых условий для изменения его полосы пропускания и других электрических параметров.

С этой целью проведены исследования многослойного полосково-щелевого перехода по обеспечению электромагнитной связи между слоями многослойной конструкции устройства и влияния составных его частей для реализации узкополосного и широкополосного режимов работы.

Результаты проведенных исследований, описанные в данной главе (разделы 2.1–2.3), доказывают возможность межслойной электромагнитной связи с малыми потерями на основе использования многослойного полосково-щелевого перехода и реализации требуемой полосы пропускания устройства. Также в работе исследованы одномодовый и многомодовый режимы работы щелевого резонатора, позволяющие расширить полосу пропускания многослойного полосково-щелевого перехода и увеличить прямоугольность его АЧХ (раздели 2.4). В разделе 2.5 проанализированы распределения электромагнитных полей многослойного полосково-щелевого перехода при одномодовом и многомодовом режимах работы его щелевого резонатора. Разработка многослойных полосково-щелевых переходов с различными конструктивными их особенностями на основе эквивалентных схем может рассматриваться как составная часть общей методики проектирования частотно-селективных СВЧ устройств. В разделе 2.6 сделаны выводы по главе.

2.1 Многослойный полосково-щелевой переход и его эквивалентная схема

Базовым элементом объемно-модульной технологии является многослойный полосково-щелевой переход [15, 16, 21–26, 44, 54–58, 62, 76, 80, 115]. Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода представляет собой двухпортовое СВЧ устройство, включающее в себя: две полосковых (симметричных (рисунок 2.1) или несимметричных (рисунок 2.2)) линии с обрывом на конце; металлическое основание с вырезанным в нем щелевым резонатором, расположенным перпендикулярно полосковым линиям; диэлектрические основания. Длина щелевого резонатора составляет половину длины волны на центральной частоте. При этом полосковые линии пересекаются с проекцией щелевого резонатора и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны от места пересечения. Участок полосковых линий от места пересечения с проекцией щелевого резонатора и до места обрыва образует полосковый резонатор. Для подключения элементов антенно-фидерного тракта используются СВЧ разъемы. Соединение диэлектрических оснований между собой осуществляется за счет механических креплений. Описанная выше конструкция позволяет осуществлять частотно-селективную передачу СВЧ сигнала с одной полосковой линии на другую посредством возбуждения щелевого резонатора.

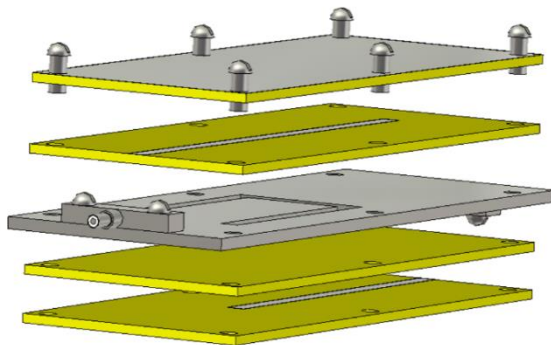


Рисунок 2.1 – Многослойный
полосково-щелевой переход
(симметричные полосковые линии)

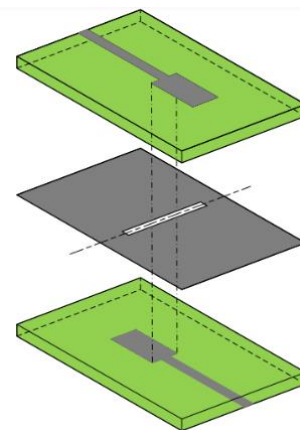


Рисунок 2.2 – Многослойный
полосково-щелевой переход
(несимметричные полосковые линии)

Математическая модель, описывающая электромагнитные процессы, протекающие в конструкции многослойного полосково-щелевого перехода, основана на использовании схемотехнических аналогий, представленных в виде каскадного соединения четырехполюсников с заданными матрицами А-параметров в диапазоне частот [9, 28, 100]. Входные/выходные полосковые линии передачи могут быть представлены как отрезки двухпроводных линий передачи (рисунок 2.3) электрическая длина которых θ_1 и волновое сопротивление Z_B [9, 48, 100].

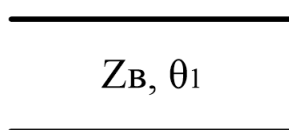


Рисунок 2.3 – Условное графическое изображение полосковой линии

Матрица А-параметров полосковой линии передачи определяется согласно выражению (2.1):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & iZ_B \sin(\theta_1) \\ i \sin(\theta_1)/Z_B & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Полосковые резонаторы с обрывом на конце могут быть представлены как отрезок двухпроводной линии передачи (рисунок 2.4) электрическая длина которого θ_2 и волновое сопротивление $Z_{\text{ПР}}$ [9, 48, 100].

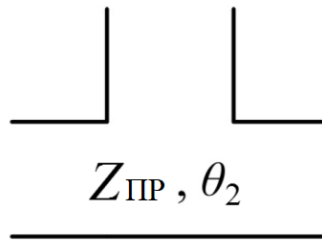


Рисунок 2.4 – Условное графическое изображение последовательного включения полоскового резонатора с обрывом на конце в двухпроводную линию

Матрица А-параметров полоскового резонатора с обрывом на конце определяется согласно выражению (2.2):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -iZ_{\text{ПР}}ctg(\theta_2) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Элемент-трансформатор отражает собой передачу СВЧ энергии за счет магнитного поля от полоскового резонатора к щелевому резонатору (рисунок 2.5). В общем случае, коэффициент трансформации равен N:1 [9, 48, 100].

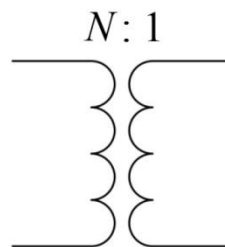


Рисунок 2.5 – Условное графическое изображение трансформатора

Матрица А-параметров трансформатора определяется согласно выражению (2.3):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & 0 \\ 0 & 1/N \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Щелевой резонатор может быть представлен как параллельное включение двух двухпроводных линий передачи с коротким замыканием на конце (рисунок 2.6). Электрическая длина каждой линии θ_3 и волновое сопротивление $Z_{\text{ЩР}}$ [15, 16, 48, 100].

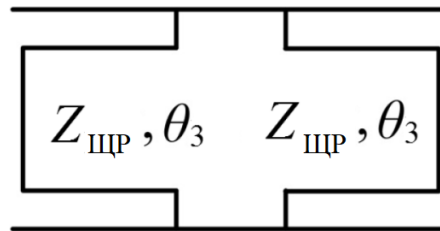


Рисунок 2.6 – Условное графическое изображение щелевого резонатора

Матрица А-параметров щелевого резонатора определяется согласно выражению (2.4):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{2}{iZ_{\text{ЩР}} \text{tg}(\theta_3)} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Емкость $C_{\text{ХХ}}$ определяет собой неоднородность в виде открытого конца полоскового резонатора и в квазистатическом приближении представляет «удлинение» Δl проводника. Величина емкости $C_{\text{ХХ}}$ определяется согласно выражениям (2.5–2.8) [15]:

$$C_{\text{ХХ}} = \frac{-j}{\omega Z_{\text{ВХ}}}, \quad (2.5)$$

$$Z_{\text{ВХ}} = -jZ_{\text{ПР}} \text{ctg}(\beta \Delta l), \quad (2.6)$$

$$\Delta l = \text{arctg} [(l + 2w) \text{tg}(\beta l) / (4l + 2w)] / \beta, \quad (2.7)$$

$$l = (2d \cdot \ln 2) / \pi, \quad (2.8)$$

где ω – круговая частота, [рад/с]; $Z_{\text{ПР}}$ – волновое сопротивление полоскового резонатора, [Ом]; w – ширина полоскового резонатора, [м]; $\beta = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны [м], d – толщина подложки, [м].

Результирующая эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода представляет собой каскадное соединение описанных выше четырехполюсников (рисунок 2.7).

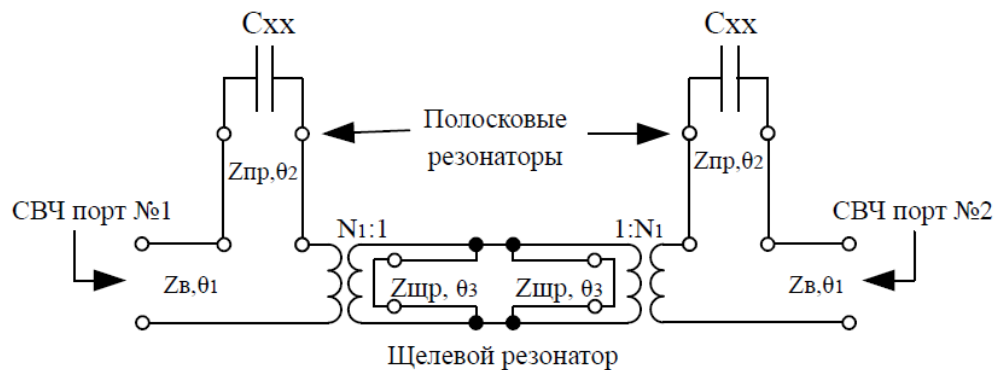


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода

На центральной частоте моделирования эквивалентная схема (рисунок 2.7) может быть представлена как соединение последовательных и параллельных LC-контуров (рисунок 2.8) [9, 28]. При этом полосковые резонаторы представлены в виде последовательных LC-контуров, реактивное сопротивление $X_{\text{ПР}}$ которых определяется согласно выражению (2.9) [9, 48, 100]:

$$X_{\text{ПР}} = -iZ_{\text{ПР}} \text{ctg}(\beta l_{\text{ПР}}) \quad (2.9)$$

Щелевой резонатор представлен в виде параллельного LC-контюра, реактивное сопротивление $X_{\text{ЩР}}$ которого определяется согласно выражению (2.10) [9, 48, 100]:

$$X_{\text{ЩР}} = iZ_{\text{ЩР}} \text{tg}(\beta l_{\text{ЩР}}/2) \quad (2.10)$$

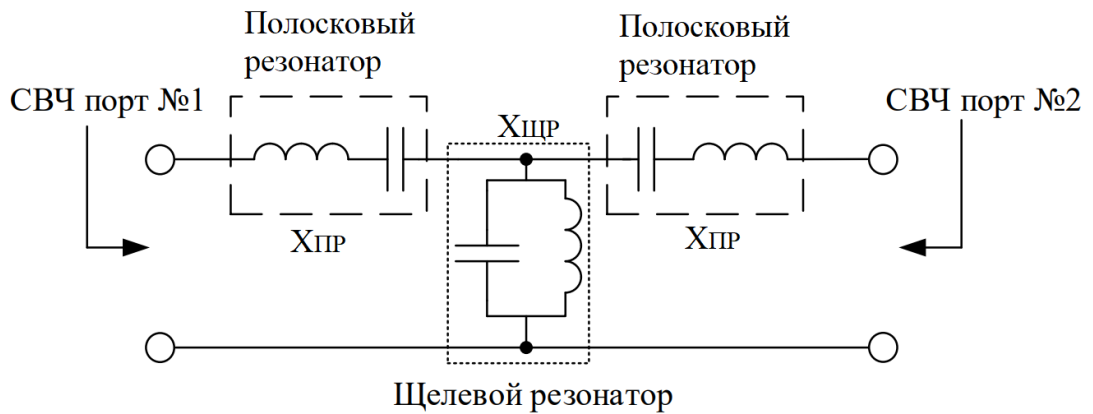


Рисунок 2.8 – Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода на центральной частоте

Из анализа эквивалентной схемы на центральной частоте следует, что ее построение соответствует Т-образному полосно-пропускающему фильтру.

При упрощении эквивалентной схемы (рисунок 2.7) и исключении трансформаторов $N_1:1$ входные сопротивления щелевых резонаторов определяется выражению (2.11):

$$Z_{\text{ВЩР1}} = Z_{\text{ЩР}} \times N_1^2 \quad (2.11)$$

В результате упрощения результирующая матрица $[A_{\Sigma}]$ А-параметров определяется согласно выражению (2.12):

$$[A_{\Sigma}] = [A_1] \times [A_2] \times [A_3] \times [A_4] \times [A_5], \quad (2.12)$$

где $[A_1], [A_5]$ – матрица А-параметров полосковой линии, $[A_2], [A_4]$ – матрица А-параметров полоскового резонатора с обрывом на конце, $[A_3]$ – матрица А-параметров щелевого резонатора.

2.1.1 Математическая модель электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе

Проведем исследование результирующей матрицы $[A_{\Sigma}]$ А-параметров многослойного полосково-щелевого перехода с целью выявления закономерностей в его амплитудно-частотной характеристике.

Так как электрическая длина полосковых резонаторов соответствует половине электрической длины щелевого резонатора, введем обозначение электрической длины θ ($\theta = \theta_3 = \theta_2$). Исключив из (2.12) матрицы А-параметров полосковой линии $[A_1], [A_5]$, не влияющие на амплитудно-частотные характеристики, а также приняв коэффициент трансформации равным 1:1, получаем следующую матрицу $[A_{\Sigma}]$ А-параметров (2.13).

$$[A_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{2Z_{\text{ПП}}}{Z_{\text{ЩР}}} \text{ctg}^2 \theta & \frac{2Z_{\text{ПП}}}{j} \text{ctg} \theta - \frac{2Z_{\text{ПП}}^2}{j} \text{ctg}^3 \theta \\ \frac{2}{jZ_{\text{ЩР}}} \text{ctg} \theta & 1 - \frac{2Z_{\text{ПП}}}{Z_{\text{ЩР}}} \text{ctg}^2 \theta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Выполним нормировку (2.14, 2.15) волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов относительно волнового сопротивления $Z_{\text{В}}=50$ Ом. В результате получим нормированные волновые сопротивления: $Z_{\text{НПП}}$, $Z_{\text{НЩР}}$.

$$z_{\text{НПП}} = Z_{\text{ПП}}/Z_{\text{В}} \quad (2.14)$$

$$z_{\text{НЩР}} = Z_{\text{ЩР}}/Z_{\text{В}} \quad (2.15)$$

Результирующая матрица А-параметров $[A_{\Sigma}]$ с нормированными волновыми сопротивлениями определяется согласно (2.16):

$$[A_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{2z_{\text{НПР}}}{z_{\text{НЦР}}} \text{ctg}^2 \theta & \frac{2z_{\text{НПР}}}{j} \text{ctg} \theta - \frac{2z_{\text{НПР}}^2}{jz_{\text{НЦР}}} \text{ctg}^3 \theta \\ \frac{2}{jz_{\text{НЦР}}} \text{ctg} \theta & 1 - \frac{2z_{\text{НПР}}}{z_{\text{НЦР}}} \text{ctg}^2 \theta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Пересчет полученной согласно (2.16) матрицы А-параметров в матрицу S-параметров осуществляется согласно выражениям (2.17) и (2.18).

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \quad (2.17)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (2.18)$$

Из (2.16) следует равенство коэффициентов A и D результирующей матрицы А-параметров $[A_{\Sigma}]$. Исходя из этого равенства, получаем выражение для коэффициента отражения (S_{11}) (2.19):

$$S_{11} = \frac{B - C}{A + B + C + D} \quad (2.19)$$

Закон сохранения энергии для пассивного двухпортового СВЧ устройства определяется выражением (2.20):

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.20)$$

Используя (2.18, 2.19), получаем выражение, определяющее соотношение коэффициента отражения (S_{11}) к коэффициенту передачи (S_{21}) (2.21):

$$\frac{S_{11}}{S_{21}} = \frac{B - C}{2} \quad (2.21)$$

Исходя из вышеизложенных выражений (2.20, 2.21), закон сохранения энергии для пассивного двухпортового СВЧ устройства примет вид (2.22):

$$|S_{21}|^2 \left| \frac{B-C}{2} \right|^2 + |S_{21}|^2 = 1, \quad (2.22)$$

где

$$|S_{11}|^2 = \frac{\left| \frac{B-C}{2} \right|^2}{1 + \left| \frac{B-C}{2} \right|^2} \quad (2.23)$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \left| \frac{B-C}{2} \right|^2} \quad (2.24)$$

Из (2.23) следует, что нулевые значения функции коэффициента отражения (S_{11}) могут быть определены при $\left(\frac{B-C}{2} \right) = 0$. Отсюда следует, что нулевые значения функции коэффициента отражения (S_{11}) определяются решением выражения (2.25):

$$\frac{z_{\text{НПР}}}{j} \operatorname{ctg} \theta - \frac{z_{\text{НПР}}^2}{j z_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg}^3 \theta - \frac{\operatorname{ctg} \theta}{j z_{\text{НЦР}}} = 0 \quad (2.25)$$

Из (2.25) следует, что нулевые значения функции коэффициента отражения (S_{11}) имеют место в следующих случаях (2.26, 2.27):

$$\operatorname{ctg} \theta = 0 \quad (2.26)$$

$$\operatorname{ctg} \theta = \pm \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}} \quad (2.27)$$

Из (2.27) выразим θ (2.28, 2.29):

Для случая $\operatorname{ctg} \theta \geq 0$ выражение для электрической длины θ примет вид:

$$\theta = \operatorname{arcctg} \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЩР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}} + \pi k, \quad (2.28)$$

$$k \in Z, k \geq 0, z_{\text{НПР}} z_{\text{НЩР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0$$

Для случая $\operatorname{ctg} \theta < 0$:

$$\theta = \pi - \operatorname{arcctg} \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЩР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}} + \pi k, \quad (2.29)$$

$$k \in Z, k \geq 0, z_{\text{НПР}} z_{\text{НЩР}} > 1, z_{\text{НПР}} > 0.$$

Из (2.26) следует, что одно нулевое значение функции коэффициента отражения (S_{11}) для многослойного полосково-щелевого перехода будет на центральной частоте ($\theta = \pi/2$). Еще два нулевых значения функции коэффициента отражения (S_{11}) для многослойного полосково-щелевого перехода определяются согласно (2.27–2.29) и образуются при выполнении условий: $z_{\text{НПР}} z_{\text{НЩР}} > 1, z_{\text{НПР}} > 0$. Таким образом, в функции коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода может наблюдаться три нулевых значения.

Проведем расчет частот, соответствующих нулевым значениям функции коэффициента отражения (S_{11}) (таблица 2.1). Для пересчета θ в нормированную частоту $f/f_{\text{Ц}}$ воспользуемся (2.30). Полученные результаты сравним с результатами схемотехнического моделирования эквивалентной схемы (рисунок 2.9).

$$\frac{f}{f_{\text{Ц}}} = \frac{2\theta}{\pi} \quad (2.30)$$

При расчете будем использовать следующие волновые сопротивления резонаторов: 1) $z_{\text{ПР}} = 25 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 25 \text{ Ом}$; 2) $z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 50 \text{ Ом}$; 3) $z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 50 \text{ Ом}$; 4) $z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 100 \text{ Ом}$; 5) $z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 75 \text{ Ом}$.

Таблица 2.1 – Частоты, соответствующие нулевым значениям функции коэффициента отражения (S_{11}), полученные согласно математической модели

	$f_1/f_{\text{Ц}}$	$f_2/f_{\text{Ц}}$	$f_3/f_{\text{Ц}}$
$z_{\text{ПР}} = 25 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 25 \text{ Ом}$	-	1	-
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 50 \text{ Ом}$	-	1	-
$z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 50 \text{ Ом}$	0,705	1	1,295
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 100 \text{ Ом}$	0,50	1	1,50
$z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{ЦР}} = 75 \text{ Ом}$	0,59	1	1,41

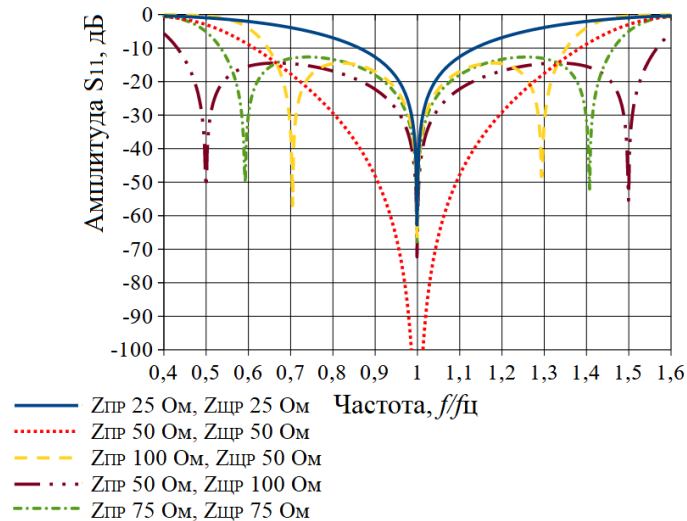


Рисунок 2.9 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

Из рисунка 2.9 и таблицы 2.1 следует, что частоты, соответствующие нулевым значениям функции коэффициента отражения, полученные по

результатам схемотехнического моделирования совпадают с расчетными данными, полученными согласно выражениям (2.26–2.30).

Для дальнейшего исследования математической модели электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе найдем экстремумы функции коэффициента отражения (S_{11}).

Пусть $\varphi(\theta) = \left(\frac{B-C}{2}\right)$. Тогда (2.23, 2.24) принимают следующий вид (2.31–2.33):

$$\varphi(\theta) = \frac{z_{\text{НПР}}}{j} \operatorname{ctg} \theta - \frac{z_{\text{НПР}}^2}{j z_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg}^3 \theta - \frac{\operatorname{ctg} \theta}{j z_{\text{НЦР}}} \quad (2.31)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{|\varphi(\theta)|^2}{1 + |\varphi(\theta)|^2} \quad (2.32)$$

$$|S_{11}| = \frac{|\varphi(\theta)|}{\sqrt{1 + |\varphi(\theta)|^2}} \quad (2.33)$$

Найдем значение функции $\varphi(\theta)$, приравняв производную функции коэффициента отражения (S_{11}) к нулю: $\frac{\partial S_{11}(\theta)}{\partial \theta} = 0$.

$$\frac{\partial |S_{11}(\theta)|}{\partial \theta} = \frac{\partial |\varphi(\theta)|}{\partial \theta} \cdot \frac{1}{(1 + |\varphi(\theta)|^2)^{3/2}} \quad (2.34)$$

Из (2.34) следует, что $\frac{\partial S_{11}(\theta)}{\partial \theta} = 0$ при $\frac{\partial \varphi(\theta)}{\partial \theta} = 0$.

Найдем нули $\frac{\partial \varphi(\theta)}{\partial \theta}$ (выражения 2.35–2.37):

$$\frac{\partial \varphi(\theta)}{\partial \theta} = -j \left(-\frac{z_{\text{НПР}}}{\sin^2 \theta} + 3 \frac{z_{\text{НПР}}^2}{z_{\text{НЦР}} \sin^2 \theta} \operatorname{ctg}^2 \theta + \frac{1}{z_{\text{НЦР}} \sin^2 \theta} \right) = 0 \quad (2.35)$$

$$\left(-z_{\text{НПР}} + 3 \frac{z_{\text{НПР}}^2}{z_{\text{НЦР}}} \text{ctg}^2 \theta + \frac{1}{z_{\text{НЦР}}}\right) = 0 \quad (2.36)$$

$$\text{ctg} \theta = \pm \frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}} \quad (2.37)$$

Из (2.37) выразим θ (выражения 2.38, 2.39):

Для случая $\text{ctg} \theta \geq 0$:

$$\theta = \text{arcctg} \left(\frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}} \right) + \pi k, \quad (2.38)$$

$$k \in Z, k \geq 0, z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0$$

Для случая $\text{ctg} \theta < 0$:

$$\theta = \pi - \text{arcctg} \left(\frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}} \right) + \pi k, \quad (2.39)$$

$$k \in Z, k \geq 0, z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} > 1, z_{\text{НПР}} > 0.$$

Подставим (2.37) в (2.31):

$$\varphi(\theta) = j \left(-\sqrt{\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}} + \frac{\left(\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}\right)^{3/2}}{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}}} + \frac{\left(\frac{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{3}\right)^{1/2}}{z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}}} \right) \quad (2.40)$$

Из (2.37) следует, что положение экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) зависит от соотношения волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов.

Согласно (2.38–2.40), рассчитаем значения нормированной частоты экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) от частоты, а также их значения (таблица 2.2). При расчете будем использовать следующие волновые сопротивления резонаторов: 1) $z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$; 2) $z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$; 3) $z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 100 \text{ Ом}$; 4) $z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 75 \text{ Ом}$.

Таблица 2.2 – Частоты и значения экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}), полученные согласно математической модели

	$f_1/f_{\text{Ц}}, S_{11} $	$f_2/f_{\text{Ц}}, S_{11} $
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$	1; $-\infty$	1, $-\infty$
$z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$	0,82; -14,47 дБ	1,18; -14,47 дБ
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 100 \text{ Ом}$	0,67; -14,47 дБ	1,33; -14,47 дБ
$z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 75 \text{ Ом}$	0,74; -12,67 дБ	1,25; -12,67 дБ

Из результатов, представленных в таблице 2.2, а также графических зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) от частоты (рисунок 2.10), полученных по результатам схемотехнического моделирования эквивалентной схемы, следует, что величина и положение экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) от частоты определяется соотношением волновых сопротивлений полоскового и щелевого резонаторов. При $z_{\text{ПР}}z_{\text{ЩР}} = \text{const}$, величина экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) остается постоянной.

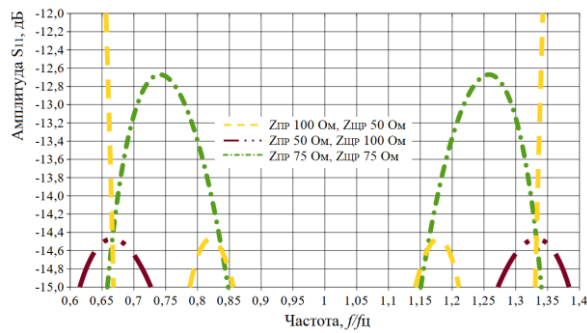


Рисунок 2.10 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

Таким образом, на основании представленной математической модели электромагнитной связи в многослойном полосково-щелевом переходе, можно проводить предварительный анализ следующих параметров его амплитудно-частотной характеристики:

- 1) Частот, соответствующих нулевым значениям функции коэффициента отражения (S_{11}) (выражения 2.26–2.29);
- 2) Частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) (выражения 2.37–2.40);
- 3) Используя выражение для определения частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) (выражение 2.40), а также закон сохранения энергии для пассивного двухпортового СВЧ устройства (выражение 2.20), можно определить амплитуду пульсаций функции коэффициента передачи (S_{21}).

2.2 Переход от элементов эквивалентных схем к элементам конструкции

Следующим этапом проектирования частотно-селективных СВЧ устройств после схемотехнического моделирования является переход от элементов эквивалентных схем к элементам конструкции. На данном этапе выполняется пересчет значений волнового сопротивления и электрической длины длинных

линий, используемых при схемотехническом моделировании в геометрические размеры элементов (длина, ширина). Исходя из представленных ранее конструкций многослойного полосково-щелевого перехода (рисунки 2.1, 2.2), можно выделить следующие основные конструктивные элементы:

1. Симметричные полосковые линии;
2. Несимметричные полосковые линии;
3. Щелевая линия в составе двухслойной диэлектрической структуры;
4. Экранированная щелевая линия.

Из представленного перечня основных конструктивных элементов многослойного полосково-щелевого перехода наиболее изученными, с точки зрения теории и практики, являются симметричные и несимметричные полосковые линии [9, 48, 100]. Волновое сопротивление, электрическая длина и длина волны, распространяющейся в полосковых линиях с высокой точностью определяются известными аналитическими выражениями [100]. Менее распространенными в конструкторской деятельности, в сравнении с полосковыми линиями передачи, являются щелевая линия передачи и ее модификации [112]. В настоящее время отсутствуют исследования электрических параметров для модификаций щелевой линии передачи, применяемых в составе многослойного полосково-щелевого перехода.

2.2.1 Симметричная щелевая линия

Симметричная щелевая линия является наиболее изученным типом щелевой линии [11, 60, 98, 117]. Конструкция симметричной щелевой линии, представляет собой две металлические полуплоскости, расположенные на диэлектрической подложке с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , толщиной h . Толщина слоя металлизации значительно меньше толщины подложки. Ширина щелевой линии W . Поперечное сечение симметричной

щелевой линии, а также формируемая в ней структура электромагнитного поля представлены на рисунках 2.11, 2.12. Первая мода электромагнитной волны, распространяющейся в симметричной щелевой линии, адекватна структуре волны H_{10} . Это связано с тем, что вектор электрического поля направлен от одной кромки щели к другой.

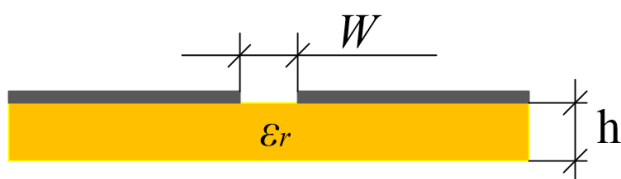


Рисунок 2.11 – Поперечное сечение симметричной щелевой линии передачи

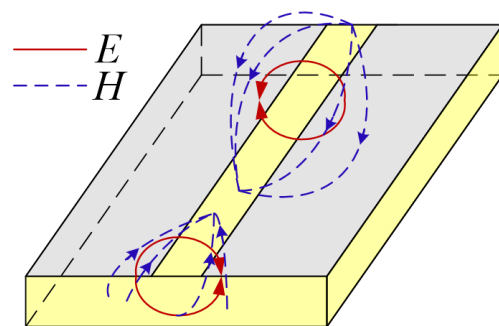


Рисунок 2.12 – Структура электромагнитного поля, формируемая в симметричной щелевой линии передачи

Волновое сопротивление симметричной щелевой линии, подложка которой характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью от 9,7 до 20, с погрешностью 2 %, определяется согласно выражениям (2.41, 2.42) [60, 86, 117].

Для $0,02 \leq W/h < 0,2$:

$$\begin{aligned}
 Z = & 72,62 - 35,19 \lg \varepsilon_r + 50(W/h - 0,02)(W/h - 0,1)/(W/h) + \\
 & + \lg(100 W/h)[44,28 - 19,58 \lg \varepsilon_r] - \\
 & - [0,32 \lg \varepsilon_r - 0,11 + W/h(1,07 \lg \varepsilon_r + 1,44)] \cdot \\
 & \cdot (11,4 - 6,07 \lg \varepsilon_r - 100 h/\lambda_0)^2
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Для $0,2 \leq W/h \leq 1$:

$$Z = 113,19 - 53,55 \lg \varepsilon_r + 1,25 W/h (114,59 - 51,88 \lg \varepsilon_r) + \\ + 20(W/h - 0,2)(1 - W/h) - \\ - [0,15 + 0,23 \lg \varepsilon_r + W/h (-0,79 + 2,07 \lg \varepsilon_r)] \cdot \\ \cdot [10,25 - 5 \lg \varepsilon_r + W/h (2,1 - 1,42 \lg \varepsilon_r) - 100 h/\lambda_0]^2 \quad (2.42)$$

В рамках исследования симметричной щелевой линии передачи было проведено ее компьютерное моделирование (рисунки 2.13–2.15) [3, 4, 18, 93]. Выполнено сравнение результатов, полученных согласно выражениям (2.41, 2.42) и результатов, полученных в рамках компьютерного моделирования. При этом были использованы следующие параметры моделирования: частота моделирования 1000 МГц, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r = 9,7$, высота подложки $h = 1,5$ мм.

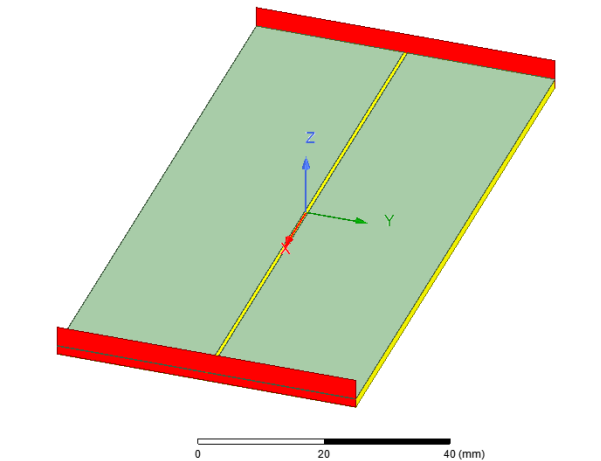


Рисунок 2.13 – Компьютерная модель симметричной щелевой линии передачи в программе электродинамического моделирования

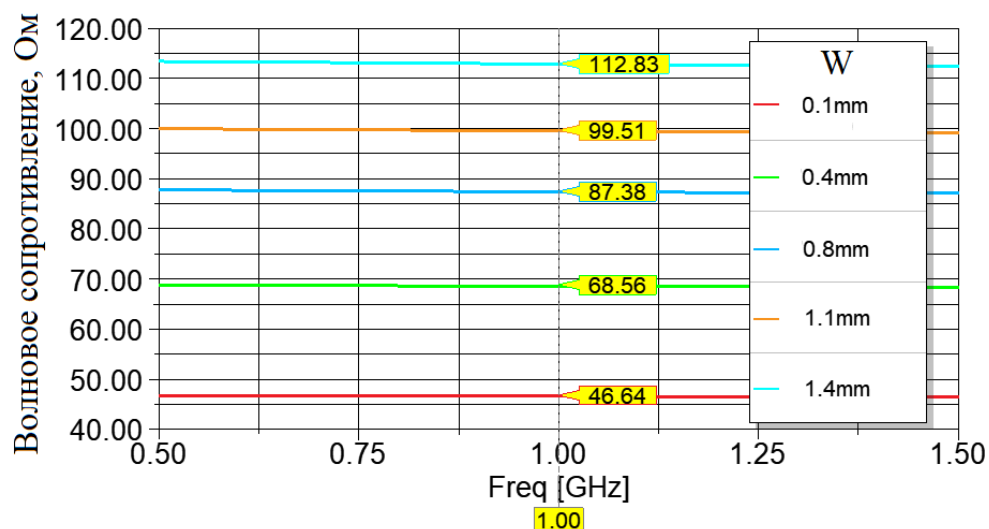


Рисунок 2.14 – Результаты компьютерного моделирования волнового сопротивления симметричной щелевой линии передачи для случаев ширины щелевой линии W : 0,1 мм; 0,4 мм; 0,8 мм; 1,1 мм; 1,4 мм

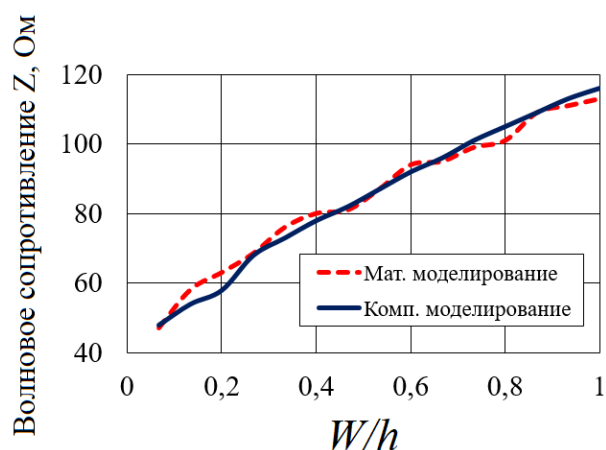


Рисунок 2.15 – Графические зависимости изменения волнового сопротивления симметричной щелевой линии передачи от отношения W/h , полученные по результатам компьютерного и математического моделирования

Из анализа полученных графических зависимостей (рисунок 2.15) следует, что результаты компьютерного моделирования имеют хорошее качественное и количественное согласование (погрешность не более 8,5 %) с результатами расчета волнового сопротивления симметричной щелевой линии передачи,

полученными согласно выражениям (2.41, 2.42). Исследование параметров модификаций щелевой линии передачи, применяемых в составе многослойного полосково-щелевого перехода, может быть выполнено методом компьютерного моделирования.

2.2.2 Щелевая линия передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры

Щелевая линия передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры применяется в конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями (рисунок 2.2). Конструкция щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры представляет собой две металлические полуплоскости, расположенные между диэлектрическими подложками с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , шириной d и толщиной h_1 (верхняя), h_2 (нижняя). Толщина слоя металлизации значительно меньше толщины подложек. Ширина щелевой линии W . Поперечное сечение щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры представлено на рисунке 2.16.

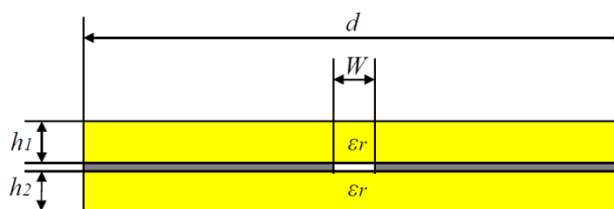


Рисунок 2.16 – Поперечное сечение щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры

В рамках исследования щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры было проведено ее компьютерное моделирование (рисунок 2.17, 2.18). При этом были использованы следующие параметры моделирования: частота моделирования 1000 МГц, относительная

диэлектрическая проницаемость подложек ϵ_r равна: 1) 2,5 (соответствует материалу ФАФ-4Д), 2) 10,2 (соответствует материалу Arlon AD1000 [36]); и соответствующие им высоты подложек h_1, h_2 : 1 мм, 1,27 мм.

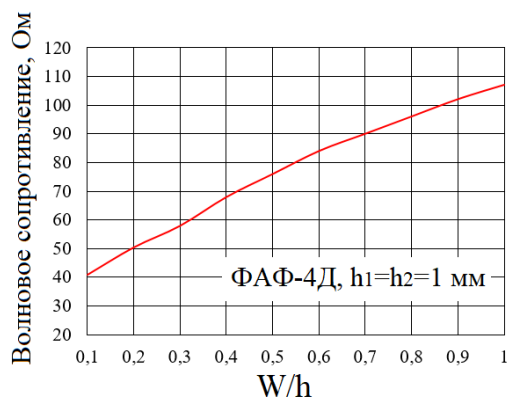


Рисунок 2.17 – Графическая зависимость изменения волнового сопротивления щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры от отношения W/h (материал диэлектрических подложек ФАФ-4Д, $\epsilon_r=2,5$, $h_1=h_2=1$ мм)

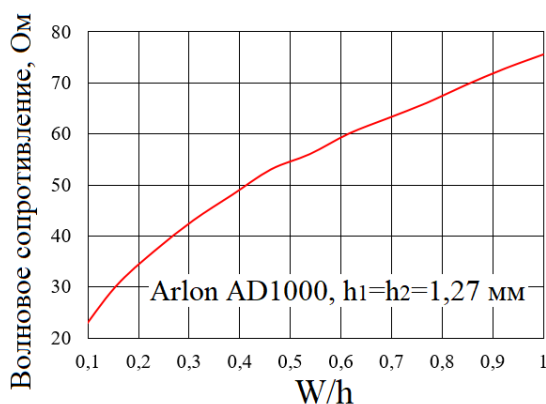


Рисунок 2.18 – Графическая зависимость изменения волнового сопротивления щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры от отношения W/h (материал диэлектрических подложек Arlon AD1000, $\epsilon_r=10,2$, $h_1=h_2=1,27$ мм)

Из анализа представленных графических зависимостей (рисунки 2.17, 2.18) следует, что волновое сопротивление щелевой линии в составе двухслойной

диэлектрической структуры изменяется в пределах от 40 Ом до 60 Ом при соотношении W/h : от 0,1 до 0,33 – при использовании материала ФАФ-4Д толщиной 1 мм; и от 0,25 до 0,6 – при использовании материала Arlon AD1000. Таким образом, при изготовлении металлического основания с щелевым резонатором на материале ФАФ-4Д, с целью обеспечения волнового сопротивления щелевого резонатора, близкого к 50 Ом, необходимо применение высокотехнологичного производства, где минимальное расстояние между токоведущими частями не превышает 0,2 мм.

2.2.3 Экранированная щелевая линия

Экранированная щелевая линия передачи применяется в конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями (рисунок 2.1). Конструкция экранированной щелевой линии передачи, представляет собой две металлические полуплоскости, расположенные между диэлектрическими подложками с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , шириной d и толщиной h_1 (верхняя), h_2 (нижняя). Сверху и снизу подложек расположены металлические экраны. Толщина слоя металлизации значительно меньше толщины подложек. Ширина щелевой линии W . Поперечное сечение экранированной щелевой линии представлено на рисунке 2.19.

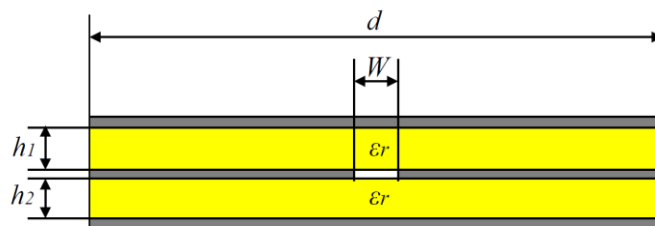


Рисунок 2.19 – Поперечное сечение экранированной щелевой линии передачи

В рамках исследования экранированной щелевой линии передачи было проведено ее компьютерное моделирование (рисунки 2.20, 2.21). При этом были использованы следующие параметры моделирования: частота моделирования 1000 МГц, относительная диэлектрическая проницаемость подложек $\epsilon_r=3,5$ (соответствует материалу Arlon AD350), высоты подложек 1,524 мм, ширина подложек $d=100$ мм.

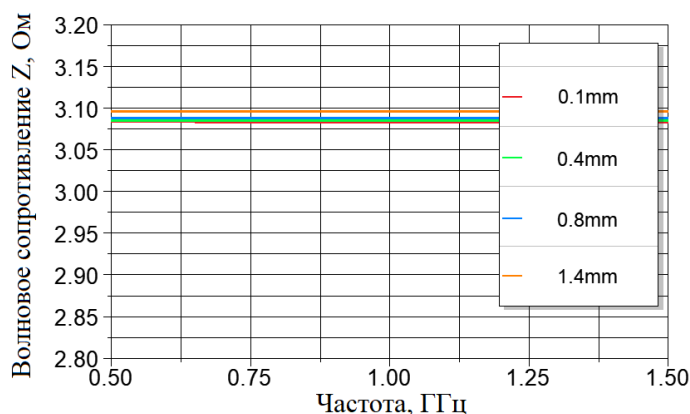


Рисунок 2.20 – Графические зависимости изменения волнового сопротивления экранированной щелевой линии от частоты для случаев ширины щелевой линии W : 0,1 мм; 0,4 мм; 0,8 мм, 1,4 мм ($d = 100$ мм, $h_1 = h_2 = 1,524$ мм, $\epsilon_r=3,5$)

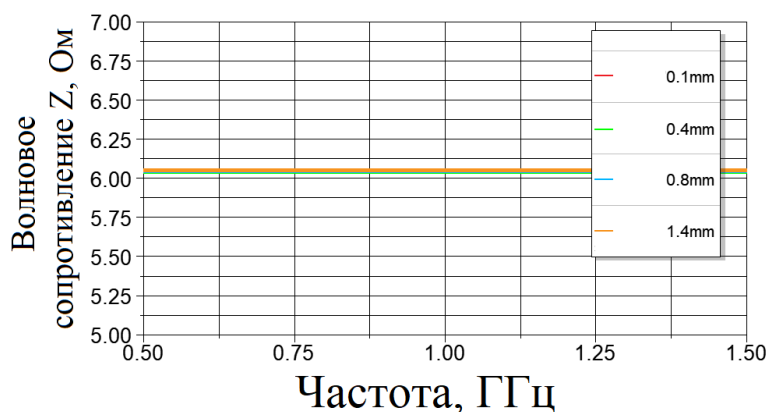


Рисунок 2.21 – Графические зависимости изменения волнового сопротивления экранированной щелевой линии от частоты для случаев ширины щелевой линии W : 0,1 мм; 0,4 мм; 0,8 мм; 1,4 мм ($d = 100$ мм, $h_1 = h_2 = 3,048$ мм, $\epsilon_r=3,5$)

Из анализа представленных графических зависимостей (рисунки 2.20, 2.21) следует, что величина волнового сопротивления экранированной щелевой линии

более, чем на порядок меньше волнового сопротивления симметричной щелевой линии передачи или щелевой линии передачи в составе двухслойной диэлектрической структуры. Этот факт объясняется шунтирующими свойствами экранов (распределение напряженности электрического поля представлено на рисунке 2.22). Также выявлено, что с увеличением ширины экранов d , уменьшается волновое сопротивление щелевой линии.

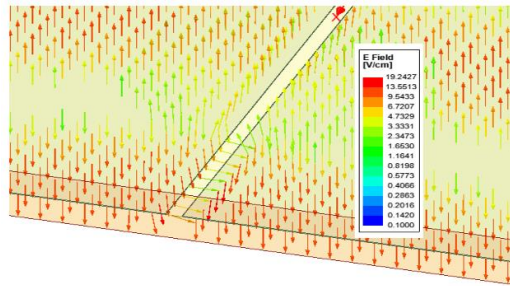


Рисунок 2.22 – Распределение напряженности электрического поля в конструкции экранированной щелевой линии передачи

Таким образом, применение экранированной щелевой линии передачи позволяет реализовывать частотно-селективные СВЧ устройства с малым волновым сопротивлением щелевого резонатора без применения высокотехнологичных производств.

2.3 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода

Для исследования представленной эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода (рисунок 2.7) проведем ее схемотехническое моделирование и сравним полученные результаты с результатами компьютерного моделирования и экспериментальными данными. Настоящее исследование было выполнено отдельно для: 1) многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями; 2) многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями.

2.3.1 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями

Для исследования многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями (рисунок 2.1) проведено его схемотехническое и компьютерное моделирование, а также экспериментальное исследование его макета. При схемотехническом моделировании были использованы следующие параметры: центральная частота 1400 МГц, волновое сопротивление полосковой линии 50 Ом, длина щелевого резонатора на центральной частоте $\lambda/2$, длина полосковых резонаторов с обрывом на конце $\lambda/4$ на центральной частоте, волновое сопротивление полосковых резонаторов 50 Ом, волновое сопротивление щелевой линии 6 Ом. При компьютерном моделировании (рисунок 2.23) были использованы следующие исходные данные: в качестве материала подложек был использован фольгированный диэлектрик — Arlon AD350 толщиной 1,524 мм; размер оснований (100×40) мм; размеры полосковых линий составляют (65×1,6) мм; длина П-образного щелевого резонатора 60 мм; ширина щелевого резонатора 0,8 мм; длина отрезка полоскового резонатора составляет 26 мм. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунок 2.24, таблица 2.3).

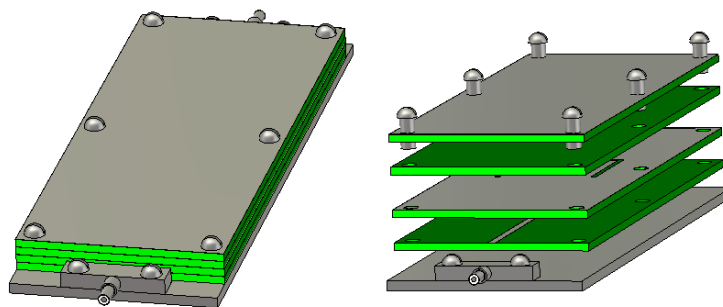


Рисунок 2.23 – Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода, используемая при компьютерном моделировании (на торцах представленной конструкции заданы граничные условия для идеального проводника)

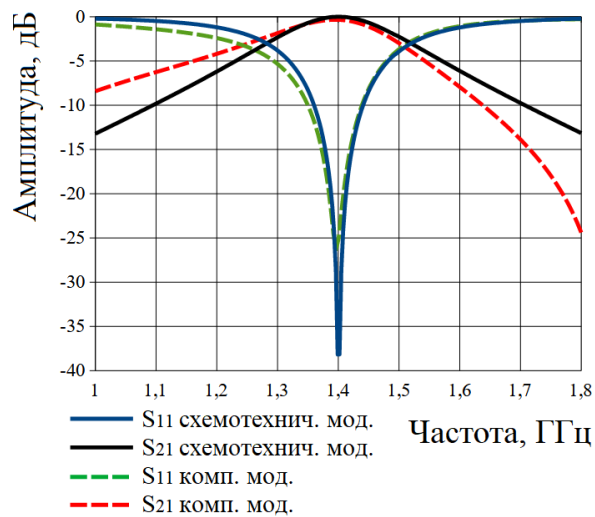


Рисунок 2.24 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом и компьютерном моделировании

Таблица 2.3 – Таблица результатов схемотехнического и компьютерного моделирования

Вид моделирования	Полоса пропускания по уровню -3 дБ, ГГц	Центральная частота, ГГц	Полоса пропускания по уровню коэффициента отражения -10 дБ, ГГц
Схемотехническое моделирование	1,28–1,52	1,40	1,36–1,44
Компьютерное моделирование	1,25–1,50	1,38	1,35–1,44

Из анализа представленных графических зависимостей S-параметров следует, что многослойный полосково-щелевой переход обладает выраженными частотно-селективными свойствами. Также из анализа результатов схемотехнического и компьютерного моделирования следует их хорошее

качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, составляет не более 0,03 ГГц (2,1 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,01 ГГц (0,7 % относительно центральной частоты).

Для подтверждения корректности результатов моделирования проведено экспериментальное исследование макета многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями (рисунок 2.25). Конструкция макета по своим габаритным размерам, а также по размерам основных своих конструктивных элементов соответствует модели, используемой при компьютерном моделировании.

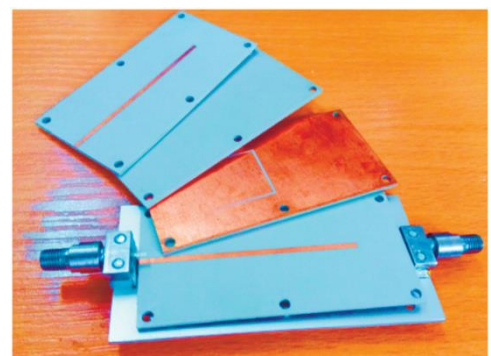
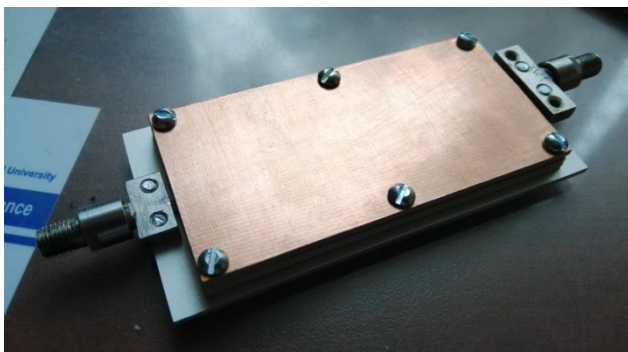


Рисунок 2.25 – Фотографии макета многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными щелевыми линиями

Полученные результаты экспериментального исследования представлены в сравнении с результатами компьютерного моделирования в виде элементов матрицы рассеяния – коэффициентов передачи и отражения (рисунок 2.26, таблица 2.4)

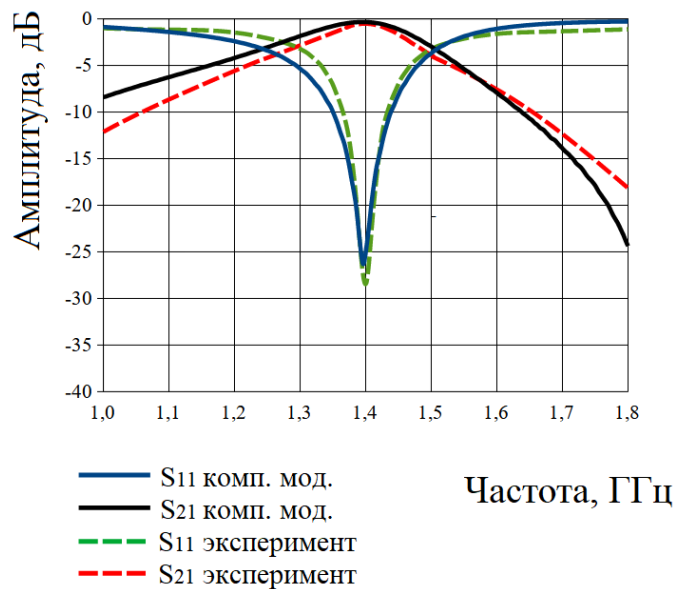


Рисунок 2.26 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные по результатам экспериментального исследования и компьютерного моделирования

Таблица 2.4 – Результаты исследований многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями

Вид исследования	Полоса пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ, ГГц	Центральная частота, ГГц	Полоса пропускания по уровню коэффициента отражения -10 дБ, ГГц
Схемотехническое моделирование	1,28–1,52	1,40	1,36–1,44
Компьютерное моделирование	1,25–1,50	1,38	1,35–1,44
Экспериментальное исследование	1,29–1,49	1,39	1,37–1,43

Из анализа представленных графических зависимостей и табличных данных следует, что теоретические результаты, полученные с помощью компьютерного и схемотехнического моделирования, а также результаты экспериментальных исследований находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. Отклонение границы полосы пропускания, полученной по результатам экспериментального исследования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, не превышает 0,04 ГГц (2,8 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,02 ГГц (1,4 % относительно центральной частоты). Таким образом, эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями является корректной (рисунок 2.7), что подтверждается результатами компьютерного моделирования и экспериментальными данными.

2.3.2 Исследование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями

Исследование эквивалентной схемы (рисунок 2.7) многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями выполнено в три этапа. На первом этапе были исследованы зависимости его амплитудно-частотной характеристики при фиксированном значении волнового сопротивления полосковых резонаторов 50 Ом. Результаты схемотехнического моделирования эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода при значении волнового сопротивления щелевого резонатора 50 Ом, 75 Ом и 100 Ом приведены на рисунках 2.27, 2.28 ($Z_{пр}$ — волновое сопротивление полоскового резонатора, $Z_{щр}$ — волновое сопротивление щелевого резонатора).

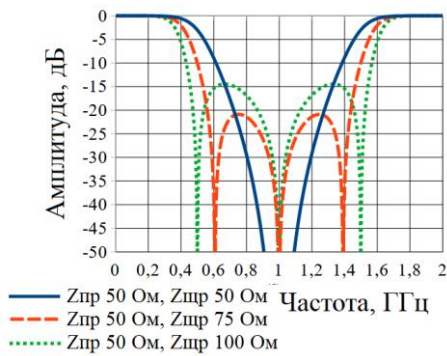


Рисунок 2.27 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

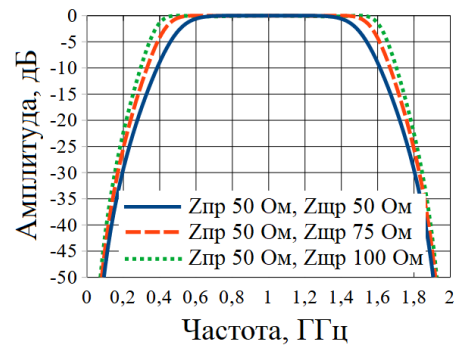


Рисунок 2.28 – Графические зависимости коэффициента передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

Из анализа графических зависимостей амплитудно-частотных характеристик (рисунки 2.27, 2.28) следует, что при фиксированном волновом сопротивлении полосковых резонаторов 50 Ом, ширина полосы пропускания зависит от волнового сопротивления щелевого резонатора. При этом, с увеличением волнового сопротивления щелевого резонатора происходит увеличение ширины полосы пропускания многослойного полосково-щелевого перехода.

Для подтверждения результатов расчета эквивалентной схемы (рисунки 2.27, 2.28), проведено компьютерное моделирование многослойного полосково-щелевого перехода. При этом использован многослойный полосково-щелевой переход с несимметричными полосковыми линиями (рисунок 2.2) и следующими конструктивными параметрами: размер диэлектрических оснований (130×130) мм, высота диэлектрических оснований 1 мм, относительная диэлектрическая проницаемость оснований 2,5 (материал ФАФ-4Д), длина щелевого резонатора 102 мм (ширина 0,2 мм; 0,5 мм; 0,9 мм, что соответствует волновому сопротивлению 50 Ом, 75 Ом, 100 Ом), длина полосковых резонаторов 48 мм, ширина полосковых резонаторов 2,8 мм. Результаты компьютерного моделирования представлены на рисунках 2.29–2.31, а также в таблице 2.5.

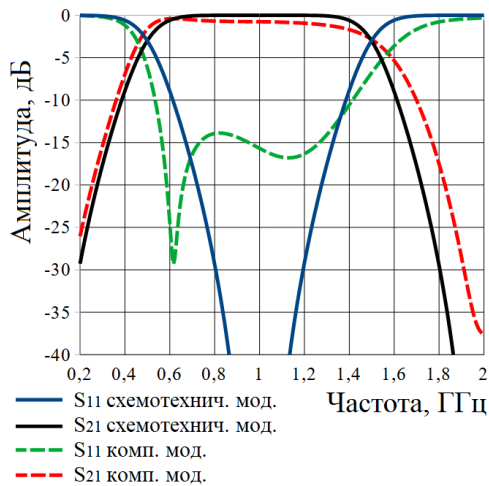


Рисунок 2.29 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=50$ Ом, $Z_{щр}=50$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

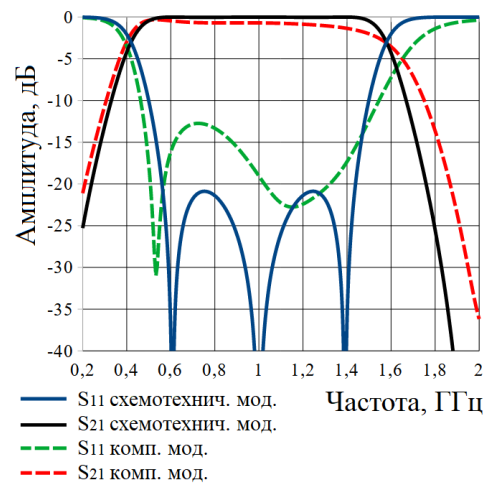


Рисунок 2.30 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=50$ Ом, $Z_{щр}=75$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

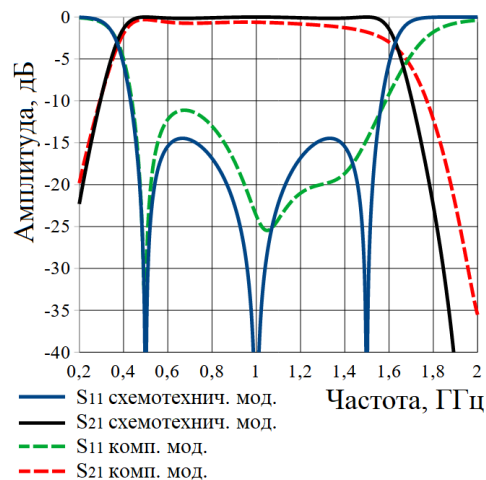


Рисунок 2.31 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=50$ Ом, $Z_{щр}=100$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

Таблица 2.5 – Результаты схемотехнического и компьютерного моделирования многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями

Параметр	$Z_{щр}=50 \text{ Ом}$	$Z_{щр}=75 \text{ Ом}$	$Z_{щр}=100 \text{ Ом}$
Полоса пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,50–1,50)/ (0,46–1,51)	(0,42–1,57)/ (0,40–1,57)	(0,37–1,62)/ (0,38–1,60)
Полоса пропускания по уровню -10 дБ коэффициента отражения, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,60–1,41)/ (0,55–1,41)	(0,50–1,50)/ (0,46–1,54)	(0,43–1,56)/ (0,43–1,58)

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, не превышает 0,04 ГГц (4 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,05 ГГц (5 % относительно центральной частоты). Также из анализа результатов следует, что с увеличением волнового сопротивления щелевого резонатора увеличивается ширина полосы пропускания многослойного полосково-щелевого перехода.

На втором этапе исследования эквивалентной схемы (рисунок 2.7) многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями проведено исследование его амплитудно-частотных характеристик при фиксированном значении волнового сопротивления щелевого резонатора 50 Ом. При этом, волновое сопротивление полоскового резонатора принимало значения 50 Ом, 75 Ом, 100 Ом. Результаты схемотехнического моделирования

представлены в виде графических зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунки 2.32, 2.33) ($Z_{пр}$ — волновое сопротивление полоскового резонатора, $Z_{щр}$ — волновое сопротивление щелевого резонатора).

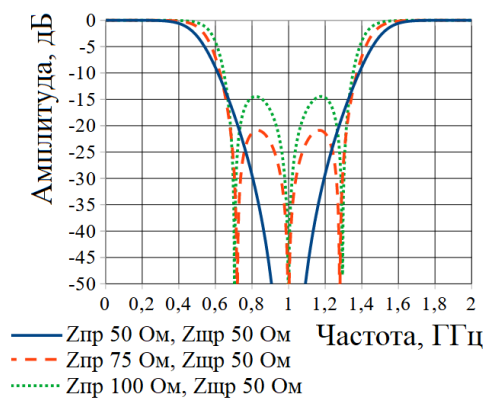


Рисунок 2.32 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

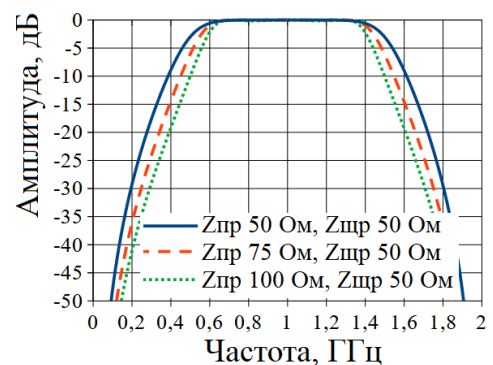


Рисунок 2.33 – Графические зависимости коэффициента передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

Из анализа графических зависимостей амплитудно-частотных характеристик (рисунки 2.32, 2.33) следует, что с увеличением волнового сопротивления полосковых резонаторов ширина полосы пропускания многослойного полосково-щелевого перехода уменьшается.

Для подтверждения результатов расчета эквивалентной схемы (рисунок 2.7) проведено компьютерное моделирование многослойного полосково-щелевого перехода. При этом был использован многослойный полосково-щелевой переход с несимметричными полосковыми линиями (рисунок 2.2) и следующими конструктивными параметрами: размер диэлектрических оснований (130×130) мм, высота диэлектрических оснований 1 мм, относительная диэлектрическая проницаемость оснований 2,5 (материал ФАФ-4Д), длина щелевого резонатора 102 мм, ширина 0,2 мм, что соответствует волновому сопротивлению 50 Ом, длина полосковых резонаторов 48 мм, ширина полосковых резонаторов 2,8 мм, 1,4 мм, 0,75 мм (что соответствует волновому

сопротивлению 50 Ом, 75 Ом и 100 Ом). Результаты компьютерного моделирования представлены на рисунках 2.34, 2.35, а также в таблице 2.6.

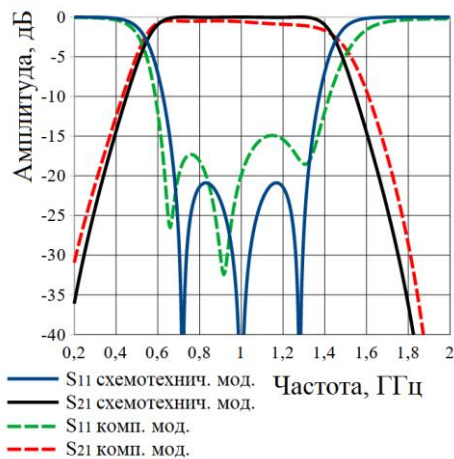


Рисунок 2.34 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=75$ Ом, $Z_{щр}=50$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

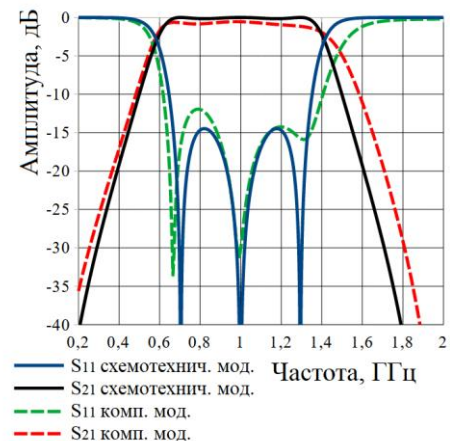


Рисунок 2.35 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=100$ Ом, $Z_{щр}=50$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования.

Таблица 2.6 – Результаты схемотехнического и компьютерного моделирования многослойного полосково-щелевого перехода

Параметр	$Z_{пр}=50$ Ом	$Z_{пр}=75$ Ом	$Z_{пр}=100$ Ом
Полоса пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,50–1,50)/ (0,46–1,51)	(0,55–1,45)/ (0,52–1,47)	(0,58–1,41)/ (0,57–1,45)
Полоса пропускания по уровню -10 дБ коэффициента отражения, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,60–1,41)/ (0,55–1,41)	(0,61–1,38)/ (0,59–1,42)	(0,63–1,36)/ (0,60–1,40)

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, не превышает 0,04 ГГц (4 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,05 ГГц (5 % относительно центральной частоты). Из представленных результатов следует, что с увеличением волнового сопротивления полосковых резонаторов уменьшается ширина полосы пропускания.

На третьем этапе исследования эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями (рисунок 2.2) проведено схемотехническое и компьютерное моделирование, а также экспериментальная проверка его макетов. При этом были использованы следующие исходные данные: материал оснований ФАФ-4Д толщиной 1 мм, центральная частота 1000 МГц, волновое сопротивление полосковых резонаторов 33,5 Ом (ширина 5 мм), электрическая длина полосковых резонаторов с учетом краевого эффекта 85 градусов (длина 45 мм), волновое сопротивление щелевого резонатора 60 Ом, 90 Ом, 105 Ом, что соответствует ширине 0,35 мм, 0,7 мм, 1 мм. Электрическая длина щелевого резонатора 180 градусов (длина 102 мм).

Результаты схемотехнического моделирования представлены в виде графических зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунки 2.36, 2.37) ($Z_{пр}$ — волновое сопротивление полоскового резонатора, $Z_{щр}$ — волновое сопротивление щелевого резонатора). Аналогичным образом представлены результаты компьютерного моделирования (рисунки 2.38–2.40, таблица 2.7). ($Z_{пр}$ — волновое сопротивление полоскового резонатора, $Z_{щр}$ — волновое сопротивление щелевого резонатора).

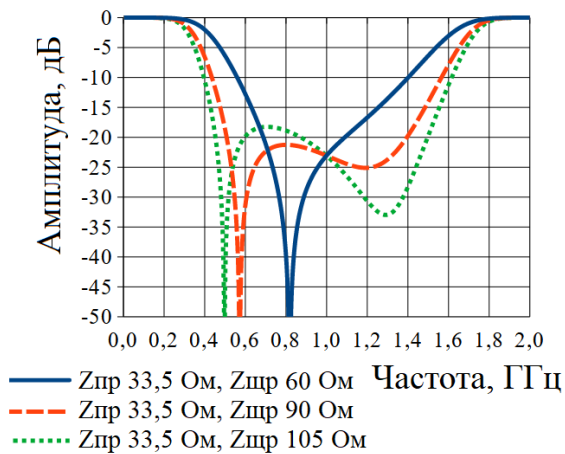


Рисунок 2.36 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

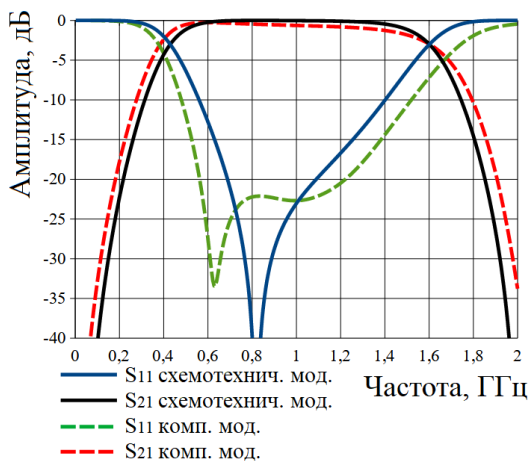


Рисунок 2.38 – Графические зависимости S -параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{\text{пр}}=33,5 \text{ Ом}, Z_{\text{щр}}=60 \text{ Ом}$), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

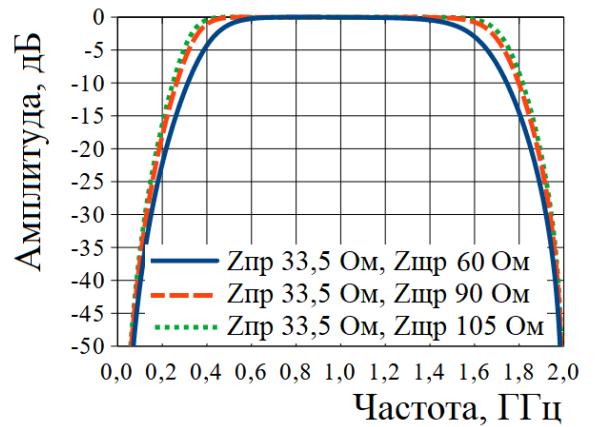


Рисунок 2.37 – Графические зависимости коэффициента передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот

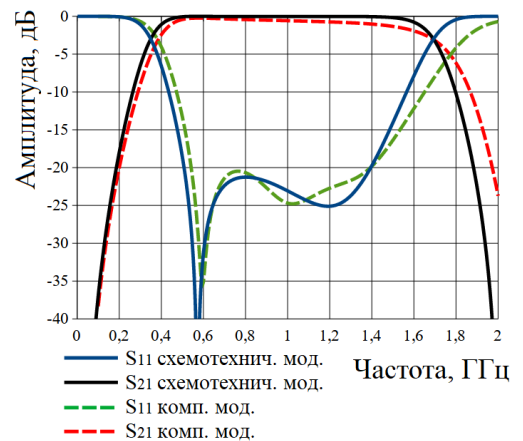


Рисунок 2.39 – Графические зависимости S -параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{\text{пр}}=33,5 \text{ Ом}, Z_{\text{щр}}=90 \text{ Ом}$), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

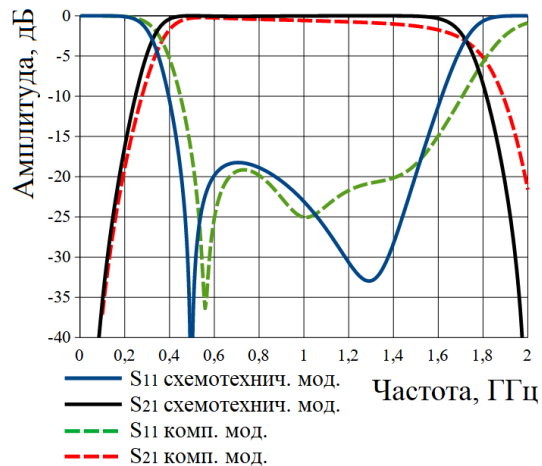


Рисунок 2.40 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{пр}=33,5$ Ом, $Z_{щр}=105$ Ом), полученные по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования

Таблица 2.7 – Результаты схемотехнического и компьютерного моделирования многослойного полосково-щелевого перехода

Параметр	$Z_{пр}=33,5$ Ом, $Z_{щр}=60$ Ом	$Z_{пр}=33,5$ Ом, $Z_{щр}=90$ Ом	$Z_{пр}=33,5$ Ом, $Z_{щр}=105$ Ом
Полоса пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,43–1,60)/ (0,38–1,60)	(0,35–1,69)/ (0,38–1,69)	(0,32–1,72)/ (0,36–1,72)
Полоса пропускания по уровню -10 дБ коэффициента отражения, ГГц (схемотехнич. мод./комп. мод.)	(0,56–1,41)/ (0,48–1,52)	(0,43–1,57)/ (0,47–1,64)	(0,40–1,62)/ (0,45–1,70)

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания,

полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, не превышает 0,05 ГГц (5 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,11 ГГц (11 % относительно центральной частоты).

Для подтверждения корректности результатов моделирования, проведено экспериментальное исследование макетов многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями. Конструкция макетов (рисунок 2.41) по своим габаритным размерам, а также по размерам основных своих элементов соответствует моделям, используемым при компьютерном моделировании. Результаты экспериментального исследования макетов представлены в виде графических зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунки 2.42–2.44, таблица 2.8) ($Z_{пр}$ — волновое сопротивление полоскового резонатора, $Z_{щр}$ — волновое сопротивление щелевого резонатора).

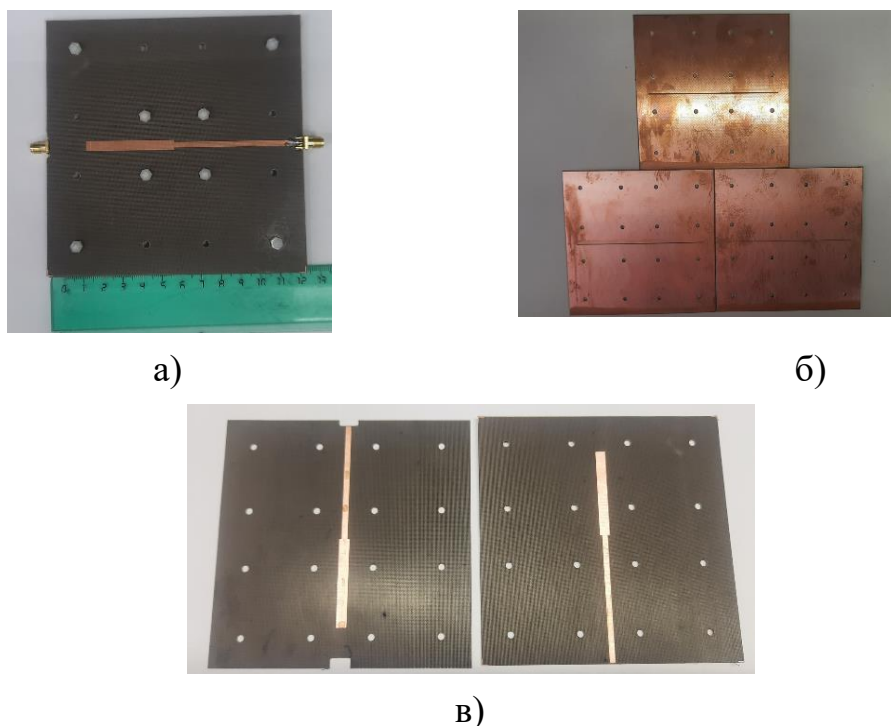


Рисунок 2.41 – Фотографии: а) макета многослойного полосково-щелевого перехода, б) щелевых резонаторов разной ширины, в) полосковых резонаторов

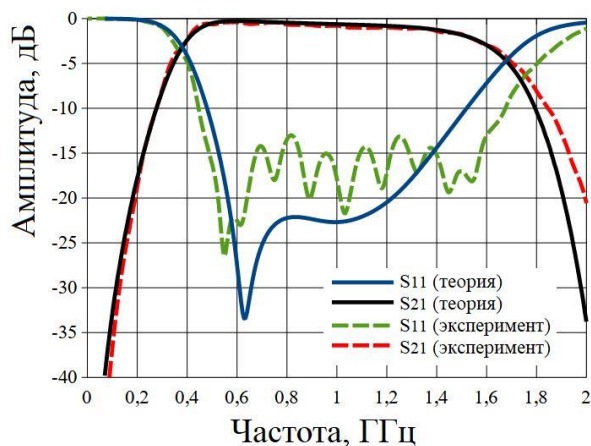


Рисунок 2.42 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{\text{пр}}=33,5$ Ом, $Z_{\text{щр}}=60$ Ом), полученные по результатам экспериментального исследования и компьютерного моделирования

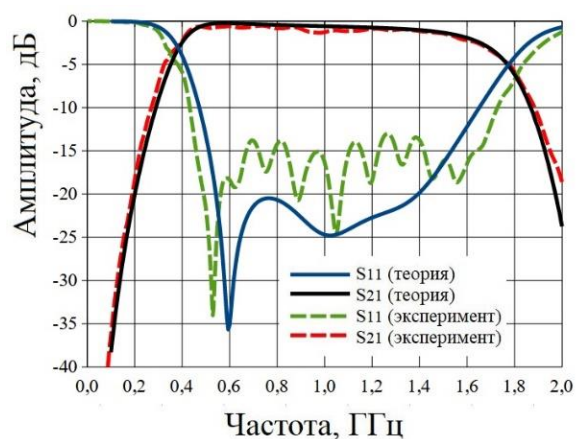


Рисунок 2.43 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{\text{пр}}=33,5$ Ом, $Z_{\text{щр}}=90$ Ом), полученные по результатам экспериментального исследования и компьютерного моделирования

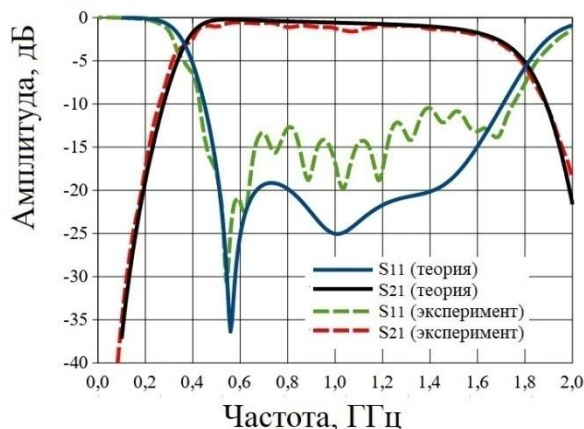


Рисунок 2.44 – Графические зависимости S-параметров многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот ($Z_{\text{пр}}=33,5$ Ом, $Z_{\text{щр}}=105$ Ом), полученные по результатам экспериментального исследования и компьютерного моделирования

Таблица 2.8 – Результаты компьютерного моделирования и экспериментального исследования

Параметр	$Z_{пр}=33,5 \text{ Ом},$ $Z_{щр}=60 \text{ Ом}$	$Z_{пр}=33,5 \text{ Ом},$ $Z_{щр}=90 \text{ Ом}$	$Z_{пр}=33,5 \text{ Ом},$ $Z_{щр}=105 \text{ Ом}$
Полоса пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи, ГГц (комп. мод./эксперимент)	(0,38–1,60)/ (0,38–1,60)	(0,38–1,69)/ (0,38–1,68)	(0,36–1,72)/ (0,37–1,70)
Полоса пропускания по уровню -10 дБ коэффициента отражения, ГГц (комп. мод./эксперимент)	(0,48–1,53)/ (0,44–1,66)	(0,47–1,64)/ (0,43–1,71)	(0,45–1,70)/ (0,43–1,74)

Из анализа представленных графических зависимостей (рисунки 2.42–2.44) и табличных данных (таблица 2.8) следует, что теоретические результаты, полученные с помощью компьютерного моделирования, а также данные экспериментальных исследований находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. Отклонение границы полосы пропускания составляет не превышает 0,02 ГГц (2 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,13 ГГц (13 % относительно центральной частоты). Таким образом, теоретические результаты и выявленные закономерности изменения АЧХ от соотношения волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов, полученные в процессе исследования эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями, являются экспериментально подтвержденными. Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями является корректной (рисунок 2.7). Это подтверждается результатами компьютерного моделирования и экспериментальными данными. Наряду с

вышерассмотренным одномодовым режимом возбуждения щелевого резонатора, возможным представляется его многомодовый режим работы.

2.4 Многомодовый режим щелевого резонатора многослойного полосково-щелевого перехода

Особенностью многослойного полосково-щелевого перехода является возможность возбуждения многомодового режима его щелевого резонатора (рисунок 2.45), что позволяет расположить полосковые линии на одном диэлектрическом основании, а также расширить диапазон рабочих частот и увеличить прямоугольность его амплитудно-частотных характеристик [61]. Для этого требуется обеспечить необходимое смещение полосковых резонаторов относительно центра щелевого резонатора (рисунок 2.46). Возбуждение основной моды (первой моды) щелевого резонатора обеспечивается при расположении полосковых линий по центру для щелевого резонатора (рисунок 2.2). Для возбуждения первых двух мод щелевого резонатора расстояние между полосковыми линиями должно составлять треть длины щелевого резонатора (рисунок 2.46 а); для возбуждения первых трех мод — половину длины щелевого резонатора (рисунок 2.46 б). Длина щелевого резонатора во всех представленных случаях должна равняться половине длины волны, соответствующей частоте основной его моды.

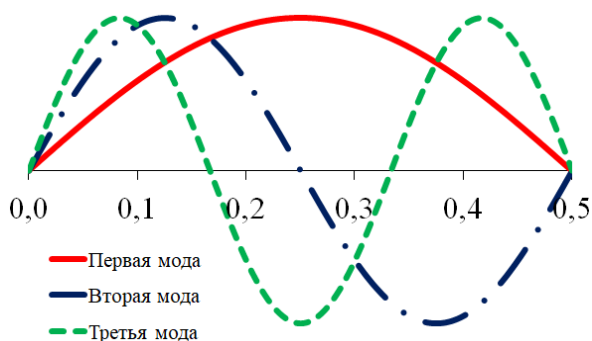


Рисунок 2.45 – Распределение напряженности электрического поля вдоль полуволнового щелевого резонатора

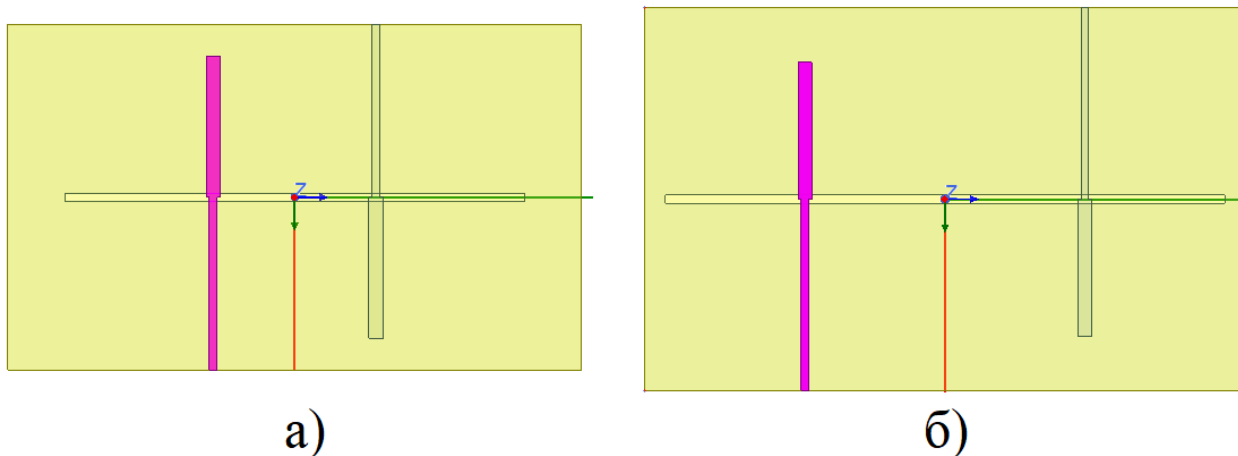


Рисунок 2.46 – Расположение полосковых линий при возбуждении: а) 1, 2 моды щелевого резонатора; б) 1–3 моды щелевого резонатора (ширина щелевого резонатора показана в увеличенном виде)

Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением многомодового режима щелевого резонатора представлена на рисунке 2.47. На этой эквивалентной схеме щелевой резонатор представлен как два короткозамкнутых отрезка линии передачи (с параметрами $Z_{щр}, \theta_3$), разделенных отрезком линии передачи (с параметрами $Z_{щр}, \theta_4$), длина которого определяется расстоянием между полосковыми резонаторами.

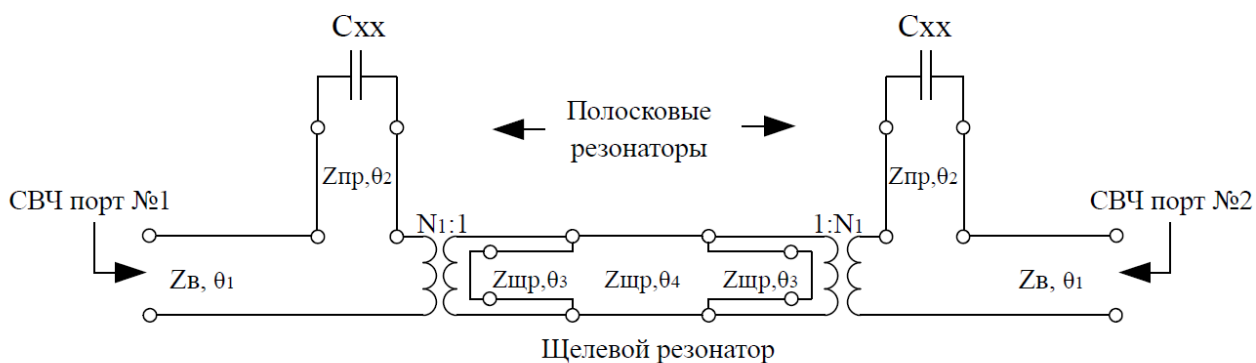


Рисунок 2.47 – Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением многомодового режима щелевого резонатора

Результирующая матрица А-параметров $[A_{\Sigma}]$ (при условии $N_1=1$) определяется согласно выражению (2.43):

$$[A_{\Sigma}] = [A_1] \times [A_2] \times [A_3] \times [A_4] \times [A_5] \times [A_6] \times [A_7], \quad (2.43)$$

где $[A_1], [A_7]$ – матрица А-параметров полосковой линии, $[A_2], [A_6]$ – матрица А-параметров полоскового резонатора с обрывом на конце, $[A_3], [A_5]$ – матрица А-параметров короткозамкнутого отрезка щелевой линии передачи, $[A_4]$ – матрица А-параметров отрезка щелевой линии передачи.

Рассмотрим математическую модель эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением первых двух мод щелевого резонатора. На центральной частоте моделирования ($\theta_2 = \theta_3 = \theta = \pi/2$) матрицы А-параметров полосковых резонаторов с обрывом на конце, а также щелевого резонатора, определяются выражениями (2.43, 2.44) соответственно.

$$[A_2] = [A_6] = \begin{bmatrix} 1 & -iZ_{\text{ЩР}} \text{ctg}(\theta) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$[A_3] = [A_5] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\text{ctg}(\theta)}{iZ_{\text{ЩР}}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

На центральной частоте произведение матриц $[A_2] \times [A_3]$, а также $[A_5] \times [A_6]$ преобразуется в единичные матрицы соответственно:

$$[A_2] \times [A_3] = [A_5] \times [A_6] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Исключив $[A_1], [A_7]$ из результирующей А-матрицы $[A_{\Sigma}]$, как не влияющие на амплитудно-частотные характеристики, получаем, что результирующая матрица определяется матрицей А-параметров отрезка щелевой линии передачи $[A_4]$:

$$[A_{\Sigma}] = [A_4] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & iZ_{\text{ЩР}} \sin(\theta) \\ i \sin(\theta)/Z_{\text{ЩР}} & \cos(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & iZ_{\text{ЩР}} \\ i/Z_{\text{ЩР}} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Выполнив нормировку волновых сопротивлений результирующей А-матрицы, получаем выражение для расчета значения коэффициента отражения S_{11} на центральной частоте.

$$S_{11} = \frac{Z_{\text{НЩР}}^2 - 1}{Z_{\text{НЩР}}^2 + 1} \quad (2.47)$$

Из выражения (2.47) следует, что при волновом сопротивлении щелевого резонатора, отличном от 50 Ом ($Z_{\text{НЩР}} \neq 1$), нулевое значение функции коэффициента отражения на центральной частоте – отсутствует. Для конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением первой, второй и третьей мод щелевого резонатора, результирующая матрица А-параметров и коэффициент отражения (S_{11}) на центральной частоте имеют вид:

$$[A_{\Sigma}] = [A_4] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & iZ_{\text{ЩР}}\sin(2\theta) \\ i\sin(2\theta)/Z_{\text{ЩР}} & \cos(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$S_{11} = 0 \quad (2.49)$$

Из выражений (2.48, 2.49) следует, что для конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением первой, второй и третьей мод щелевого резонатора при любых значениях волновых сопротивлений резонаторов, имеет место нулевое значение функции коэффициента отражения на центральной частоте.

Проведено схемотехническое моделирование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением многомодового режима щелевого резонатора. При моделировании были использованы следующие комбинации волновых сопротивлений резонаторов: 1) $Z_{\text{ПР}}=50$ Ом, $Z_{\text{ЩР}}=40$ Ом; 2) $Z_{\text{ПР}}=50$ Ом, $Z_{\text{ЩР}}=50$ Ом; 3) $Z_{\text{ПР}}=50$ Ом, $Z_{\text{ЩР}}=60$ Ом. Результаты схемотехнического моделирования эквивалентной схемы представлены на рисунках 2.48, 2.49.

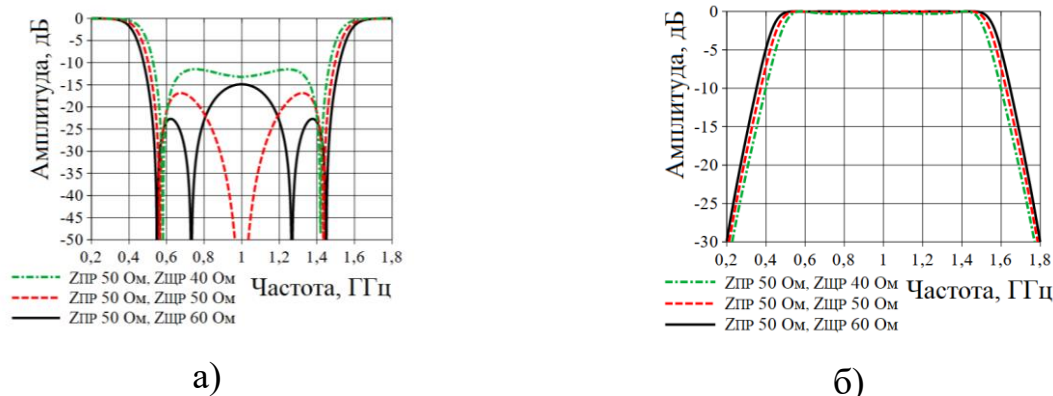


Рисунок 2.48 – Графические зависимости: а) коэффициента отражения (S_{11}) и б) коэффициента передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением 1, 2 мод щелевого резонатора

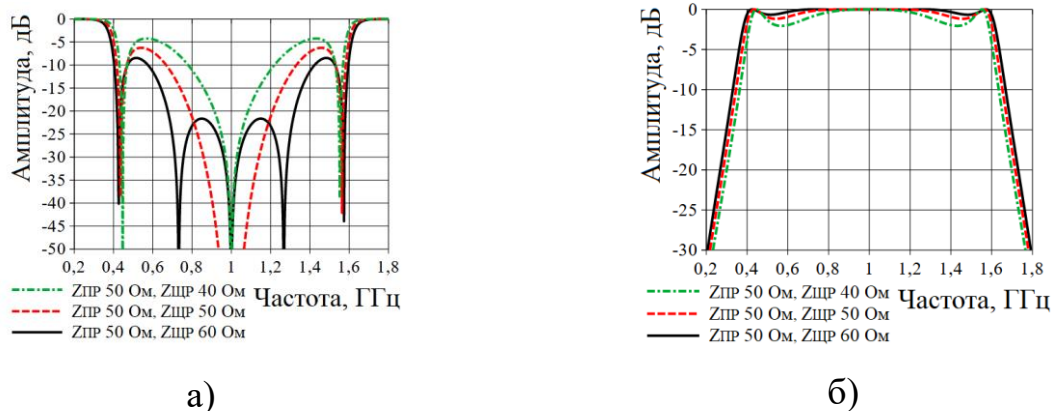


Рисунок 2.49 – Графические зависимости: а) коэффициента отражения (S_{11}) и б) коэффициента передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением 1–3 мод щелевого резонатора

Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) (рисунок 2.48) подтверждают корректность выражения (2.47). Из их анализа следует: при волновом сопротивлении щелевого резонатора 50 Ом в зависимости коэффициента отражения от частоты наблюдается три нулевых значения, при этом, одно нулевое значение на центральной частоте; при волновом сопротивлении щелевого резонатора 40 Ом в зависимости коэффициента отражения от частоты наблюдается два нулевых значения; при волновом сопротивлении щелевого резонатора 60 Ом – четыре нулевых значения. Из

анализа графических зависимостей (рисунок 2.49) следует, что при волновом сопротивлении щелевого резонатора 60 Ом для многослойного полосково-щелевого перехода с возбуждением 1–3 мод щелевого резонатора в зависимости коэффициента отражения от частоты наблюдается пять нулевых значений.

2.4.1 Теоретическое исследование многослойного полосково-щелевого перехода с многомодовым режимом возбуждения щелевого резонатора

Для исследования многомодового режима возбуждения щелевого резонатора рассмотрены следующие варианты конструкции многослойного полосково-щелевого перехода:

1) первая конструкция многослойного полосково-щелевого перехода соответствует возбуждению основной моды щелевого резонатора (рисунок 2.50) (далее — конструкция № 1);

2) вторая конструкция многослойного полосково-щелевого перехода соответствует возбуждению первых двух мод щелевого резонатора (рисунок 2.51) (далее — конструкция № 2);

3) третья конструкция многослойного полосково-щелевого перехода соответствует возбуждению первых трех мод щелевого резонатора (рисунок 2.52) (далее — конструкция № 3).

На рисунках 2.50–2.52 ширина щелевого резонатора показана в увеличенном виде.

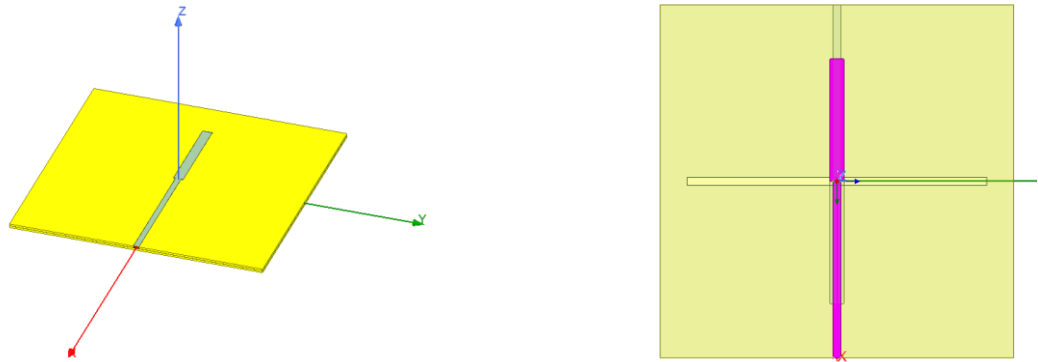


Рисунок 2.50 – Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода, соответствующая возбуждению основной моды щелевого резонатора (конструкция № 1)

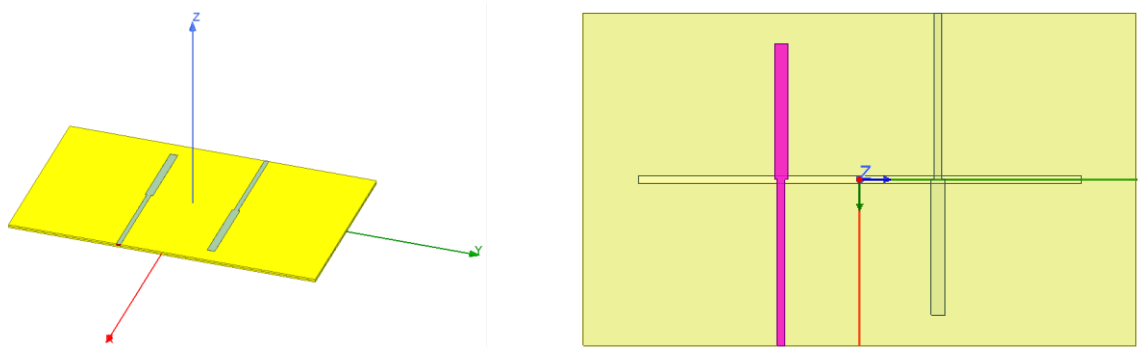


Рисунок 2.51 – Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода, соответствующая возбуждению первых двух мод щелевого резонатора (конструкция № 2)

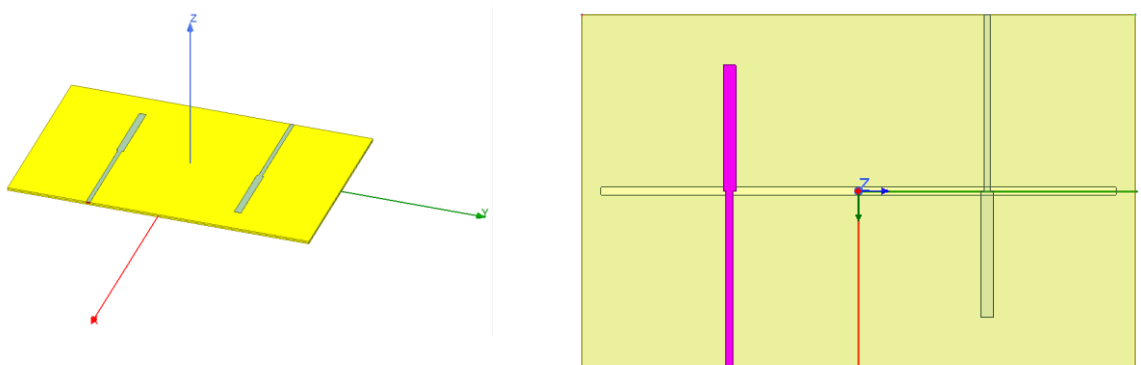


Рисунок 2.52 – Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода, соответствующая возбуждению первых трех мод щелевого резонатора (конструкция № 3)

Для исследования трех представленных выше конструкций многослойного полосково-щелевого перехода (рисунок 2.50–2.52) проведено их схемотехническое и компьютерное моделирование. При выполнении моделирования были использованы следующие исходные данные:

– в качестве источника возбуждения волн ТЕМ-типа, поступающих на микрополосковые линии, использованы дискретные порты с волновым сопротивлением 50 Ом;

– в качестве материала подложки использован ФАФ-4Д толщиной 1 мм (относительная диэлектрическая проницаемость 2,5, тангенс угла диэлектрических потерь 0,0018).

Основная мода щелевого резонатора в составе конструкции № 1 соответствовала частоте — 1000 МГц, в составе конструкции № 2 — 660 МГц, в составе конструкции № 3 — 500 МГц. Центральная частота во всех случаях — 1000 МГц.

Параметры основных элементов конструкций № 1–3, используемых при компьютерном моделировании, приведены в таблице 2.9.

Результаты схемотехнического и компьютерного моделирования для исследуемых конструкций № 1–3 представлены в виде графических зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунок 2.53–2.55). Также по результатам схемотехнического и компьютерного моделирования проведен анализ частотно-селективных свойств исследуемых конструкций № 1–3 (таблица 2.10).

Таблица 2.9 – Параметры основных элементов конструкций,
используемых при компьютерном моделировании

Параметр	Конструкция	Конструкция	Конструкция
	№ 1	№ 2	№ 3
Размер основания, мм	130 × 130	200 × 120	220 × 140
Длина полоскового резонатора, мм/ электрическая длина на центральной частоте, °	45/79,6	49/86,7	50/88,4
Ширина полоскового резонатора, мм / волновое сопротивление, Ом	5/33,5		
Длина щелевого резонатора, мм/электрическая длина на частоте основной моды, °	102/180,5	160/182	210/181,5
Ширина щелевого резонатора, мм / волновое сопротивление, Ом	0,3/55		

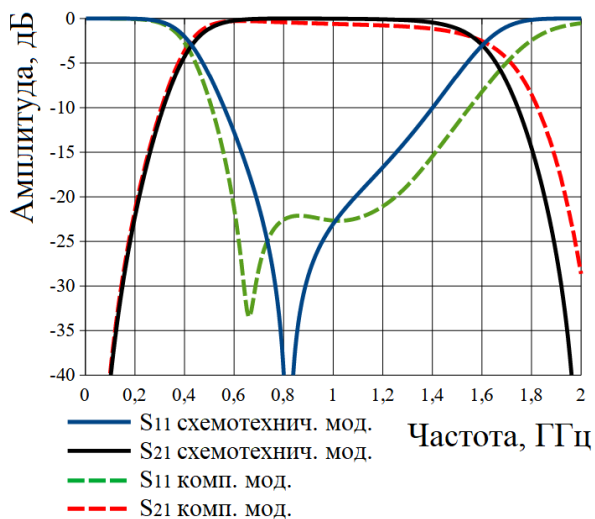


Рисунок 2.53 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схематехническом и компьютерном моделировании конструкции № 1

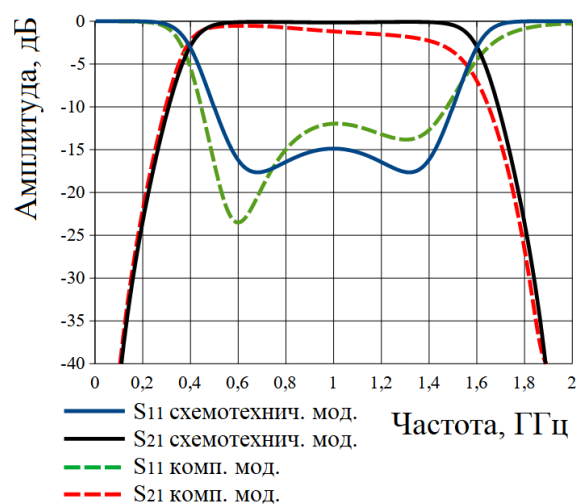


Рисунок 2.54 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схематехническом и компьютерном моделировании конструкции № 2

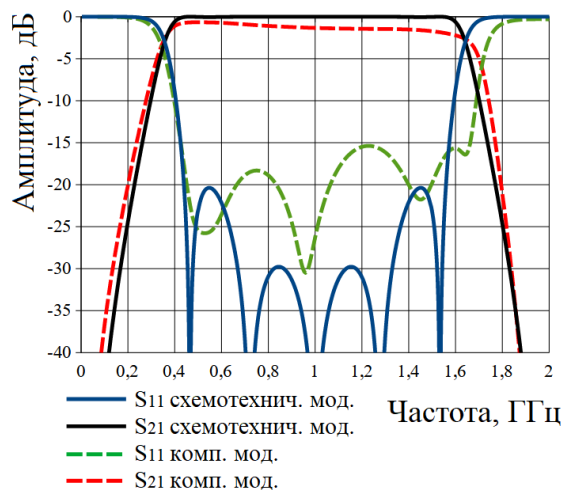


Рисунок 2.55 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схематехническом и компьютерном моделировании конструкции № 3

Таблица 2.10 – Параметры амплитудно-частотных характеристик, полученных по результатам моделирования

Наименование параметра	Конструкция № 1	Конструкция № 2	Конструкция № 3
Полоса пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ, ГГц (схемотехнич. мод/ комп. мод)	(0,43–1,60)/ (0,39–1,60)	(0,40–1,59)/ (0,38–1,48)	(0,35–1,65)/ (0,37–1,69)
Полоса пропускания по уровню коэффициента отражения менее -10 дБ, ГГц (схемотехнич. мод/ комп. мод)	(0,56–1,41)/ (0,48–1,52)	(0,50–1,50)/ (0,44–1,47)	(0,40–1,60)/ (0,43–1,72)

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания, полученной по результатам компьютерного моделирования, не превышает 0,11 ГГц (11 % относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,12 ГГц (12 % относительно центральной частоты). Расширение полосы пропускания по уровню коэффициента отражения менее -10 дБ, а также сужение полосы пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ связано с диэлектрическими потерями в материале ФАФ-4Д, а также потерями на излучение.

Для подтверждения полученных теоретических результатов были изготовлены и исследованы макеты представленных конструкций № 1–3 (рисунки 2.56 — 2.58) [64]. Размеры основных конструктивных элементов изготовленных макетов совпадают с размерами, используемыми при компьютерном моделировании (таблица 2.9). Фотографии процесса измерений приведены на рисунках 2.59, 2.60. Результаты исследования электрических характеристик изготовленных макетов в сопоставлении с результатами компьютерного моделирования приведены на рисунках 2.61–2.63, а также в таблице 2.11.

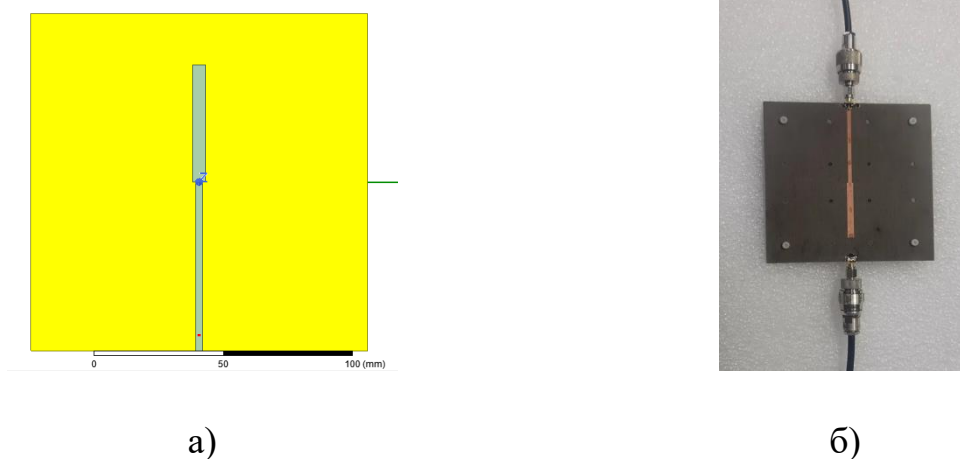


Рисунок 2.56 – Конструкция № 1 а) компьютерная модель, б) фото макета

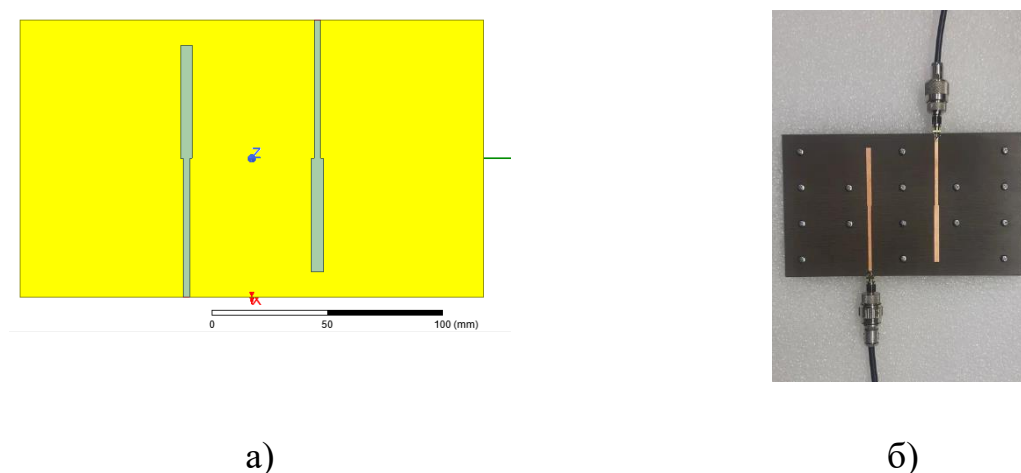
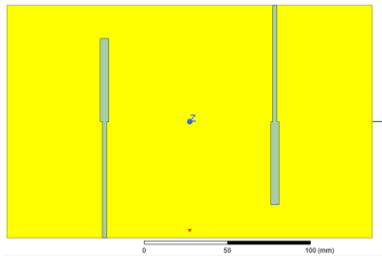
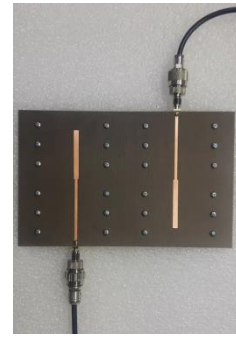


Рисунок 2.57 – Конструкция № 2 а) компьютерная, б) фото макета



а)



б)

Рисунок 2.58 – Конструкция № 3 а) компьютерная модель, б) фото макета

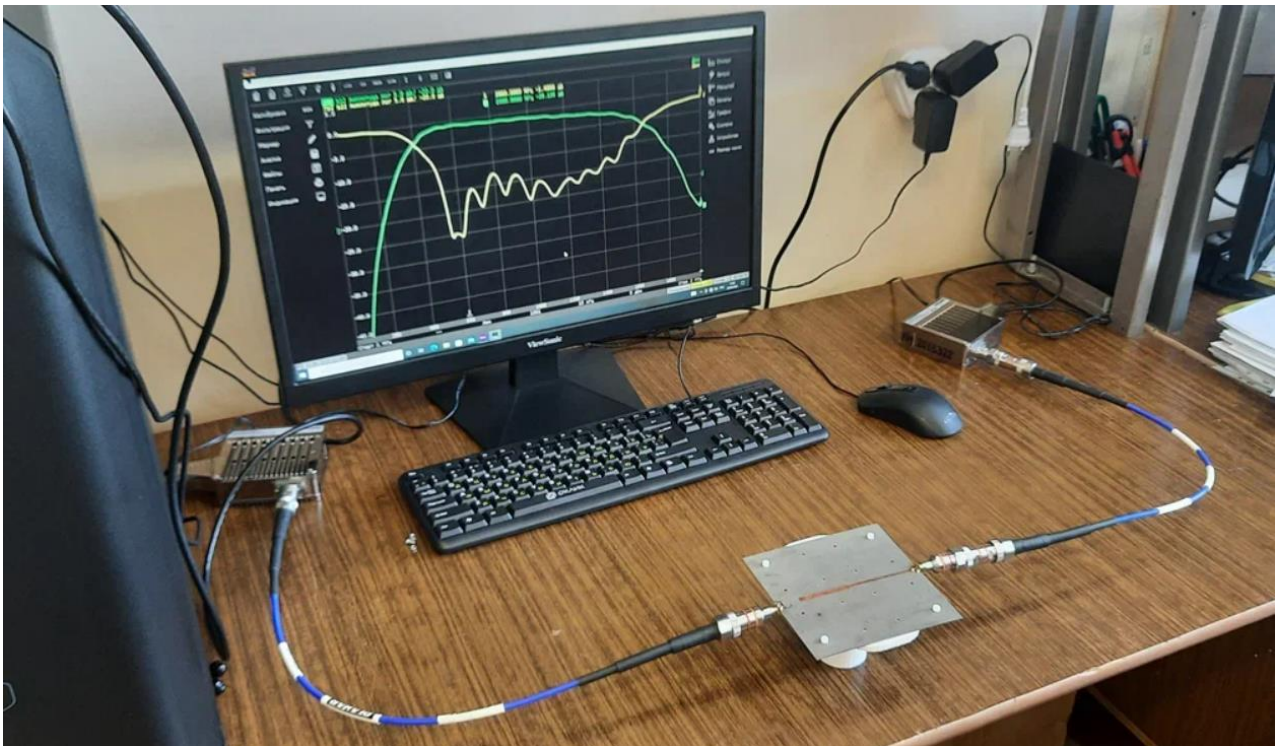


Рисунок 2.59 – Фотография измерительной установки при исследовании макета конструкции № 1

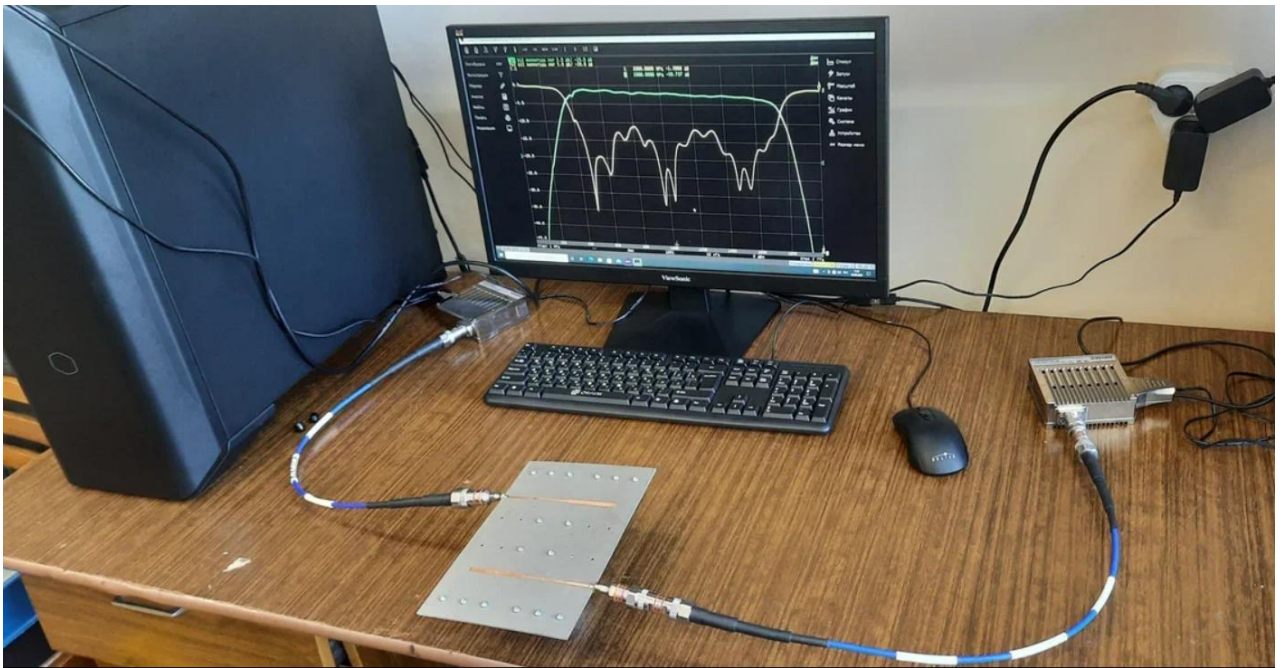


Рисунок 2.60 – Фотография измерительной установки при исследовании макета конструкции № 3

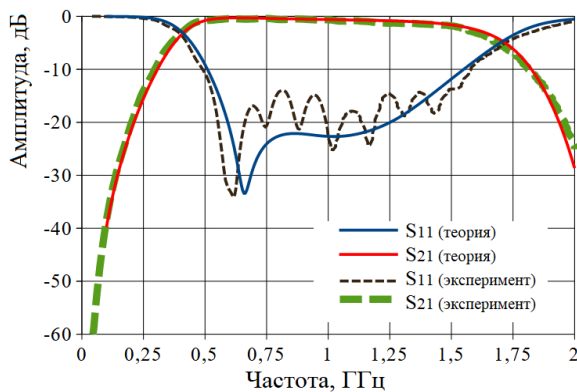


Рисунок 2.61 – Графические зависимости S-параметров для конструкции № 1 в диапазоне частот

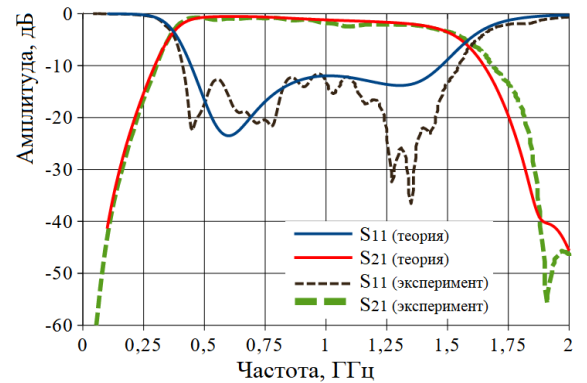


Рисунок 2.62 – Графические зависимости S-параметров для конструкции № 2 в диапазоне частот

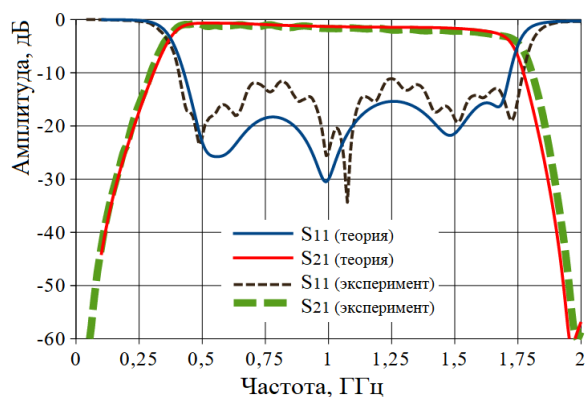


Рисунок 2.63 – Графические зависимости S-параметров для конструкции № 3 в диапазоне частот

Таблица 2.11 – Результаты компьютерного моделирования и экспериментального исследования

Параметр	Конструкция № 1	Конструкция № 2	Конструкция № 3
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, ГГц (Комп. мод./эксперимент)	(0,39 — 1,60)/ (0,40 — 1,60)	(0,38 — 1,48)/ (0,37 — 1,48)	(0,37 — 1,69)/ (0,37 — 1,69)
Затухание на центральной частоте, дБ (Комп. мод./эксперимент)	0,62/0,68	1,08/1,61	1,25/1,50
Полоса пропускания по уровню коэффициента отражения менее -10 дБ, ГГц (Комп. мод./эксперимент)	(0,48 — 1,52)/ (0,49 — 1,58)	(0,44 — 1,47)/ (0,41 — 1,54)	(0,43 — 1,72)/ (0,41 — 1,77)

Из анализа представленных графических зависимостей и табличных данных следует, что теоретические результаты, полученные с помощью компьютерного моделирования, а также данные экспериментальных исследований находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. Максимальное отклонение коэффициента передачи на центральной частоте не превышает 0,53 дБ; максимальное отклонение границы полосы пропускания не превышает 0,03 ГГц (3% относительно центральной частоты). Отклонение границы полосы коэффициента отражения по уровню менее -10 дБ не превышает 0,07 ГГц (7% относительно центральной частоты). Это связано с наличием дополнительных потерь на коаксиальных кабелях, используемых при экспериментальных исследованиях. Наличие дополнительных потерь уменьшает уровень отраженной мощности и приводит к улучшению КСВН.

2.5 Физические основы работы многослойного полосково-щелевого перехода

Для анализа физических процессов, протекающих в многослойном полосково-щелевом переходе, проведено его компьютерное моделирование, в результате которого получено распределение электромагнитного поля для каждой из конструкций многослойного полосково-щелевого перехода (рисунки 2.50–2.52) [61]. Для исследования закономерностей в работе многослойного полосково-щелевого перехода были использованы основные положения теории длинных линий [9, 48, 100].

Согласно теории длинных линий, полосковые резонаторы представляют собой длинную линию передачи с обрывом на конце (рисунок 2.64). В таком случае, распределение токов вдоль полоскового резонатора определяется согласно выражению (2.50) [9, 48, 100].

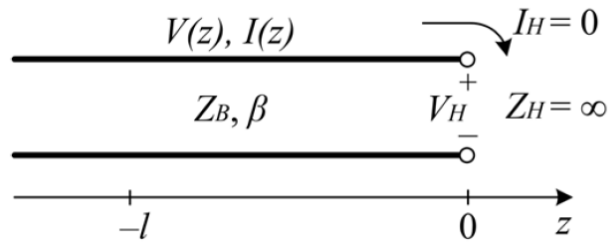


Рисунок 2.64 – Модель длинной линии передачи с обрывом на конце

$$I(z) = \frac{V_o}{Z_B} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = \frac{-2jV_o}{Z_B} \sin(\beta z), \quad (2.50)$$

где V_o – амплитуда напряжения генератора; Z_B — волновое сопротивление линии; $\beta=2\pi/\lambda$ – волновое число; λ — длина волны.

Из выражения (2.50) следует, что на расстоянии четверти длины волны от места обрыва линии будет наблюдаться максимальная амплитуда тока (рисунок 2.65). Это соответствует максимальному значению напряженности магнитного поля.

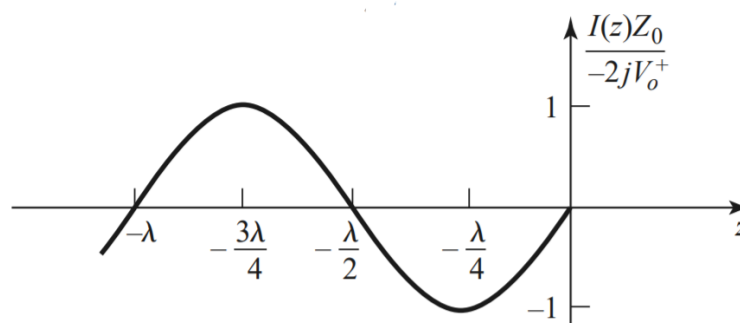


Рисунок 2.65 – Распределение тока вдоль длинной линии передачи с обрывом на конце

Аналогичным образом может быть выполнен анализ распределения напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора (выражение 2.51). При этом в области коротких кромок щелевого резонатора выполняется граничное условие для касательной составляющей вектора напряженности электрического поля на поверхности идеального проводника (выражение 2.52) [9, 48, 100].

$$I(z) = V_o (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2jV_o \sin(\beta z), \quad (2.51)$$

$$\vec{E}_\tau = 0 \quad (2.52)$$

Согласно (2.51, 2.52) распределение напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора для каждой из мод имеет синусоидальный характер (рисунок 2.45).

Компьютерное моделирование для оценки распределения напряженности магнитного поля (рисунок 2.66 а) показало, что его наибольшая амплитуда соответствует месту пересечения проекции щелевого резонатора и полосковой линии [69]. Это приводит к возбуждению щелевого резонатора, в пространстве которого образуется электрическое поле (рисунок 2.66 б) [13, 17].

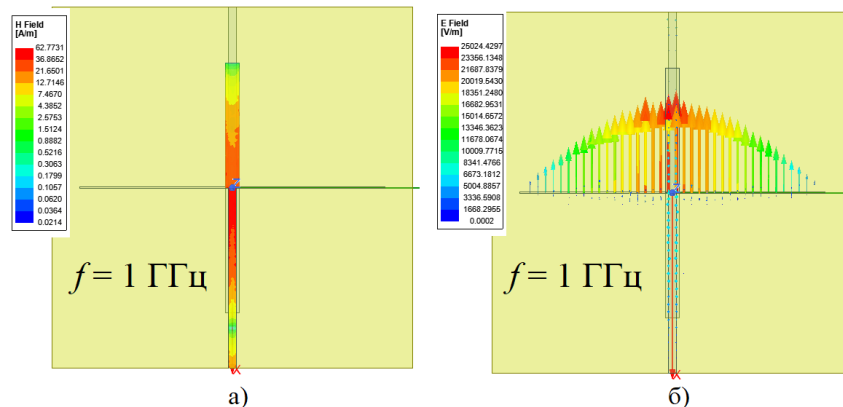


Рисунок 2.66 – Распределение: а) напряженности магнитного поля вдоль полосковой линии на частоте 1 ГГц; б) напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора на частоте 1 ГГц для конструкции № 1

Аналогичным образом происходит возбуждение щелевого резонатора в составе конструкций № 2 и № 3 (рисунки 2.67, 2.68). Основным критерием возбуждения каждой из мод является пересечение щелевого резонатора с полосковым резонатором, в точке, где амплитуда напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора отлична от нуля.

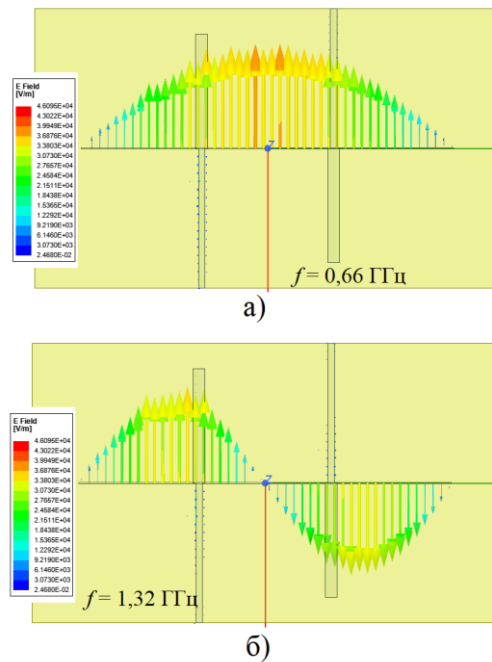


Рисунок 2.67 – Распределение напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора на частоте: а) 0,66 ГГц, б) 1,32 ГГц для конструкции №2

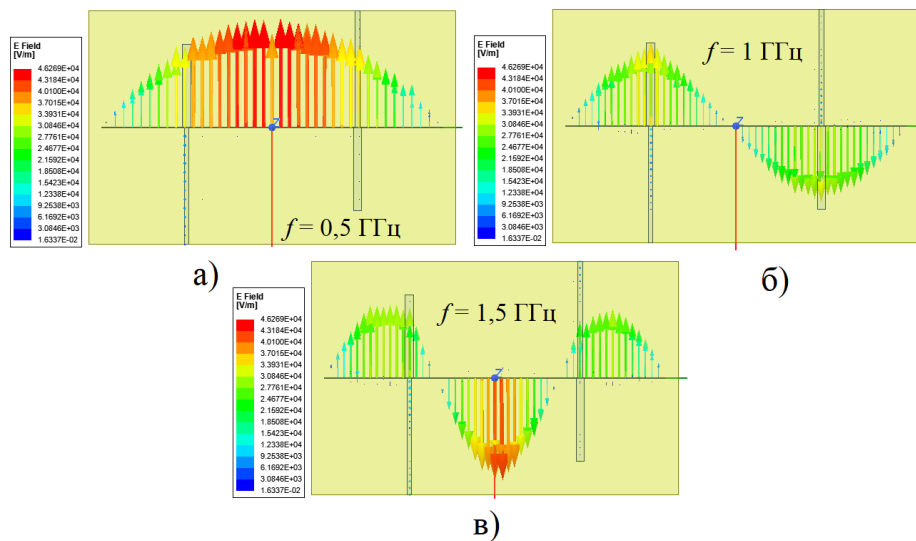


Рисунок 2.68 – Распределение напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора на частоте: а) 0,5 ГГц, б) 1 ГГц, в) 1,5 ГГц для конструкции №3

Из представленных распределений напряженности электрического поля (рисунок 2.66–2.68) можно сделать вывод о том, что оно имеет синусоидальный характер с различным периодом его повторения в зависимости от частоты. Это

соответствует характеру распределения электрического поля вдоль щелевой линии передачи с коротким замыканием на её конце. Равенство нулю амплитуды напряженности электрического поля в непосредственной близости к коротким кромкам щелевого резонатора для каждой из конструкций многослойного полосково-щелевого перехода объясняется выполнением граничных условий для касательной составляющей электрического поля на поверхности металла.

Таким образом, компьютерное моделирование для оценки распределения электромагнитных полей многослойного полосково-щелевого перехода показало, что они соответствуют распределениям напряжения и тока в длинных линиях с учетом граничных условий на их конце.

2.6 Выводы по второй главе

1. Разработанная методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств включает следующие этапы: декомпозиция (разбиение) конструкции прототипа разрабатываемого СВЧ устройства на функционально законченные блоки, каждый из которых реализуется в отдельно взятом слое многослойной конструкции; разработка эквивалентных схем для каждого из функциональных блоков и последующее их объединение в общую эквивалентную схему разрабатываемого устройства; моделирование эквивалентной схемы разрабатываемого устройства; сравнительная оценка полученных результатов моделирования с требованиями, предъявляемыми к разрабатываемому СВЧ устройству; корректировка параметров элементов эквивалентной схемы для достижения требуемых характеристик. По результатам схемотехнического моделирования выполняется пересчет элементов эквивалентной схемы в конструктивные элементы разрабатываемого СВЧ устройства с учетом особенностей его построения.

2. На основании разработанной эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода разработана матричная математическая модель процесса электромагнитной связи в его конструкции.

3. Получены математические выражения, позволяющие провести расчет частот, соответствующих нулевым значениям функции коэффициента отражения, а также оценить ширину амплитудно-частотной характеристики многослойного полосково-щелевого перехода в зависимости от волновых сопротивлений его резонаторов. Верификация математической модели подтверждена схемотехническим и компьютерным моделированием, а также экспериментальными данными.

4. Результаты теоретических исследований, полученных в результате схемотехнического моделирования эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода согласуются с результатами компьютерного

моделирования и экспериментальными данными, полученными на макетах многослойного полосково-щелевого перехода при его различном конструктивном исполнении. Отклонение теоретических результатов, полученных при моделировании эквивалентной схемы от экспериментальных данных и результатов компьютерного моделирования составляет не более 13 %.

5. На основании проведенных исследований установлено:

– основным параметром, влияющим на ширину амплитудно-частотных характеристик многослойного полосково-щелевого перехода, является волновое сопротивление резонаторов. С увеличением значения волнового сопротивления щелевого резонатора увеличивается ширина амплитудно-частотных характеристик многослойного полосково-щелевого перехода; с увеличением значения волнового сопротивления полосковых резонаторов – она уменьшается;

– в функции коэффициента отражения многослойного полосково-щелевого перехода может наблюдаться три нулевых значения, частоты которых определяются соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– частоты и амплитуды экстремумов функции коэффициента отражения многослойного полосково-щелевого перехода определяются соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– амплитуда пульсаций функции коэффициента передачи многослойного полосково-щелевого перехода от частоты определяется соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– применение многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями позволяет разработать частотно-селективные СВЧ устройства с узкополосной амплитудно-частотной характеристикой (относительная полоса пропускания не более 15 %).

Применение многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями позволяет разработать частотно-селективные СВЧ

устройства с широкополосной амплитудно-частотной характеристикой (относительная полоса пропускания не менее 70 %).

6. Применение конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с режимом возбуждения первой, второй и третьей мод его щелевого резонатора позволяет увеличить ширину полосы частот согласования с антенно-фидерным трактом (коэффициент отражения менее -10 дБ) на 20 % по сравнению с конструкцией при одномодовом возбуждении щелевого резонатора. Это определяется появлением дополнительных нулевых значений в функции коэффициента отражения от частоты. При этом доказано, что расположение полосковых резонаторов должно соответствовать отличной от нуля амплитуде напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора для каждой из мод. Компьютерное моделирование распределения электромагнитных полей многослойного полосково-щелевого перехода показало, что они соответствуют распределениям напряжения и тока в длинных линиях с учетом граничных условий на их конце.

3. ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНО-МОДУЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ

Одним из направлений развития современных инфокоммуникационных систем, в том числе, специального назначения, является применение широкополосных сигналов с шириной спектра, более чем 500 МГц или 50 % от значения центральной частоты. Основными преимуществами инфокоммуникационных систем, использующих широкополосные сигналы являются скрытность и помехоустойчивость [20, 47, 53, 56, 83]. Составными частями приемо-передающих модулей инфокоммуникационных систем являются полосно-пропускающие фильтры (рисунок 1.1), выполняющие роль селекции полезного сигнала и подавления спектра внеполосного и побочного радиоизлучения [73, 74, 88, 89, 97, 102, 103–105, 106, 109, 111, 113, 114, 116, 118]. В настоящей главе представлена апробация разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств на основе схмотехнических аналогий элементов их конструкции. В частности, представлена разработка широкополосных полосно-пропускающих фильтров на основе многослойного полосково-щелевого перехода (разделы 3.1, 3.2). Другим классом частотно-селективных СВЧ устройств, широко используемых в инфокоммуникационных системах, являются частотно-разделительные СВЧ устройства, выполняющие развязку приемного и передающего трактов. Одним из наиболее важных параметров частотно-разделительного СВЧ устройства является развязка между каналами [70–72, 81, 101]. В настоящей главе представлена разработка объемно-модульного частотно-разделительного СВЧ устройства (раздел 3.3).

Другой сферой применения частотно-селективных СВЧ устройств являются измерительные установки для оценки электрических свойств

радиоматериалов. К примеру, среди актуальных проблем использования радиоматериалов на ВЧ и СВЧ диапазонах длин волн является проблема реализации повышенных требований к точности оценки их диэлектрических свойств от условий их последующего применения в радиоэлектронной аппаратуре. Одним из методов оценки диэлектрических свойств радиоматериалов является резонансный метод [27], который хорошо применим при ограниченном количестве исследуемого вещества или при его порошковом состоянии. Основным недостатком резонансного метода является необходимость использования группы из нескольких резонаторов для проведения измерений в широком диапазоне частот. В этой связи актуальной является разработка частотно-перестраиваемого СВЧ резонатора на основе объемно-модульной технологии, позволяющего исследовать диэлектрические свойства материалов в широком диапазоне частот. В разделе 3.4 представлена конструкция такого частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на основе объемно-модульной технологии и описаны результаты теоретических исследований его параметров. Также изложена методика и результаты экспериментального исследования его макета. Представлено сопоставление теоретического и экспериментального исследований. В разделе 3.5 представлены выводы по главе.

3.1. Широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями

Использование симметричных полосковых линий в конструкции многослойного полосково-щелевого перехода приводит к экранированию щелевого резонатора. В результате чего волновое сопротивление щелевого резонатора уменьшается. Это приводит к сужению полосы пропускания амплитудно-частотной характеристики указанного перехода. В настоящем разделе представлены результаты разработки широкополосного полосно-

пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями.

3.1.1 Конструкция широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Базовым элементом разрабатываемого широкополосного полосно-пропускающего фильтра является многослойный полосково-щелевой переход. Конструкция широкополосного полосно-пропускающего фильтра (рисунки 3.1, 3.2) состоит из двух полосковых линий передачи с П-образными полосковыми резонаторами, расположенными на диэлектрических основаниях один над другим. При этом между диэлектрическими основаниями расположен металлический экран с вырезанным П-образным щелевым резонатором [53, 77]. П-образные полосковые резонаторы перекрещиваются с щелевым резонатором в двух местах (точки 1 и 2, рисунок 3.3) и заканчиваются обрывом (точка 3, рисунок 3.3). Также в состав широкополосного полосно-пропускающего фильтра входят экранирующие слои, расположенные со всех сторон конструкции.

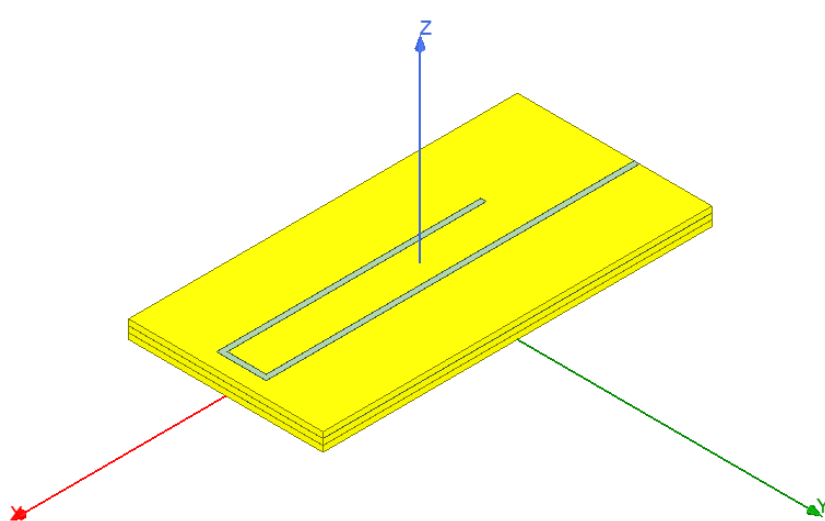


Рисунок 3.1 – Конструкция широкополосного полосно-пропускающего фильтра (экранирующие слои не показаны)

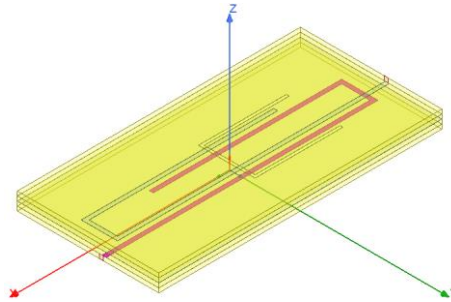


Рисунок 3.2 – Конструкция широкополосного полосно-пропускающего фильтра

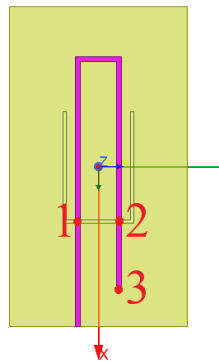


Рисунок 3.3 – Расположение П-образных щелевого и полоскового резонаторов

3.1.2 Исследование П-образного полоскового резонатора

Исследование П-образного полоскового резонатора необходимо для определения оптимальной длины каждого из его сегментов, обеспечивающих выполнение следующих условий: 1) в точках перекрещивания П-образного щелевого резонатора и П-образного полоскового резонатора должно быть обеспечено синфазное и равно-амплитудное возбуждение щелевого резонатора по отношению друг к другу; 2) точки перекрещивания П-образного щелевого резонатора и П-образного полоскового резонатора должны быть расположены в пределах пучности напряженности электрического поля щелевого резонатора и в пределах пучности напряженности магнитного поля полоскового резонатора. Выполнение перечисленных условий позволит снизить затухание при бесконтактной передаче СВЧ сигнала. Таким образом, для анализа конфигурации

П-образного полоскового резонатора была рассмотрена его математическая модель на основе длинной линии с обрывом на конце (рисунок 3.4). Распределение поверхностного тока определяется выражением (2.50). Из него следует, что для обеспечения равных по модулю амплитуд поверхностного тока в точках 1 и 2 (рисунок 3.3) электрическая длина отрезка (полоскового резонатора) от места обрыва (точка 3) до пересечения с щелевым резонатором (точка 2) должна составлять 45 градусов ($0,125\lambda$), а для П-образного сегмента полосковой линии (между 1 и 2 точками) – 180 градусов ($0,5\lambda$).

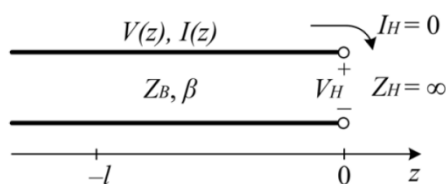


Рисунок 3.4 – Модель длинной линии передачи с обрывом на конце

Для обеспечения синфазного возбуждения щелевого резонатора в точках 1 и 2, используется П-образный сегмент полосковой линии, электрическая длина которого составляет 180 градусов (два сегмента длиной $0,217\lambda$, один сегмент длиной $0,066\lambda$, рисунок 3.5). При этом дополнительный фазовый сдвиг на 180 градусов обеспечивается за счет изменения в направлении распространения поверхностного тока, который образуется в результате двойного изгиба полосковой линии на 90 градусов.

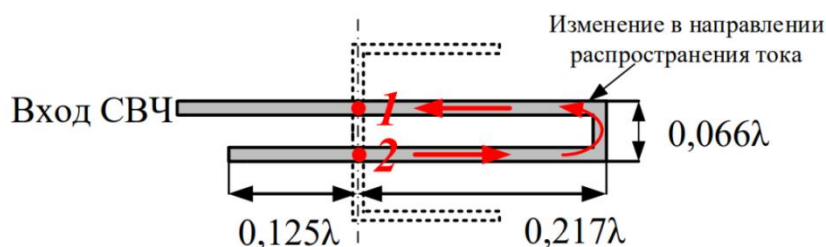


Рисунок 3.5 – Направление распространения поверхностного тока вдоль П-образного полоскового резонатора

Для подтверждения представленной модели на основе длинной линии с обрывом на конце проведено компьютерное моделирование. По результатам моделирования получено распределение поверхностных токов вдоль П-

образного полоскового резонатора (рисунок 3.6) на центральной частоте. Из него следует, что это распределение поверхностного тока имеет синусоидальный характер; векторы поверхностного тока в точках 1 и 2 имеют одинаковое направление и сравнимые значения амплитуд. Также из представленного распределения следует увеличение плотности поверхностного тока вблизи краев полосковой линии. Это объясняется наличием поверхностного эффекта в СВЧ диапазоне частот.

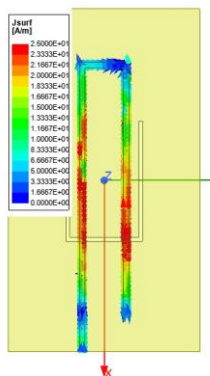


Рисунок 3.6 – Распределение поверхностного тока на центральной частоте вдоль П-образного полоскового резонатора

Аналогичным образом было получено распределение напряженности электрического поля вдоль П-образного щелевого резонатора на центральной частоте моделирования (рисунок 3.7). Из представленного распределения следует, что напряженность электрического поля вдоль П-образного щелевого резонатора имеет синусоидальный характер распределения. При этом у коротких кромок щелевого резонатора наблюдается минимум напряженности электрического поля, что объясняется выполнением граничного условия на поверхности идеального проводника.

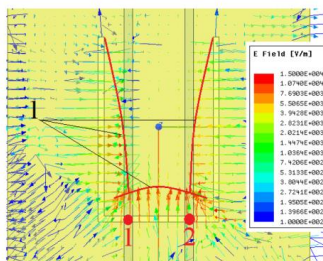


Рисунок 3.7 – Распределение напряженности электрического поля на центральной частоте вдоль П-образного щелевого резонатора (1 – огибающая напряженности электрического поля)

3.1.3 Эквивалентная схема широкополосного полосно-пропускающего фильтра

При разработке эквивалентной схемы широкополосного полосно-пропускающего фильтра (рисунок 3.8) выполнена декомпозиция его конструкции на базовые элементы. В результате выделены следующие элементы эквивалентной схемы:

- неоднородность в виде открытого конца П-образного полоскового резонатора представлена как емкость C_{xx} [15];
- элементы П-образного полоскового резонатора, а также П-образного щелевого резонатора представлены в виде двухпроводных линий передачи;
- элементы электромагнитной связи П-образного полоскового резонатора и П-образного щелевого резонатора представлены как трансформаторы;
- изменение в направлении распространения поверхностных токов по П-образному сегменту полоскового резонатора отражено за счет фазовращателей WT1, WT2.

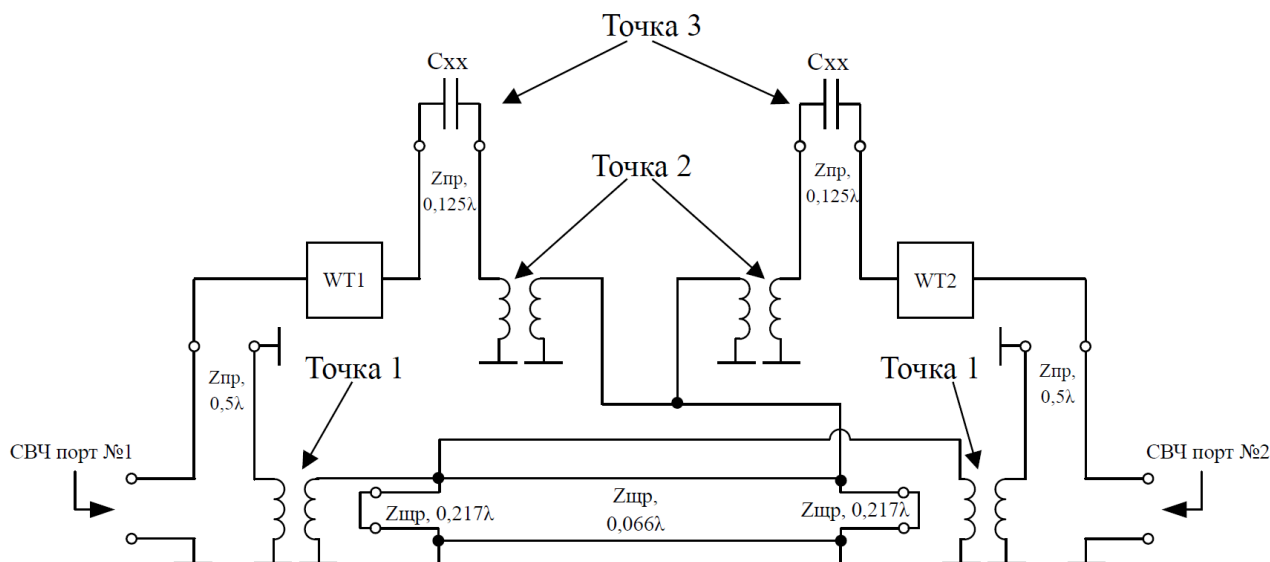


Рисунок 3.8 – Эквивалентная схема широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Исходные электрические параметры каждого из элементов эквивалентной схемы определяются следующим образом:

1) Емкость $C_{\text{ХХ}}$ определяет собой неоднородность в виде открытого конца полосковой линии передачи (точка 3) и в квазистатическом приближении представляет «удлинение» Δl проводника. Величина емкости $C_{\text{ХХ}}$ определяется согласно выражениям (2.5–2.8) [15].

2) Сегмент П-образного полоскового резонатора между точками 2 и 3 представлен в виде двухпроводной линии с волновым сопротивлением $Z_{\text{ПР}}$ и электрической длиной $0,125\lambda$ на центральной частоте. П-образный сегмент полоскового резонатора между точками 1 и 2 представлен в виде двухпроводной линии с волновым сопротивлением $Z_{\text{ПР}}$ и электрической длиной $0,5\lambda$ на центральной частоте. При этом, за счет фазовращателей WT1, WT2, каждый из которых обеспечивает фазовый сдвиг на 180 градусов во всем диапазоне частот, учтено изменение в направлении распространения поверхностных токов, необходимое для обеспечения синфазного возбуждения основной моды щелевого резонатора.

3) Для бесконтактной передачи СВЧ энергии в точках 1 и 2 от П-образного полоскового резонатора к П-образному щелевому резонатору используется магнитное поле. Элементами эквивалентной схемы, обеспечивающими бесконтактную передачу СВЧ энергии за счет магнитного поля, являются трансформаторы с коэффициентом трансформации $N:1$.

4) П-образный щелевой резонатор представлен в виде трех отрезков линии передачи. При этом, два отрезка линии передачи определяют сегменты щелевого резонатора от точек возбуждения и до коротких кромок. Они представлены в виде двух параллельно включенных двухпроводных линий с волновым сопротивлением $Z_{\text{ЦР}}$ и электрической длиной $0,217\lambda$ на центральной частоте, разделенных линией передачи с волновым сопротивлением $Z_{\text{ЦР}}$ и электрической длиной $0,066\lambda$ на центральной частоте.

Проведено моделирование эквивалентной схемы широкополосного полосно-пропускающего фильтра. При этом использованы следующие параметры: 1) центральная частота $f = 1000$ МГц; 2) относительная диэлектрическая проницаемость каждого из слоев $\epsilon_r = 3,5$ (материал Arlon AD350, толщиной 1,524 мм); 3) волновое сопротивление полосковых линий 50 Ом; 4) волновое сопротивление щелевого резонатора 7,5 Ом. Размеры сегментов П-образного щелевого резонатора составляют: (30×1) мм, (20×1) мм, (30×1) мм. Размер полоскового резонатора с обрывом на конце (между точками 2 и 3) составляет (21×1,6) мм. Размеры П-образного сегмента полосковой линии (между точками 1 и 2) составляют (45×1,6) мм, (10×1,6) мм, (45×1,6) мм. В результате моделирования эквивалентной схемы были получены графические зависимости коэффициентов передачи и отражения в исследуемом диапазоне частот (рисунок 3.9).

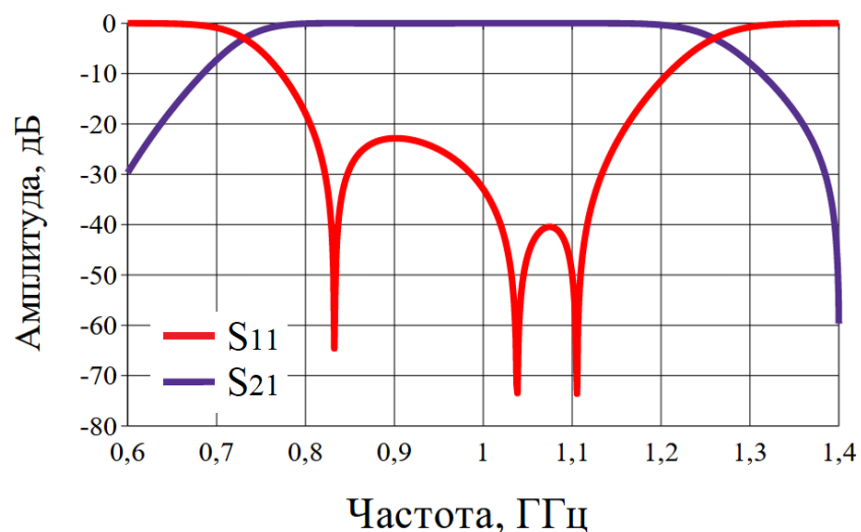


Рисунок 3.9 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Из результатов схемотехнического моделирования следует, что исследуемый широкополосный полосно-пропускающий фильтр имеет

относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную 53,5% (от 728 МГц до 1260 МГц).

3.1.4 Компьютерное моделирование широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Также в рамках теоретического исследования широкополосного полосно-пропускающего фильтра проведено компьютерное моделирование его конструкции (рисунки 3.1, 3.2) в строгой постановке электродинамической задачи. При этом в качестве материала многослойной диэлектрической конструкции использовался Arlon AD350 (толщина 1,524 мм, $\epsilon_r = 3,5$). Размеры сегментов П-образного щелевого резонатора составляют: (30×1) мм, (20×1) мм, (30×1) мм. Размер полосковой линии с обрывом на конце (между точками 2 и 3) составляет (21×1,6) мм. Размеры П-образного сегмента полосковой линии (между точками 1 и 2) составляют (45×1,6) мм, (11×1,6) мм, (45×1,6) мм. В результате компьютерного моделирования были получены зависимости коэффициентов передачи и отражения в исследуемом диапазоне частот (рисунок 3.10).

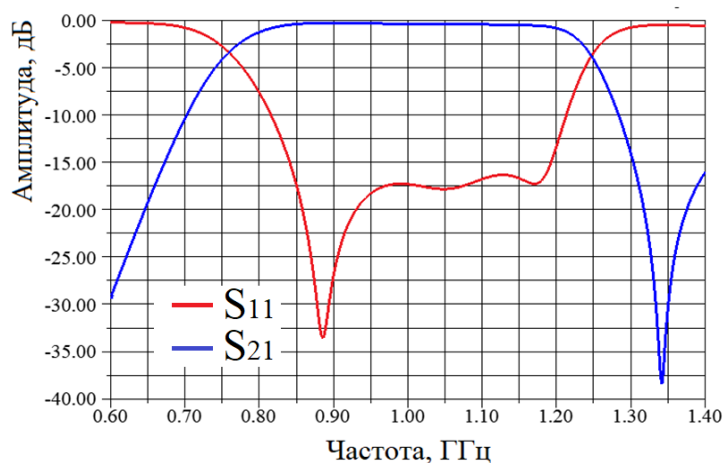


Рисунок 3.10 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при компьютерном моделировании широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Из результатов компьютерного моделирования следует, что первая конструкция исследуемого широкополосного полосно-пропускающего фильтра имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную 48% (от 760 МГц до 1240 МГц). Затухание на центральной частоте составляет 0,35 дБ. На графике зависимости коэффициента отражения (S_{11}) от частоты имеет место наличие трех резонансов, два из которых обусловлены полосковыми П-образными резонаторами, третий – П-образным щелевым резонатором. Результаты проведенных теоретических исследований приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Результаты теоретических исследований

Вид моделирования	Полоса пропускания, МГц	Центральная частота, МГц	Относительная ширина полосы пропускания, %	Затухание, дБ
Схемотехническое моделирование	728 — 1260	994	53,5	—
Компьютерное моделирование	760 — 1240	1000	48	0,35

Из анализа полученных результатов (таблица 3.1) следует, что результаты схемотехнического моделирования имеют отклонение от результатов компьютерного моделирования не более 5,5 %.

3.1.5 Экспериментальное исследование макета широкополосного полосно-пропускающего фильтра

Для проверки результатов теоретических исследований был изготовлен макет широкополосного полосно-пропускающего фильтра, реализованный на

четырёх диэлектрических платах 1–4 (рисунок 3.11) марки Arlon AD350. При этом на платах 2,3 были реализованы основные конструктивные элементы: на плате 2 с одной стороны реализован П-образный щелевой резонатор, с обратной стороны – первая П-образный полосковый резонатор. На плате 3 реализован второй П-образный полосковый резонатор. Платы 1, 4 выполняют роль экранов. Размеры основных конструктивных элементов макета совпадают с размерами основных конструктивных элементов, используемых при компьютерном моделировании (рисунок 3.2).



Рисунок 3.11 – Фото плат, изготовленных для макета

В результате экспериментального исследования макета были получены зависимости коэффициентов передачи и отражения в исследуемом диапазоне частот (рисунок 3.12).

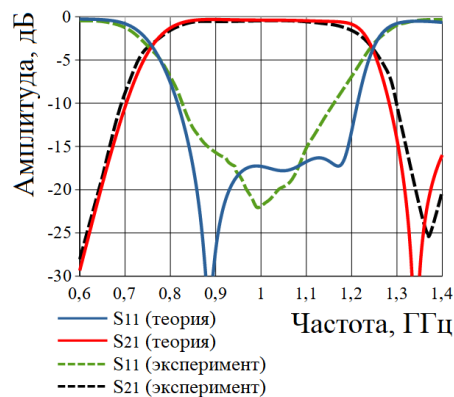


Рисунок 3.12 – Графические зависимости коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные экспериментальном исследовании макета, в сравнении с результатами теоретического исследования

Из анализа полученных экспериментальных данных следует, что исследуемый макет широкополосного полосно-пропускающего фильтра имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную $47,7\%$ (от 761 МГц до 1238 МГц), при этом потери на центральной частоте составляют $0,49$ дБ. Таким образом, из зависимостей, представленных на рисунке 3.12 можно сделать вывод, что затухание, полученное при экспериментальном исследовании, больше, чем затухание, полученное при теоретическом исследовании. Это связано с набором структурных неоднородностей [21] модели (зазор между диэлектрическими подложками, смещение полосковых резонаторов относительно щелевого резонатора (рисунок 3.13), а также качеством монтажа коаксиальных разъемов. На рисунке 3.13 введены следующие обозначения: 1, 2 – полосковые резонаторы, 3, 4 – диэлектрические подложки, 5 – металлическое основание, 6 – щелевой резонатор.

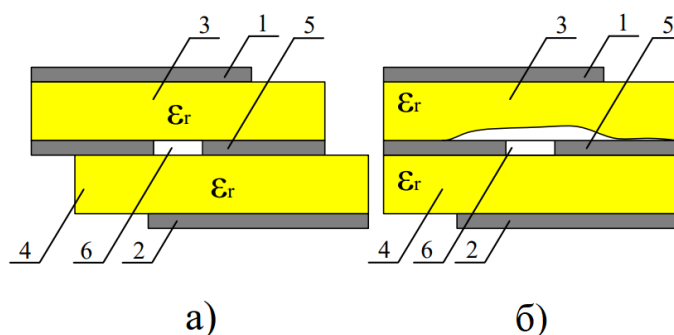


Рисунок 3.13 – Условное изображение: а) смещения полосковых резонаторов относительно щелевого резонатора, б) зазора между диэлектрическими подложками

Из [21] следует, что затухание может достигать $0,44$ дБ (при $f = 1,5$ ГГц) при зазоре между диэлектрическими подложками, равном $0,2$ мм (рисунок 3.13б). Таким образом, увеличение затухания на $0,14$ дБ относительно результатов компьютерного моделирования можно объяснить не технологичным изготовлением (лабораторные условия) макета исследуемого широкополосного полосового фильтра. Сравнение результатов теоретических и

экспериментальных исследований показало хорошее качественное и количественное их согласование (таблица 3.2).

Таблица 3.2 – Сопоставление теоретических и экспериментальных результатов

Метод исследования	Полоса пропускания, МГц	Центральная частота, МГц	Относительная ширина полосы пропускания, %	Затухание, дБ
Схемотехническое моделирование	728 — 1260	994	53,5	—
Компьютерное моделирование	760 — 1240	1000	48	0,35
Экспериментальное исследование	761 — 1238	999,5	47,7	0,49

3.2 Широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями

Исследуемый широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями [56, 82] может быть представлен в виде двух вариантов конструкций: 1) объемной, где частотно-селективные звенья расположены друг над другом на разных диэлектрических основаниях; 2) плоской, где частотно-селективные звенья расположены на одном диэлектрическом основании.

3.2.1 Объемная конструкция полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями

Объемная конструкция полосно-пропускающего фильтра (рисунок 3.14) представляет собой вертикальную объемно-модульную структуру, состоящую из двух многослойных полосково-щелевых переходов, расположенных один под другим (включает в себя четыре диэлектрических основания) [43].

Эквивалентная схема объемной конструкции полосно-пропускающего фильтра представлена на рисунке 3.15.

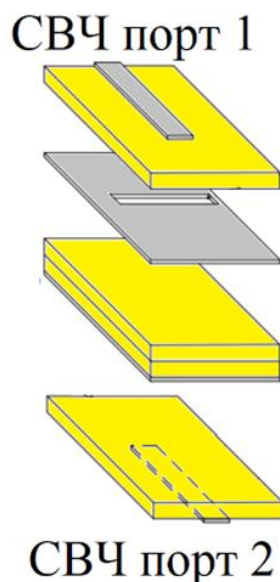


Рисунок 3.14 – Объемная конструкция полосно-пропускающего фильтра

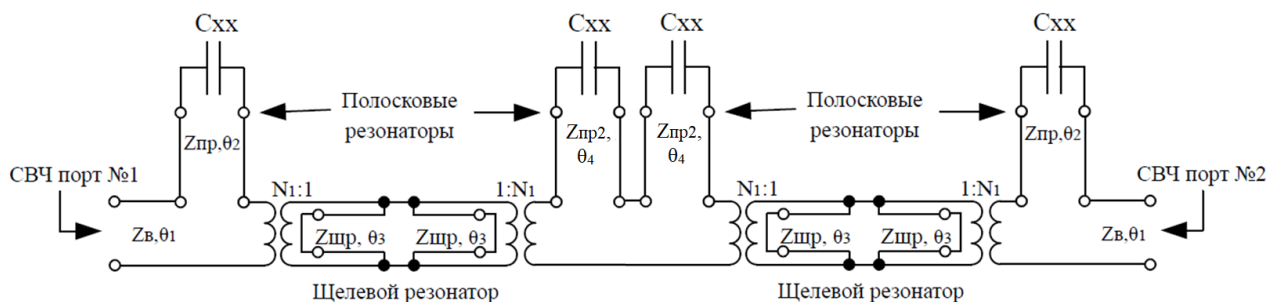


Рисунок 3.15 – Эквивалентная схема объемной конструкции полосно-пропускающего фильтра

На эквивалентной схеме введены следующие обозначения: $Z_{в}$, θ_1 – волновое сопротивление и электрическая длина входных полосковых линий; $Z_{пр}$, θ_2 – волновое сопротивление и электрическая длина полосковых резонаторов с обрывом на конце (верхнее и нижнее диэлектрические основания); $Z_{щр}$, θ_3 – волновое сопротивление и половина электрической длины щелевого резонатора; $Z_{пр2}$, θ_4 – волновое сопротивление и электрическая длина полосковых резонаторов с обрывом на конце, расположенных между 2-м и 3-м диэлектрическими основаниями.

На центральной частоте результирующая эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями представляет собой каскадное включение звеньев полосовых звеньев Т-типа (рисунок 3.16).

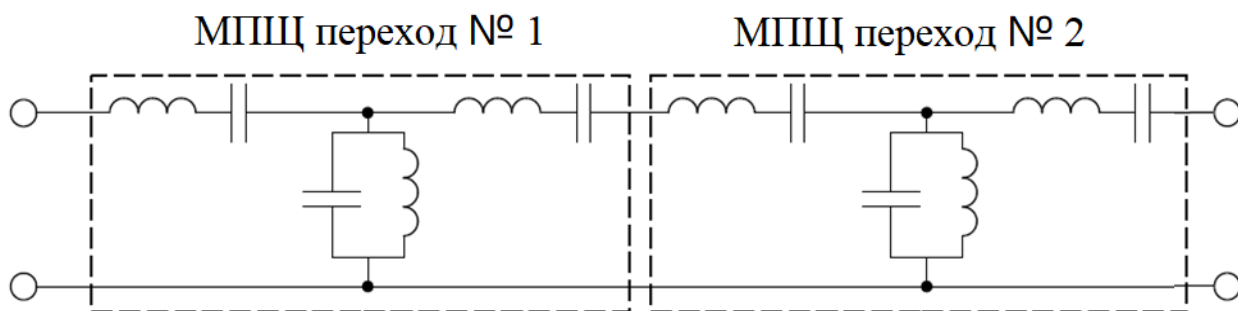


Рисунок 3.16 – Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра на центральной частоте

Особенностью полосно-пропускающих фильтров с объемной конструкцией, в состав которой входят более двух многослойных полосково-щелевых переходов, является уменьшенное волновое сопротивление экранированного щелевого резонатора (менее 15 Ом), находящегося между первым и третьим щелевыми резонаторами (см. раздел 2.2.3) и зависящего от размеров подложек. В таком случае, из-за уменьшения волнового сопротивления щелевого резонатора, ширина полосы пропускания рассматриваемого фильтра сужается. В связи с этим, для демонстрации уменьшения коэффициента

прямоугольности амплитудно-частотных характеристик при проведении исследования была выбрана конструкция полосно-пропускающего фильтра с двумя многослойными полосково-щелевыми переходами, расположенными один под другим.

3.2.2 Исследование полосно-пропускающего фильтра с объемной конструкцией

В рамках теоретического исследования полосно-пропускающего фильтра с объемной конструкцией, проведено моделирование его эквивалентной схемы, а также приведено сравнение полученных результатов (электрических характеристик) с аналогичными результатами компьютерного моделирования многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями. Параметры, используемые при схемотехническом моделировании многослойного полосково-щелевого перехода (МПЩ перехода), а также полосно-пропускающего фильтра, приведены в таблице 3.3.

По результатам схемотехнического моделирования вышеуказанных устройств получены (таблица 3.4) графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) (рисунок 3.17) и коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот (рисунок 3.18), а также согласно выражению (3.1) рассчитан коэффициент прямоугольности $k_{\text{ПР}}$ амплитудно-частотной характеристики:

$$k_{\text{ПР}} = \Delta f_{-20\text{дБ}} / \Delta f_{-3\text{дБ}} \quad (3.1)$$

Таблица 3.3 – Основные электрические параметры элементов конструкций МПЩ перехода и ППФ, используемые при схемотехническом моделировании

Параметр	МПЩ переход	ППФ
Волновое сопротивление полосковых резонаторов, Ом	50	
Электрическая длина полосковых резонаторов на центральной частоте, °	90	
Волновое сопротивление щелевых резонаторов, Ом	50	
Электрическая длина щелевого резонатора на центральной частоте, °	180	

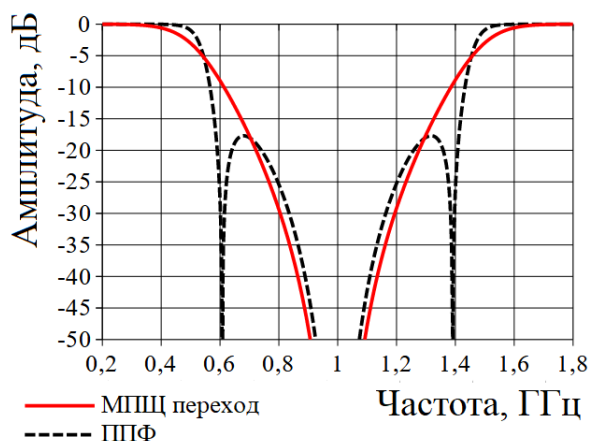


Рисунок 3.17 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

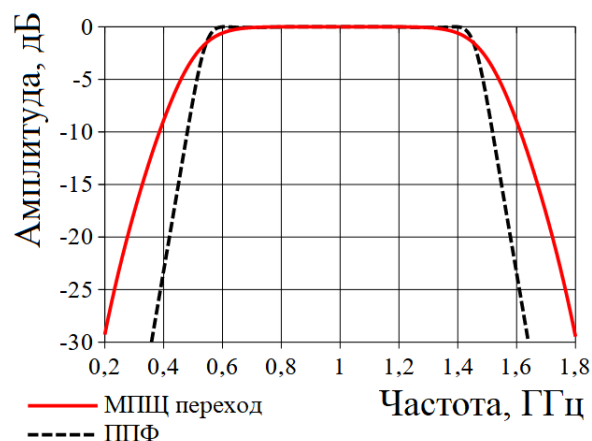


Рисунок 3.18 – Графические зависимости коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

Таблица 3.4 – Результаты схемотехнического моделирования

Наименование параметра	МПЩ переход	ППФ
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	1000 (500–1500)	940 (530–1470)
Полоса пропускания по уровню -20 дБ, МГц	1440 (280–1720)	1160 (420–1580)
Коэффициент прямоугольности	1,44	1,23

Для подтверждения результатов схемотехнического моделирования проведено компьютерное моделирование полосно-пропускающего фильтра (рисунок 3.19). При этом в качестве диэлектрических оснований использован материал Arlon AD350 толщиной 1,524 мм. Размер диэлектрических оснований (120×40) мм. Ширина полосковых резонаторов 3,34 мм (верхнее и нижнее диэлектрические основания). Длина полосковых резонаторов 42 мм (верхнее и нижнее диэлектрические основания). Длина П-образных щелевых резонаторов 84 мм. Ширина П-образных щелевых резонаторов 0,6 мм. Ширина полосковых резонаторов, расположенных между 2-м и 3-м диэлектрическими основаниями, составляет 1,9 мм. Длина полосковых резонаторов, расположенных между 2-м и 3-м диэлектрическими основаниями, составляет 36 мм. Результаты компьютерного моделирования представлены в виде графических зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рисунок 3.20, таблица 3.5).

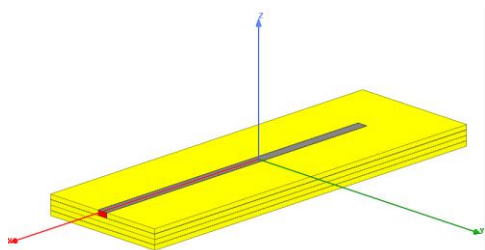


Рисунок 3.19 – Конструкция исследуемого полосно-пропускающего фильтра, используемая при компьютерном моделировании

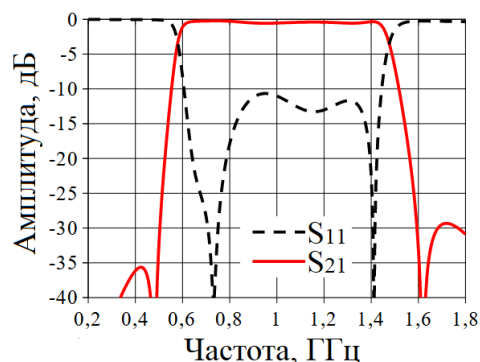


Рисунок 3.20 – Графические зависимости S-параметров полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при компьютерном моделировании

Таблица 3.5 – Результаты схемотехнического и компьютерного моделирования полосно-пропускающего фильтра

Наименование параметра	Компьютерное моделирование	Схемотехническое моделирование
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	900 (570–1470)	940 (530–1470)
Полоса пропускания по уровню -20 дБ, МГц	1040 (520–1560)	1160 (420–1580)
Коэффициент прямоугольности	1,16	1,23

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования полосно-пропускающего фильтра с объемной конструкцией следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания по уровню -3 дБ, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания по уровню -3 дБ, полученной по результатам компьютерного моделирования

составляет не более 40 МГц (4 % относительно центральной частоты). Из результатов схемотехнического моделирования следует, что при добавлении в конструкцию многослойного полосково-щелевого перехода одного частотно-селективного элемента (многослойного полосково-щелевого перехода), коэффициент прямоугольности $k_{\text{ПР}}$ амплитудно-частотной характеристики изменяется с 1,44 до 1,23. Из результатов компьютерного моделирования полосно-пропускающего фильтра следует, что коэффициент прямоугольности $k_{\text{ПР}}$ амплитудно-частотной характеристики близок указанному выше диапазону его значений и составляет $k_{\text{ПР}} = 1,16$.

3.2.3 Плоская конструкция полосно-пропускающего фильтра на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями

Плоская конструкция полосно-пропускающего фильтра представляет собой два многослойных полосково-щелевых перехода, электрическая связь между которыми осуществляется за счет использования микрополосковой линии [56] (рисунки 3.21, 3.22). При этом входная и выходная полосковые линии, а также Т-образные полосковые резонаторы расположены на первом диэлектрическом основании. П-образные щелевые резонаторы, входящие в состав первого и второго многослойного полосково-щелевого перехода, расположены в общем металлическом экране. Полосковые резонаторы и соединительная микрополосковая линия расположены на втором диэлектрическом основании.

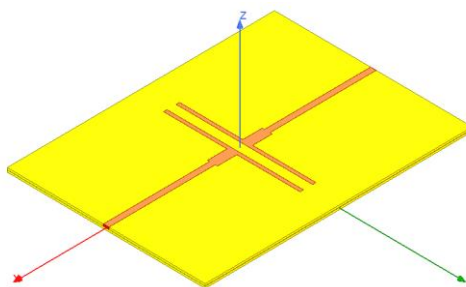


Рисунок 3.21 – Полосно-пропускающий фильтр с плоской конструкцией

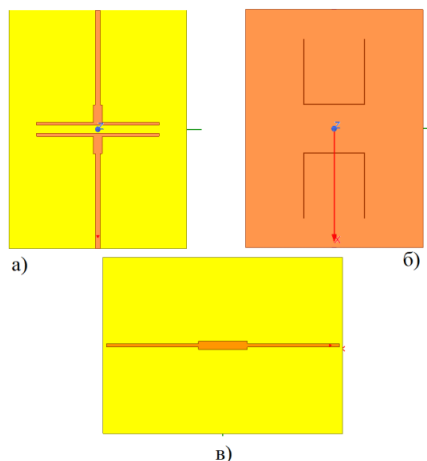


Рисунок 3.22 – Конструкция полосно-пропускающего фильтра: а) первое диэлектрическое основание, б) металлический экран, в) второе диэлектрическое основание

3.2.4 Исследование полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией

В рамках теоретического исследования полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией было выполнено его схемотехническое и компьютерное моделирование. Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией представлена на рисунке 3.23. На эквивалентной схеме введены следующие обозначения: $Z_{в}$, θ_1 – волновое сопротивление и электрическая длина входных полосковых линий; $Z_{пр}$, θ_2 – волновое сопротивление и электрическая длина полосковых резонаторов с обрывом на конце (вернее диэлектрическое основание); $Z_{цпр}$, θ_3 – волновое сопротивление и

половина электрической длины щелевого резонатора; $Z_{\text{пр}2}$, θ_4 – волновое сопротивление и электрическая длина полосковых резонаторов с обрывом на конце (нижнее диэлектрическое основание); $Z_{\text{в}2}$, θ_5 – волновое сопротивление и электрическая длина соединительной микрополосковой линии. Основные электрические параметры элементов конструкции, используемые при схемотехническом моделировании, указаны в таблице 3.6. Результаты схемотехнического моделирования представлены на рисунке 3.24.

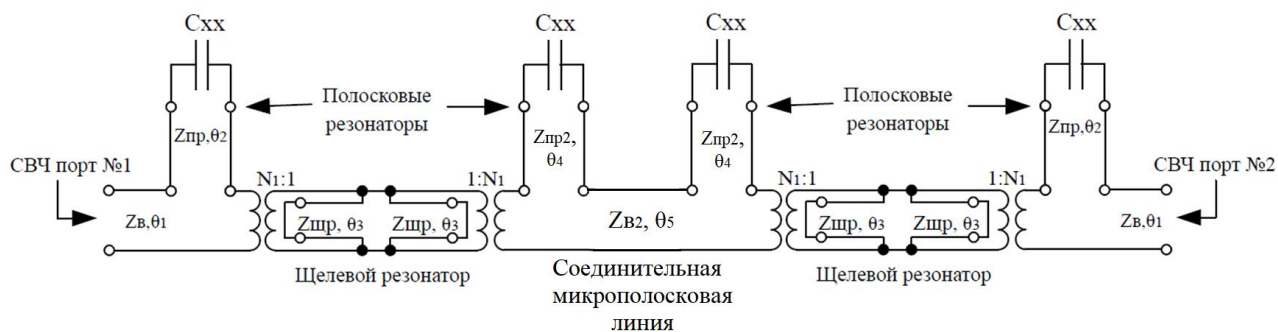


Рисунок 3.23 – Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией

Таблица 3.6 – Основные электрические параметры элементов конструкции, используемые при схмотехническом моделировании

Параметр	Схмотехническая модель
Волновое сопротивление полосковых резонаторов на первом диэлектрическом основании, Ом	33,5
Электрическая длина полосковых резонаторов на первом диэлектрическом основании, °	90
Волновое сопротивление полосковых резонаторов на втором диэлектрическом основании, Ом	61,5
Электрическая длина полосковых резонаторов на втором диэлектрическом основании, °	90
Волновое сопротивление щелевых резонаторов, Ом	55
Электрическая длина щелевых резонаторов, °	180
Волновое сопротивление соединительной микрополосковой линии, Ом	36
Электрическая длина соединительной микрополосковой линии, °	50

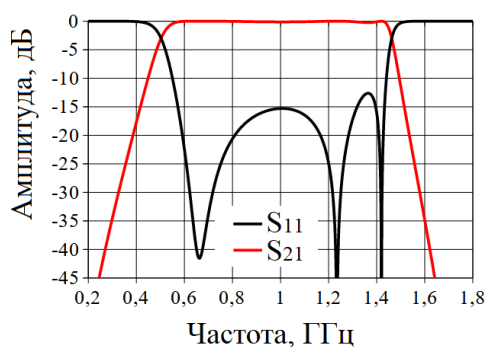


Рисунок 3.24 – Графические зависимости S-параметров полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при схмотехническом моделировании

Для подтверждения результатов схемотехнического моделирования проведено компьютерное моделирование (рисунок 3.25). В качестве материала диэлектрических оснований взят ФАФ-4Д толщиной 1 мм. Размер диэлектрических оснований (135×100) мм. Параметры основных элементов конструкции, используемых при компьютерном моделировании, указаны в таблице 3.7. Сравнение результатов схемотехнического и компьютерного моделирования приведено на рисунке 3.26, в таблице 3.8.

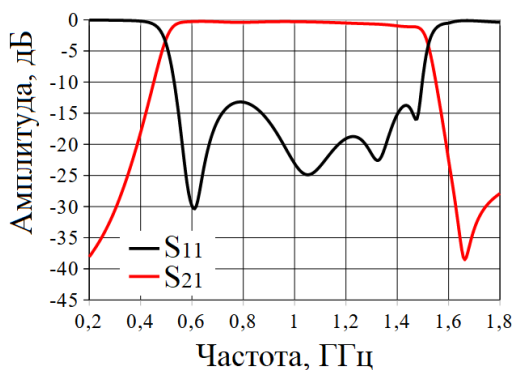


Рисунок 3.25 – Графические зависимости S-параметров полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при компьютерном моделировании

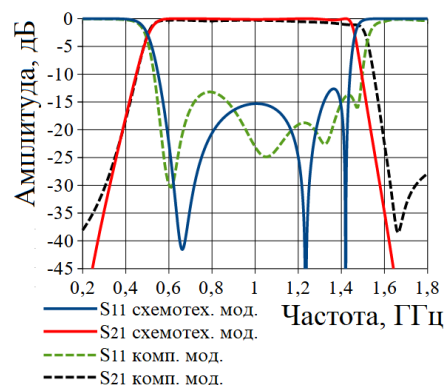


Рисунок 3.26 – Графические зависимости S-параметров полосно-пропускающего фильтра в диапазоне частот, полученные при схемотехническом и компьютерном моделировании

Таблица 3.7 – Параметры основных элементов конструкции,
используемых при компьютерном моделировании

Параметр	Компьютерная модель
Ширина Т-образных полосковых резонаторов на первом диэлектрическом основании, мм (волновое сопротивление, Ом)	5, 1.7 (33.5, 67)
Длина полосковых резонаторов на первом диэлектрическом основании, мм (электрическая длина, °)	45 (78)
Ширина полосковых резонаторов на втором диэлектрическом основании, мм (волновое сопротивление, Ом)	2 (61,5)
Длина полосковых резонаторов на втором диэлектрическом основании, мм (электрическая длина, °)	51 (87)
Ширина щелевых резонаторов, мм (волновое сопротивление, Ом)	0,3 (55)
Длина щелевых резонаторов, мм (электрическая длина, °)	106 (181)
Ширина соединительной микрополосковой линии, мм (волновое сопротивление, Ом)	4,5 (36)
Длина соединительной микрополосковой линии, мм (электрическая длина, °)	27,6 (47,2)

Таблица 3.8 – Результаты моделирования полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией

Наименование параметра	Компьютерное моделирование	Схемотехническое моделирование
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	1020 (490–1510)	970 (500–1470)
Полоса пропускания по уровню -20 дБ, МГц	1210 (380–1590)	1150 (380–1530)
Коэффициент прямоугольности	1,18	1,18

Из анализа представленных результатов схемотехнического и компьютерного моделирования полосно-пропускающего фильтра с плоской конструкцией следует их хорошее качественное и количественное согласование. Отклонение границы полосы пропускания по уровню -3 дБ, полученной по результатам схемотехнического моделирования от границы полосы пропускания по уровню -3 дБ, полученной по результатам компьютерного моделирования составляет не более 50 МГц (5 % относительно центральной частоты). Коэффициент прямоугольности $k_{\text{ПР}}$ амплитудно-частотной характеристики является сопоставимым по своему значению ($k_{\text{ПР}}=1,18$) с коэффициентом прямоугольности, полученным при моделировании полосно-пропускающего фильтра с объемной конструкцией ($k_{\text{ПР}}=1,16$).

3.3 Объемно-модульное частотно-разделительное СВЧ устройство

3.3.1 Конструкция частотно-разделительного СВЧ устройства

Конструкция частотно-разделительного СВЧ устройства (рисунок 3.27) представляет собой объемно-модульное устройство с тремя высокочастотными

разъемами [45, 81]. При этом в ее состав входят: диэлектрические основания 1–6, полосковая линия первого канала 7, общая полосковая линия 8, полосковая линия второго канала 9, щелевые резонаторы 10, 11, выполненные в металлических основаниях 12, 14. Также в состав конструкции частотно-разделительного СВЧ устройства входит металлический экран 13, обеспечивающий развязку между первым и вторым каналами.

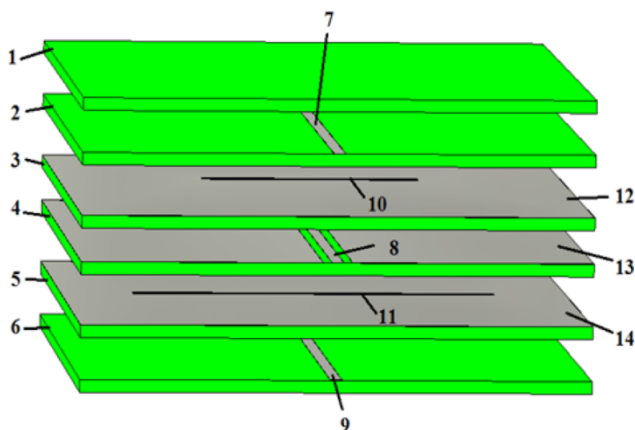


Рисунок 3.27 – Конструкция частотно-разделительного СВЧ устройства

Для обеспечения возможности физической реализации исследуемой конструкции частотно-разделительного СВЧ устройства (размещение коаксиальных СВЧ разъемов на корпусе), а также для увеличения электромагнитной развязки между каналами полосковые линии 7 и 9 смещены относительно центра (рисунок 3.28).

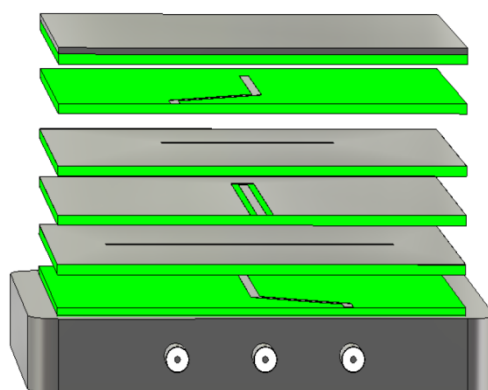


Рисунок 3.28 – Конструкция частотно-разделительного СВЧ устройства

3.3.2 Исследование частотно-разделительного СВЧ устройства

Для теоретического исследования частотно-разделительного СВЧ устройства разработана его эквивалентная схема (рисунок 3.29), а также проведено компьютерное моделирование. При этом были использованы следующие параметры моделирования: центральная частота первого канала 1800 МГц, центральная частота второго канала 2450 МГц. Длина щелевых резонаторов принималась равной $\lambda/2$ на центральной частоте для каждого канала, а волновое сопротивление щелевых резонаторов составляло 3 Ом. Длина полосковых резонаторов, заканчивающихся разрывом, составляла $\lambda/4$ на центральной частоте для каждого канала, а их волновое сопротивление принималось равным 50 Ом.

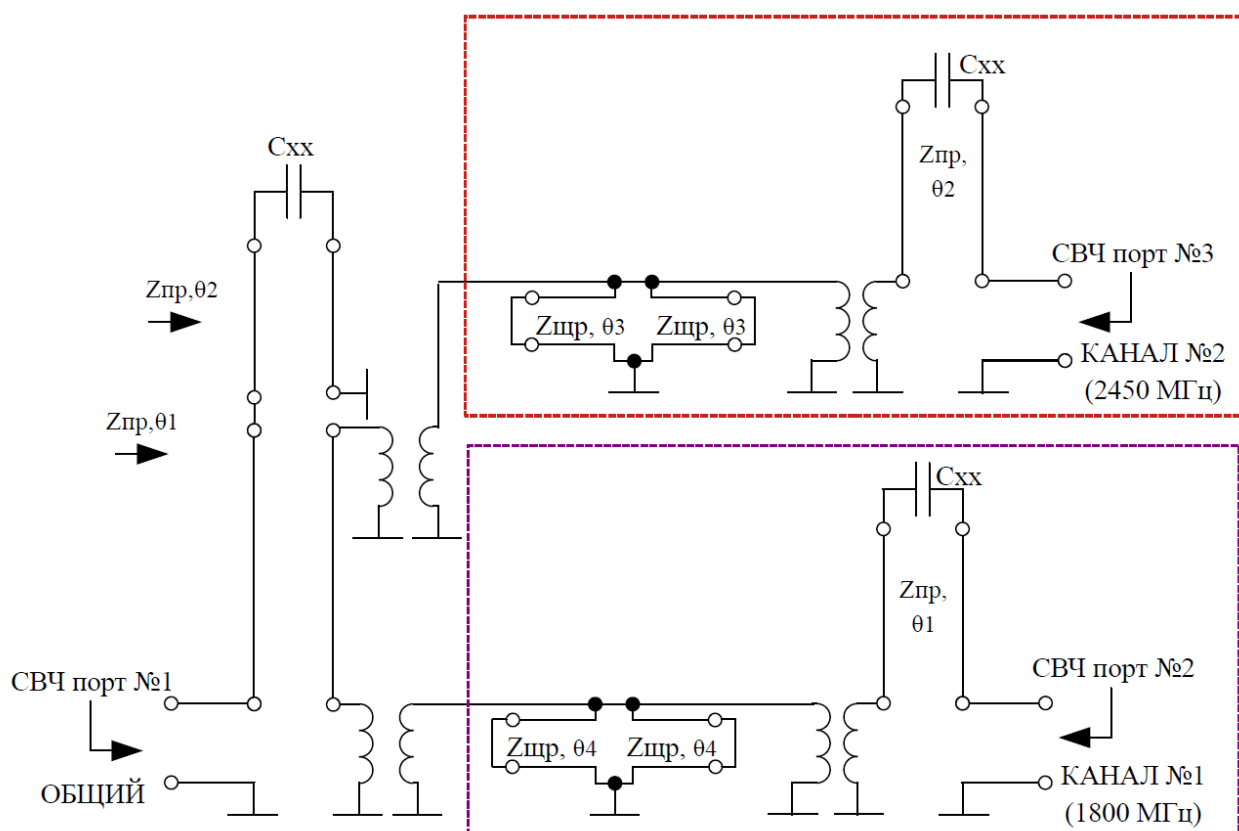


Рисунок 3.29 – Эквивалентная схема частотно-разделительного СВЧ устройства

В результате моделирования эквивалентной схемы были получены графические зависимости коэффициентов передачи для первого (S_{21}) и второго каналов (S_{31}) в диапазоне частот (рисунок 3.30), зависимость коэффициента отражения для общего СВЧ порта (S_{11}) в диапазоне частот (рисунок 3.31), а также частотная зависимость электромагнитной развязки между первым и вторым каналами (S_{32}) (рисунок 3.32).

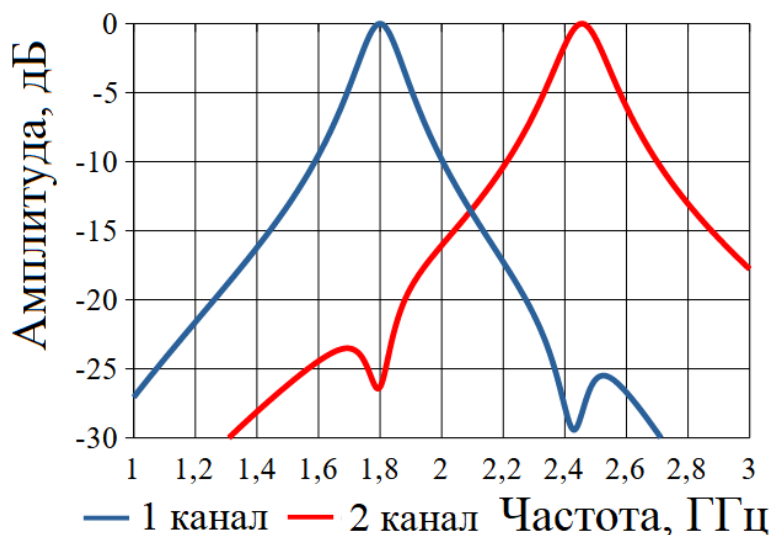


Рисунок 3.30 – Графические зависимости коэффициента передачи для первого (S_{21}) и второго (S_{31}) каналов в диапазоне частот

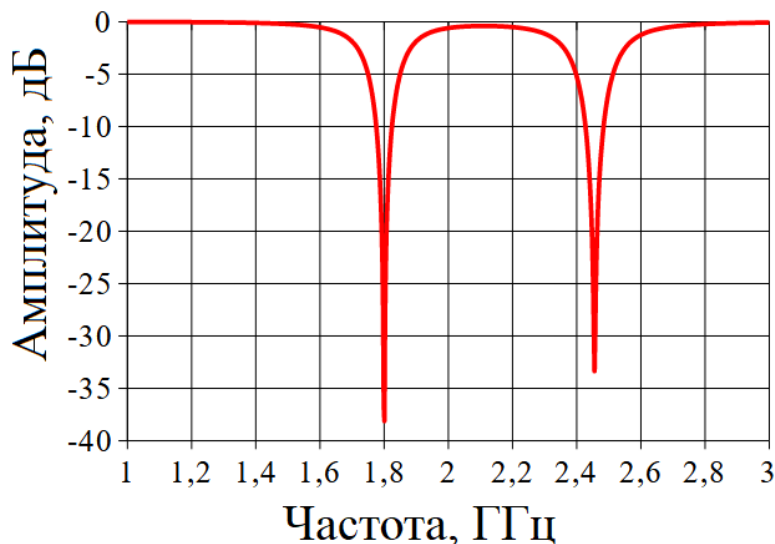


Рисунок 3.31 – Графическая зависимость коэффициента отражения (S_{11}) для общего СВЧ порта в диапазоне частот

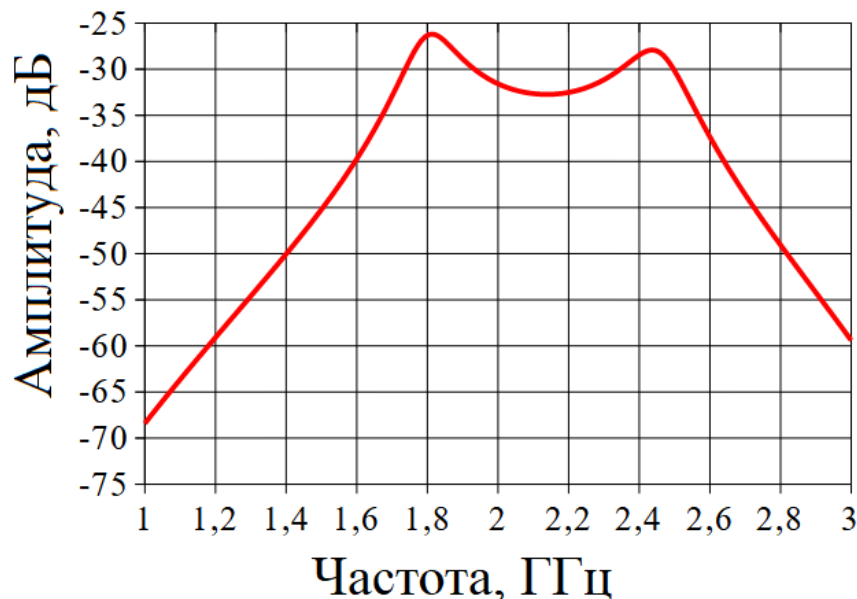


Рисунок 3.32 – Графическая зависимость электромагнитной развязки (S_{32}) между первым и вторым каналами в диапазоне частот

Из анализа результатов моделирования эквивалентной схемы частотно-разделительного СВЧ устройства (таблица 3.9) следует, что величина электромагнитной развязки (S_{32}) между первым и вторым каналами составляет не менее 26 дБ во всем диапазоне частот. При этом на частотах, соответствующих каждому из каналов, наблюдается хорошее согласование общего СВЧ порта ($S_{11} < 30$ дБ).

Для подтверждения корректности полученных результатов проведено компьютерное моделирование параметров конструкции частотно-разделительного СВЧ устройства в строгой постановке электродинамической задачи (таблица 3.10). В качестве материала многослойной диэлектрической конструкции использовался Arlon AD350 толщиной 1,524 мм. Размер диэлектрических оснований (100×60) мм. Длина первого полоскового резонатора 26 мм, второго — 13 мм. Щелевые резонаторы имеют размеры (53,5×1) мм и (27,5×1) мм. В результате компьютерного моделирования получены графические зависимости коэффициентов передачи для первого (S_{21}) и второго (S_{31}) каналов в диапазоне частот (рисунок 3.33), коэффициента отражения (S_{11}) для общего СВЧ

порта в диапазоне частот (рисунок 3.34), а также частотная зависимость электромагнитной развязки (S_{32}) между первым и вторым каналами (рисунок 3.35).

Таблица 3.9 – Результаты моделирования эквивалентной схемы частотно-разделительного СВЧ устройства

Параметр	Канал №1	Канал №2
Центральная частота, МГц	1800	2450
Коэффициент отражения общего СВЧ порта, дБ	-38,1	-33,3
Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ, МГц	152	158
Величина электромагнитной развязки, дБ	-26,3	-28,1

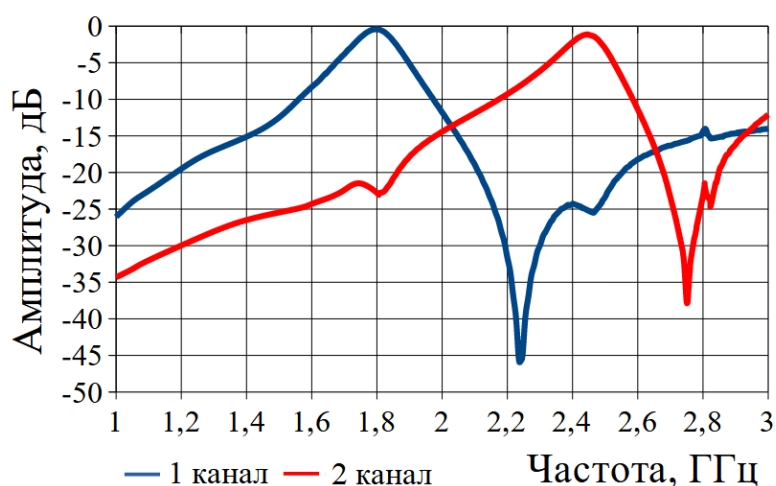


Рисунок 3.33 – Графические зависимости коэффициентов передачи для первого (S_{21}) и второго (S_{31}) каналов в диапазоне частот, полученные по результатам компьютерного моделирования

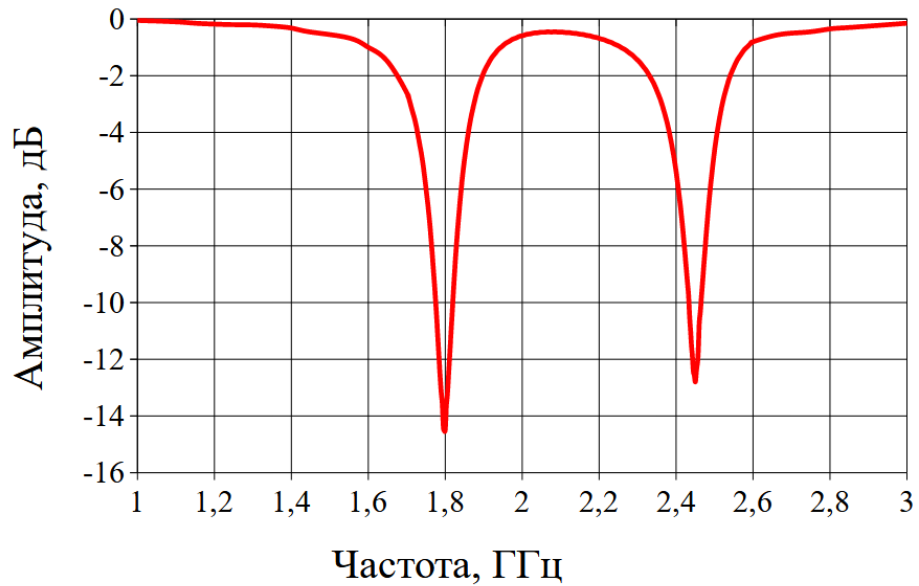


Рисунок 3.34 – Графическая зависимость коэффициента отражения (S_{11}) для общего СВЧ порта в диапазоне частот, полученная по результатам компьютерного моделирования

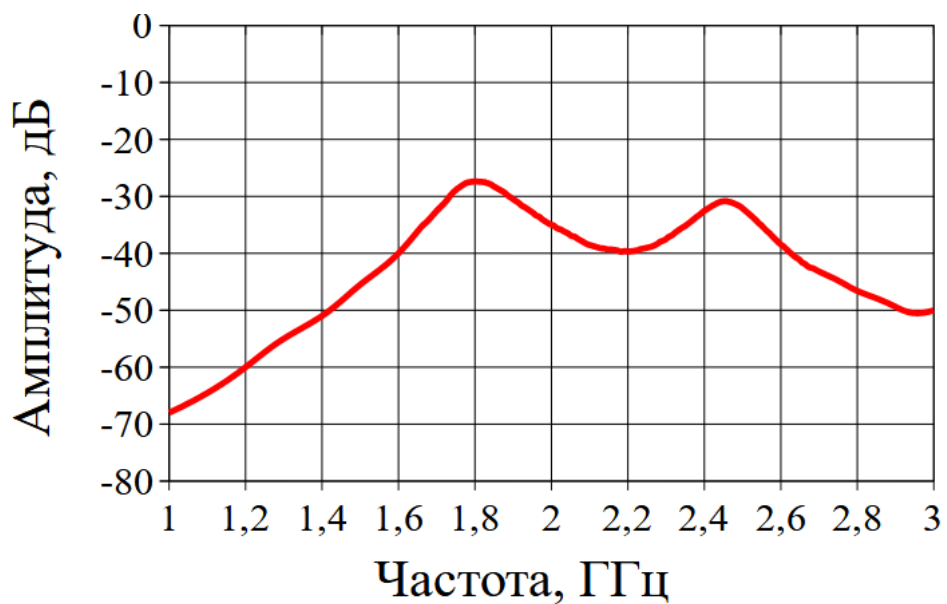


Рисунок 3.35 – Графическая зависимость электромагнитной развязки (S_{32}) между первым и вторым каналами в диапазоне частот, полученная по результатам компьютерного моделирования

Таблица 3.10 – Результаты компьютерного моделирования параметров частотно-разделительного СВЧ устройства

Параметр	Канал №1	Канал №2
Центральная частота, МГц	1800	2450
Затухание на центральной частоте, дБ	0,4	1,2
Коэффициент отражения общего СВЧ порта, дБ	-14,5	-13
Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ, МГц	146	120
Величина электромагнитной развязки, дБ	27	30,5

Из анализа результатов компьютерного моделирования параметров конструкции частотно-разделительного СВЧ устройства следует, что они имеют хорошее качественное и количественное согласование с результатами моделирования эквивалентной схемы. При этом величина коэффициента затухания на центральной частоте каждого из каналов (S_{21} , S_{31}) составляет не более 1,2 дБ. Величина развязки между каналами (S_{32}) составляет не менее 27 дБ. Отметим ухудшение параметров согласования общего СВЧ порта (S_{11}) и сужение полосы пропускания второго канала. Это объясняется дополнительными дифракционными эффектами, которые не могут быть учтены при моделировании эквивалентной схемы. Представленное объемно-модульное частотно-разделительное СВЧ устройство характеризуется электрическими параметрами,

соответствующими прототипу, выполненному по микрополосковой технологии [70].

3.4 Частотно-перестраиваемое СВЧ устройство на основе многослойной полосково-щелевой технологии для оценки диэлектрических свойств материалов

3.4.1 Конструкция частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на основе многослойного полосково-щелевого перехода

Конструкция исследуемого частотно-перестраиваемого СВЧ устройства состоит (рисунок 3.36) из двух полосковых линий передачи, расположенных на диэлектрических основаниях 1, 2; металлического основания 3 с прорезанным П-образным щелевым резонатором 4, длина которого составляет половину длины волны на центральной частоте [46, 54, 58, 91]. Полосковые линии перекрещиваются с щелевым резонатором и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны от места перекрещивания. Также в состав конструкции частотно-перестраиваемого СВЧ устройства входит металлическая перемычка 5, расположенная на металлическом основании вдоль коротких кромок П-образного щелевого резонатора и электрически замыкающая длинные кромки в месте своего размещения. При перемещении перемычки вдоль длинных кромок щелевого резонатора, появляется возможность регулирования его электрической длины (рисунок 3.37).

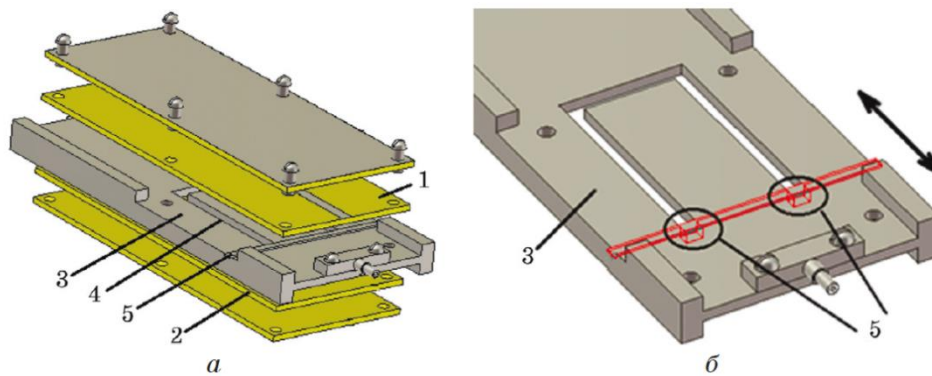


Рисунок 3.36 – Конструкция частотно-перестраиваемого СВЧ устройства

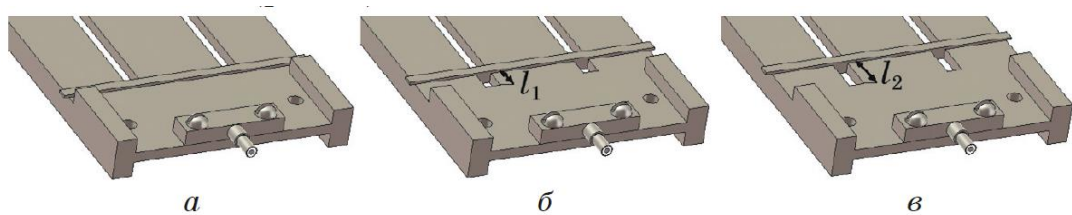


Рисунок 3.37 – Схема размещения проводящей перемычки в области П-образного щелевого резонатора

3.4.2 Теоретическое исследование частотно-перестраиваемого СВЧ устройства для оценки диэлектрических свойств материалов

Для теоретического исследования частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на основе многослойной полосково-щелевой технологии воспользуемся разработанной методикой проектирования при использовании его эквивалентной схемы, а также компьютерным моделированием его конструкции (рисунок 3.38). В результате проведенного моделирования была получена зависимость частоты резонанса исследуемого частотно-перестраиваемого СВЧ устройства от смещения перемычки от коротких кромок П-образного щелевого резонатора (рисунок 3.39). При этом рассматривалось десять дискретных положений перемычки с шагом 1 мм (от 0 мм до 10 мм) при ее смещении от коротких кромок П-образного щелевого резонатора. В качестве материала диэлектрических оснований многослойной диэлектрической конструкции принят фольгированный диэлектрик Arlon AD350 толщиной 1,524 мм. Размер диэлектрических оснований (80×40) мм. Длина П-образного щелевого

резонатора составляет 88 мм, ширина 2 мм. Длина полосковых резонаторов обрывом на конце составляет 26 мм, ширина 1,6 мм. Толщина металлического основания – 2 мм.

Отметим также, что при моделировании эквивалентной схемы частотно-перестраиваемого СВЧ устройства коэффициент укорочения электрической длины щелевого резонатора формируется с учетом помещенного в него диэлектрического материала. Для этого необходимо использовать его характеристику: эффективная относительная диэлектрическая проницаемость. В первом приближении значение эффективной относительной диэлектрической проницаемости для электромагнитной волны, распространяющейся в области щелевого резонатора, определяется выражением (3.2) [54]:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = k_1 \varepsilon_{r1} + k_2 \varepsilon_{r2} + k_3 \varepsilon_{r3}, \quad (3.2)$$

где ε_{r1} , ε_{r2} и ε_{r3} – относительная диэлектрическая проницаемость соответственно верхнего слоя многослойной диэлектрической структуры, исследуемого материала, размещенного в области П-образного щелевого резонатора (для случая воздушного заполнения щелевого резонатора $\varepsilon_{r3} = 1$) и нижнего слоя многослойной диэлектрической структуры; k_1 – объемная доля верхнего слоя многослойной диэлектрической структуры ($k_1 = 0,375$); k_2 – объемная доля металлической пластины с вырезанным щелевым резонатором ($k_2 = 0,25$); k_3 – объемная доля нижнего слоя многослойной диэлектрической структуры ($k_3 = 0,375$).

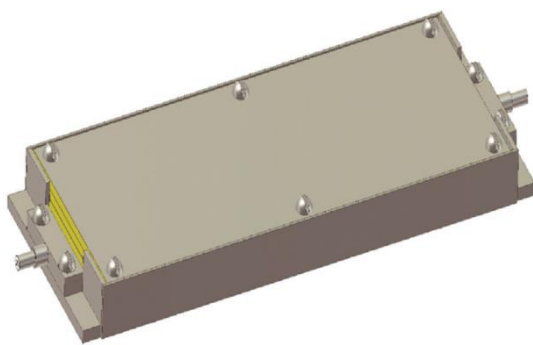


Рисунок 3.38 – Компьютерная модель частотно-перестраиваемого СВЧ устройства

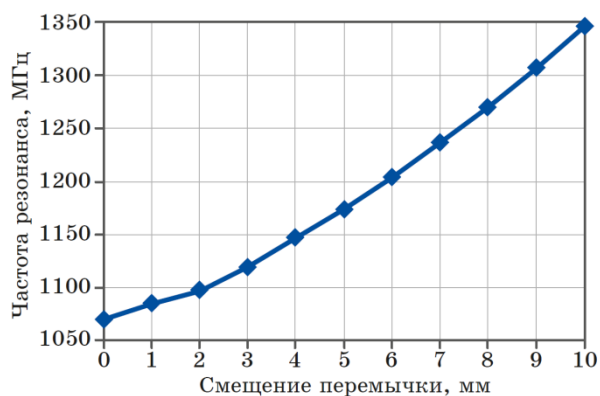


Рисунок 3.39 – Графическая зависимость частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства от смещения переключки

Из анализа представленной зависимости частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства от смещения переключки следует, что при ее смещении от коротких кромок П-образного щелевого резонатора от 0 мм до 10 мм, частота резонанса изменяется от 1071 МГц до 1347 МГц.

Для подробного анализа применения частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в качестве устройства для оценки диэлектрических свойств материалов, рассмотрим три случая положения переключки (рисунок 3.37). Первое положение – переключка находится около короткой кромки П-образного щелевого резонатора и не уменьшает его длину (рисунок 3.37а, измерение 1). Второе положение – переключка отодвинута на 4 мм от короткой кромки П-образного щелевого резонатора (рисунок 3.37 б, измерение 2). Третье положение – переключка отодвинута на 7 мм от короткой кромки П-образного щелевого резонатора (рисунок 3.37 в, измерение 3).

Изначально исследован случай с воздушным заполнением П-образного щелевого резонатора ($\epsilon_{r2}=1$). Результаты моделирования представлены в виде графических зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот 900–1300 МГц (рисунок 3.40).

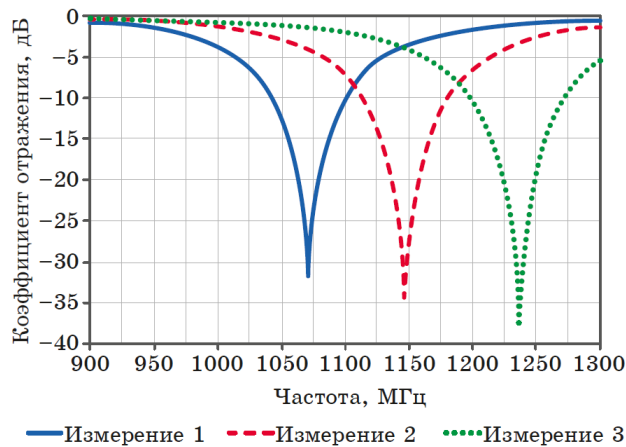


Рисунок 3.40 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в диапазоне частот от положения перемычки при воздушном заполнении П-образного щелевого резонатора ($\epsilon_{r2}=1$)

Из анализа графических зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот (рисунок 3.40) следует, что при смещении перемычки от коротких кромок П-образного щелевого резонатора от 0 мм (Измерение 1) до 7 мм (Измерение 3) происходит смещение частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на 165 МГц. При этом его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 31,2 дБ до минус 37,3 дБ.

Аналогичным образом проведено моделирование зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) частотно-перестраиваемого СВЧ устройства при заполнении его П-образного щелевого резонатора материалом с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 10,5 ($\epsilon_{r2}=10,5$) (рисунок 3.41).

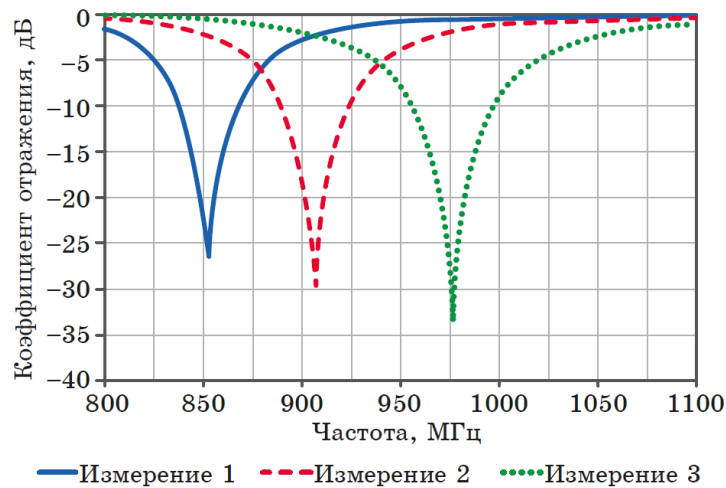


Рисунок 3.41 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в диапазоне частот от положения перемычки при заполнении П-образного щелевого резонатора диэлектриком ($\epsilon_{r2}=10,5$)

Из анализа графических зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот (рисунок 3.41) следует, что при заполнении П-образного щелевого резонатора диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью 10,5 ($\epsilon_{r2}=10,5$), частота резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства смещается в более низкочастотный диапазон. Также из анализа результатов моделирования следует, что при смещении перемычки от коротких кромок П-образного щелевого резонатора от 0 мм (Измерение 1) до 7 мм (Измерение 3) происходит смещение частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на 119,5 МГц. При этом его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 26,5 дБ до минус 33 дБ.

На основании представленных теоретических результатов была разработана методика оценки диэлектрических свойств материалов. На первом этапе для каждого из трех рассматриваемых случаев была определена частота резонанса f_0 частотно-перестраиваемого СВЧ устройства при воздушном заполнении его щелевого резонатора (выражение 3.3) [58]:

$$S_{11}(f_0, \varepsilon_{\text{эфф1}}) = \min S_{11}(f, \varepsilon_{\text{эфф1}}), \quad (3.3)$$

где $\varepsilon_{\text{эфф1}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость для электромагнитной волны, распространяющейся в области щелевого резонатора, при его воздушном заполнении.

На втором этапе для каждого из трех рассматриваемых случаев была определена частота резонанса f_1 частотно-перестраиваемого СВЧ устройства при заполнении его щелевого резонатора диэлектрическим материалом (выражение 3.4):

$$S_{11}(f_1, \varepsilon_{\text{эфф2}}) = \min S_{11}(f, \varepsilon_{\text{эфф2}}), \quad (3.4)$$

где $\varepsilon_{\text{эфф2}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость для электромагнитной волны, распространяющейся в области щелевого резонатора, при его заполнении диэлектрическим материалом.

Из выражений (3.2–3.4) следует, что существует зависимость значения относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала ε_{r2} от отклонения частоты резонанса f_1 частотно-перестраиваемого СВЧ устройства (выражение 3.5):

$$\varepsilon_{r2} = \phi(f_0 - f_1) \quad (3.5)$$

В результате моделирования параметров частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в трех рассматриваемых конфигурациях, были получены графические зависимости частоты смещения резонанса от относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала, отражающие выражение (3.5) (рисунок 3.42).

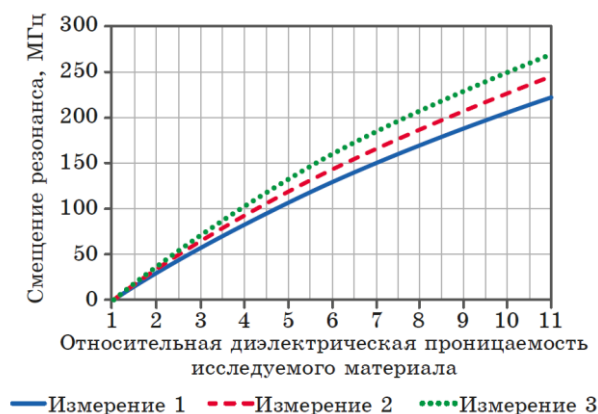


Рисунок 3.42 – Графические зависимости частоты смещения резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства от относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала для трех положений перемычки

Из анализа полученных зависимостей частоты смещения резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства с П-образным щелевым резонатором от относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала для трех положений перемычки следует, что при заполнении П-образного щелевого резонатора порошковым материалом с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r2}=11$, величина смещения резонанса составляет 223 МГц (Измерение 1). Аналогичным образом могут быть проанализированы зависимости частоты смещения резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства с П-образным щелевым резонатором, уменьшенным суммарно на 8 мм (Измерение 2) и на 14 мм (Измерение 3).

Из анализа результатов проведенного моделирования следует, что при перемещении перемычки изменяется длина П-образного щелевого резонатора. Это приводит к изменению собственной частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства. В результате появляется возможность измерения диэлектрических свойств материалов в широком диапазоне частот резонансным методом.

3.4.3 Экспериментальное исследование частотно-перестраиваемого СВЧ устройства для оценки диэлектрических свойств материалов

Для экспериментального исследования эффективности применения частотно-перестраиваемого СВЧ устройства для оценки диэлектрических свойств материалов был разработан его макет (рисунок 3.43). В качестве материала многослойной диэлектрической конструкции был использован Arlon AD350. Для измерения зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот использовался векторный анализатор цепей OBZOR TR1300/1.

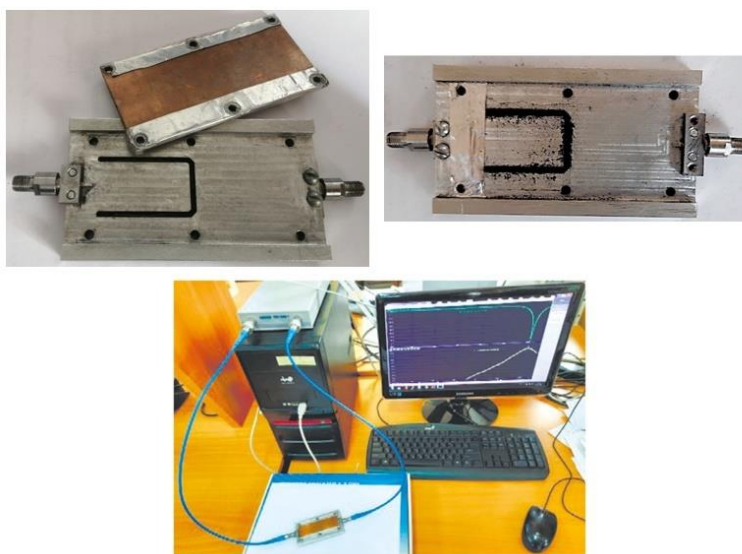


Рисунок 3.43 – Фото измерительной установки и макета частотно-перестраиваемого СВЧ устройства с П-образным щелевым резонатором переменной длины

Результаты экспериментального исследования, полученные на макете частотно-перестраиваемого СВЧ устройства, представлены в виде графических зависимостей коэффициента отражения в диапазоне частот 800–1300 МГц (рисунки 3.44, 3.45). При этом в качестве материала-наполнителя П-образного щелевого резонатора использовался порошковый материал – частично замещенный титаном гексаферрит бария $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$, относительная диэлектрическая проницаемость которого составляет $\epsilon_{r2}=10,5\pm 0,5$ в исследуемом диапазоне частот [108].

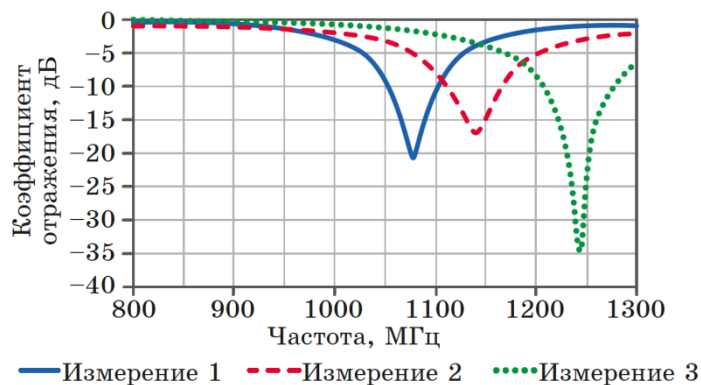


Рисунок 3.44 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в диапазоне частот от положения перемычки при воздушном заполнении П-образного щелевого резонатора ($\epsilon_{r2}=1$), полученные при экспериментальном исследовании

Из анализа результатов экспериментального исследования зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в исследованном диапазоне (рисунок 5.9) частот 800–1300 МГц при воздушном заполнении П-образного щелевого резонатора следует, что при смещении перемычки от коротких кромок П-образного щелевого резонатора от 0 мм (Измерение 1) до 7 мм (Измерение 3) происходит смещение частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на 167 МГц. При этом его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 21 дБ до минус 35 дБ.

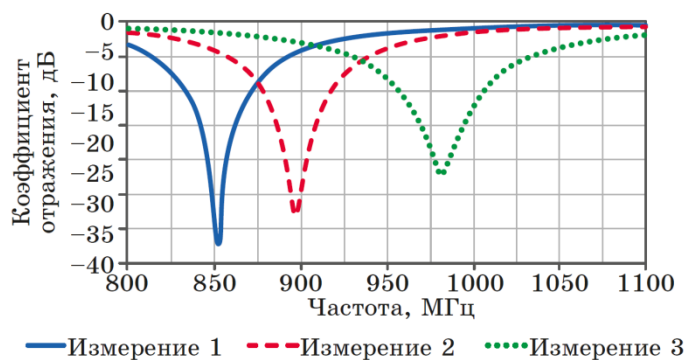


Рисунок 3.45 – Графические зависимости коэффициента отражения (S_{11}) частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в диапазоне частот от положения перемычки при заполнении щелевого резонатора порошковым материалом $\text{BaFe}_{10}\text{Ti}_2\text{O}_{19}$

Из анализа результатов экспериментального исследования зависимостей коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот (рисунок 3.45) следует, что при заполнении П-образного щелевого резонатора порошковым материалом — частично замещенным титаном гексаферрита бария относительная диэлектрическая проницаемость которого составляет $\epsilon_{r2}=10,5\pm 0,5$ в исследуемом диапазоне частот, частота резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства смещается в более низкочастотный диапазон. Из анализа результатов моделирования следует, что при смещении перемычки от коротких кромок П-образного щелевого резонатора от 0 мм (Измерение 1) до 7 мм (Измерение 3) происходит смещение частоты резонанса частотно-перестраиваемого СВЧ устройства на 128 МГц. При этом его амплитудное значение изменяется в пределах от минус 22,2 дБ до минус 37 дБ.

Сопоставление результатов теоретического и экспериментального исследований свидетельствует об их высокой степени совпадения (таблица 3.11). Выявлено, что максимальное отклонение частоты резонанса, полученной теоретическим путем, от частоты резонанса при экспериментальном исследовании, составляет не более 10 МГц. При пересчете полученных экспериментальных данных исследуемого материала получены отклонения значений его относительной диэлектрической проницаемости (на основании вышеизложенной методики и рисунка 3.42), которые составляют не более 5 % от номинала относительной диэлектрической проницаемости, полученной методом Николсона-Росса-Вейера [108].

Таблица 3.11 – Сопоставление результатов теоретических и экспериментальных исследований частотно-перестраиваемого СВЧ устройства

Характеристики	Номер измерения					
	1		2		3	
	Теория	Эксперимент	Теория	Эксперимент	Теория	Эксперимент
Частота резонанса при воздушном заполнении, МГц	1071	1075	1146,5	1141	1236	1242
Частота резонанса при заполнении порошковым материалом, МГц	853	852	907	897	976,5	980
Смещение частоты резонанса, МГц	218	223	239,5	244	259,5	262
Относительная диэлектрическая проницаемость (рисунок 3.42)	10,5	11	10,5	10,8	10,5	10,6

1.5 Выводы по третьей главе

Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств, основанная на применении схемотехнических аналогий элементов их конструкции, позволяет осуществлять их разработку, параметры которых сопоставимы с результатами проектирования указанных устройств при использовании специализированных программ электродинамического моделирования. Погрешность определения основных электрических параметров исследуемых СВЧ устройств составляет не более 13 %. В частности, использование разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств позволило разработать:

- широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями с относительной шириной полосы пропускания близкой к 50 % и с затуханием на центральной частоте – не более 0,5 дБ. Результаты теоретического исследования широкополосного полосно-пропускающего фильтра показали высокую сходимость с экспериментальными данными (отклонение не более 5,5 %).

- оригинальный широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями. Из анализа результатов его моделирования следует, что с добавлением частотно-селективного элемента в конструкцию многослойного полосково-щелевого перехода происходит уменьшение коэффициента прямоугольности его амплитудно-частотной характеристики с 1,44 до 1,23.

- оригинальное объемно-модульное частотно-разделительное СВЧ устройство. Из анализа результатов его моделирования следует, что амплитуда коэффициента затухания на центральной частоте каждого из каналов составляет не более 1,2 дБ. Амплитуда развязки между каналами составляет не менее 27 дБ.

– оригинальное частотно-перестраиваемое СВЧ устройство на основе многослойной полосково-щелевой технологии для оценки диэлектрических свойств материалов резонансным методом. При этом погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости исследуемых материалов составляет не более 5 % относительно номинальных значений, полученных методом Николсона-Росса-Вейера. Экспериментальные исследования проведены на макете частотно-перестраиваемого СВЧ устройства в диапазоне частот (800 – 1300) МГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей диссертационной работе нашло отражение содержание исследований по разработке методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств при использовании схемотехнических аналогий элементов их конструкций и её применение. Согласно результатам проведенных теоретических и экспериментальных исследований следует:

1. Анализ современного состояния проблемы реализации и применения частотно-селективных СВЧ устройств определяет актуальность проведения исследований в части их проектирования на основе объемно-модульной технологии. Преимуществами такой технологии являются: кратное улучшение массогабаритных характеристик пассивных СВЧ устройств, унификация размеров плат, используемых в составе многослойной конструкции, а также бесконтактный способ их связи между собой, за счет которого обеспечивается технологичность изготовления и возможность оперативной замены одного или нескольких слоев в процессе эксплуатации.

2. Разработана методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств при использовании схемотехнических аналогий элементов их конструкции. Основными этапами ее применения являются: декомпозиция (разбиение) конструкции прототипа разрабатываемого СВЧ устройства на функционально законченные блоки, каждый из которых реализуется в отдельно взятом слое многослойной конструкции; разработка эквивалентных схем для каждого из функциональных блоков и последующее их объединение в общую эквивалентную схему разрабатываемого устройства; моделирование эквивалентной схемы разрабатываемого СВЧ устройства; сравнительная оценка полученных результатов моделирования с требованиями, предъявляемыми к разрабатываемому СВЧ устройству; корректировка параметров элементов эквивалентной схемы для достижения требуемых характеристик. По результатам схемотехнического моделирования выполняется

пересчет элементов эквивалентной схемы в конструктивные элементы разрабатываемого СВЧ устройства с учетом особенностей его построения. Применение разработанной методики проектирования позволяет оптимизировать процесс разработки частотно-селективных СВЧ устройств различного назначения и их конструктивного исполнения.

В рамках представленной выше методики проектирования разработана эквивалентная схема базового элемента объемно-модульной технологии – многослойного полосково-щелевого перехода. На основании разработанной эквивалентной схемы разработана матричная математическая модель многослойного полосково-щелевого перехода. Получены математические выражения, позволяющие провести расчет частот, соответствующих нулевым значениям функции коэффициента отражения, а также оценить ширину амплитудно-частотной характеристики многослойного полосково-щелевого перехода в зависимости от волновых сопротивлений его резонаторов. Верификация математической модели подтверждена схемотехническим и компьютерным моделированием, а также экспериментальными данными. Результаты теоретических исследований, полученных в результате схемотехнического моделирования эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода, согласуются с результатами компьютерного моделирования и экспериментальными данными, полученными на макетах многослойного полосково-щелевого перехода при различных конструктивных его особенностях. Наибольшее отклонение теоретических результатов, полученных при моделировании эквивалентной схемы от экспериментальных данных и результатов компьютерного моделирования составляет не более 13 %.

На основании проведенных исследований установлено:

– основным параметром, влияющим на ширину амплитудно-частотных характеристик многослойного полосково-щелевого перехода, является волновое сопротивление резонаторов. С увеличением волнового сопротивления щелевого резонатора увеличивается ширина амплитудно-частотных характеристик

многослойного полосково-щелевого перехода; с увеличением волнового сопротивления полосковых резонаторов – уменьшается;

– в функции коэффициента отражения многослойного полосково-щелевого перехода может наблюдаться три нулевых значения, положение которых определяется соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– частоты и амплитуды экстремумов функции коэффициента отражения многослойного полосково-щелевого перехода определяются соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– амплитуда пульсаций функции коэффициента передачи многослойного полосково-щелевого перехода определяется соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов;

– применение многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями позволяет разработать частотно-селективные СВЧ устройства с узкополосной амплитудно-частотной характеристикой (полоса пропускания не более 15 %). Применение многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями позволяет разработать частотно-селективные СВЧ устройства с широкополосной амплитудно-частотной характеристикой (полоса пропускания не менее 70 %).

Применение конструкции многослойного полосково-щелевого перехода с режимом возбуждения первой, второй и третьей мод его щелевого резонатора позволяет увеличить ширину полосы частот согласования с антенно-фидерным трактом (коэффициент отражения менее -10 дБ) на 20 % по сравнению с конструкцией при одномодовом возбуждении щелевого резонатора. Это определяется появлением дополнительных нулевых значений в функции коэффициента отражения от частоты. При этом доказано, что расположение полосковых резонаторов должно соответствовать отличной от нуля амплитуде напряженности электрического поля вдоль щелевого резонатора для каждой из

мод. Компьютерное моделирование распределения электромагнитных полей многослойного полосково-щелевого перехода показало, что они соответствуют распределениям напряжения и тока в длинных линиях с учетом граничных условий на их конце.

3. Использование разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств позволило разработать:

– широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с симметричными полосковыми линиями с относительной шириной полосы пропускания, близкой к 50%, относительно значения центральной частоты. Спроектированное частотно-селективное СВЧ устройство может быть использовано в составе помехоустойчивых инфокоммуникационных систем различного назначения;

– широкополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода с несимметричными полосковыми линиями. Из результатов моделирования следует, что с добавлением частотно-селективного звена в конструкцию многослойного полосково-щелевого перехода уменьшается коэффициент прямоугольности амплитудно-частотных характеристик с 1,44 до 1,23. На представленный широкополосный полосно-пропускающий фильтр получен патент РФ на изобретение устройства, что подтверждает новизну технического решения;

– оригинальное объемно-модульное частотно-разделительное СВЧ устройство на базе двух многослойных полосково-щелевых переходов, характеризующееся развязкой между каналами более 27 дБ. На представленное частотно-разделительное СВЧ устройство получен патент РФ на полезную модель, что подтверждает новизну технического решения;

– оригинальное частотно-перестраиваемое СВЧ устройство для оценки диэлектрических свойств порошковых материалов резонансным методом. При этом погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости исследуемых материалов составляет не более 5 % относительно номинальных

значений, полученных методом Николсона-Росса-Вейера. На представленное частотно-перестраиваемое СВЧ устройство получен патент РФ на полезную модель, что подтверждает новизну технического решения.

Разработанные вышеперечисленные частотно-селективные СВЧ устройства на основе объемно-модульной технологии их построения с указанными параметрами свидетельствуют о высокой эффективности примененной методики их проектирования на основе схмотехнических аналогий (погрешность определения основных электрических и конструктивных параметров не более 13 %) по сравнению с методиками проектирования, основанными на решении электродинамических задач в строгой их постановке.

Рекомендации по итогам диссертационного исследования.

Представленная методика проектирования может быть использована при разработке объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств, а также любых других СВЧ устройств, где электромагнитная связь между слоями обеспечивается за счет многослойного полосково-щелевого перехода.

Перспективы развития темы исследования. Дальнейшим развитием темы диссертации является проведение исследований о применимости разработанной методики проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств в составе многослойных структур на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (Low Temperature Co-fired Ceramics — LTCC). Преимуществами использования такой технологии являются механическая стабильность и сохранение линейных размеров СВЧ устройств в широком диапазоне температур, повышение герметичности и влагостойкости, что делает их использование более независимым от внешних воздействующих факторов. Также применение LTCC технологии позволит расширить рабочий диапазон частот до 30...35 ГГц. Другим направлением исследования является проведение структурно-параметрического синтеза топологии резонаторов, используемых в составе объемно-модульных конструкций, с целью уменьшения их массогабаритных характеристик и улучшения электрических показателей.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

СВЧ — сверхвысокие частоты;

РЛС — радиолокационная станция;

КСВН — коэффициент стоячей волны по напряжению;

АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;

ПЧ — промежуточная частота;

МШУ — малошумящий усилитель;

ФНЧ — фильтр нижних частот;

ФВЧ — фильтр верхних частот;

ПЗФ — полосно-заграждающий фильтр;

ППФ — полосно-пропускающий фильтр;

МПЩ переход — многослойный полосково-щелевой переход.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Алексеев, О.В.* Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учебное пособие / О.В. Алексеев. – М.: Радио и связь. – 1987. – 392 с.
2. *Альтман, Дж.Л.* Устройства сверхвысоких частот / Дж.Л. Альтман. – М.: Мир, 1968. – 487 с.
3. *Банков, С.Е.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS / С.Е. Банков, Э.М. Гутцайт, А.А. Курушин. – М.: «Оркада». – 2012. – 250 с.
4. *Банков, С.Е.* Электродинамика для пользователей САПР СВЧ / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – М.: Солон-пресс, 2017. – 316 с.
5. *Беляев, А.А.* Измерение диэлектрической проницаемости стеклотекстолита в свободном пространстве / А.А. Беляев, А.М. Романов, В.В. Широков, Е.М. Шульдешов // Труды ВИАМ: электрон. науч.-технич. журнал. – 2014. – № 5. – С. 17.
6. *Беляев, А.А.* Особенности измерения диэлектрических характеристик с помощью щелевого резонатора / А.А. Беляев, Е.Е. Беспалова, С.М. Паярель // Труды ВИАМ. – 2017. – № 9(57). – С. 66–74.
7. *Беляев, Б.А.* и др. Конструирование микрополосковых селективных устройств сверхвысоких частот: учебно-методическое пособие для практических занятий и самостоятельной работы для студентов направления 210400.68 «Радиотехника» [Электронный ресурс] – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2013. – 150 с.
8. *Беляев, Б.А.* Частотно-селективные свойства многозвенных фильтров на регулярных микрополосковых резонаторах / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 11. – С. 1315–1324.
9. *Бухарин, В.А.* Теоретические основы устройств СВЧ: Учебное пособие / В.А. Бухарин. – Челябинск: Издательство ЧГТУ, 1996. – 122 с.

10. *Вамберский, М.В.* Передающие устройства СВЧ: учеб. Пособие для радиотехн. спец. Вузов / М.В. Вамберский, В.И. Казанцев, С.А. Шелухин. – М.: Высш. шк. – 1984. – 448 с.
11. *Вендик, О.Г.* Моделирование волновых параметров узкой щелевой линии передачи на основе сверхпроводящей пленки / О.Г. Вендик, И.С. Данилов, С.П. Зубко // Журнал технической физики. – 1997. – Т. 67, № 9. – С. 94–97.
12. *Вольман, В.И.* Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь. – 1982. – 328 с.
13. *Войтович, Н.И.* Поле излучения двухсторонней щелевой антенны / Н.И. Войтович, Д.С. Клыгач, А.Б. Хашимов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника, выпуск 16. – 2013. – № 8. – С. 135–141.
14. *Воробьев, М.С.* Радиопередающие устройства РЭС: учебное пособие / М.С. Воробьев. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ. – 2014. – 118 с.
15. *Гвоздев, В.И.* Объемные интегральные схемы СВЧ / В. И. Гвоздев, Е.И. Нефедов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы. – 1985. – 256 с.
16. *Гвоздев, В.И.* Объемные-интегральные схемы СВЧ – элементная база аналоговой и цифровой радиоэлектроники / В.И. Гвоздев, Е.И. Нефёдов. – М.: Наука. – 1987. – 112 с.
17. *Гольдштейн, Л.Д.* Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, П.В. Зернов. – М.: Высшая школа. – 1971. – 664 с.
18. *Григорьев, А.Д.* Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М.: Физматлит. – 2013. – 432 с.
19. *Гупта, К.* Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – 1987. – С. 432.

20. *Дубровин В.С.* Сверхширокополосные системы связи. Особенности и возможности применения / В.С. Дубровин, И.В. Колесникова // *Электроника и информационные технологии.* – 2009. – № 2. – С. 1–8.
21. *Дударев, Н.В.* Разработка метода оптимизации СВЧ узлов диаграммообразующих схем: дис. канд. техн. наук. Самара. – 2020. – 158 с.
22. *Дударев, Н.В.* Объёмный матричный делитель СВЧ мощности / Н.В. Дударев, С.В. Дударев, А.В. Дударев // *Планирование и проведение исследований и интерпретация экспериментальных данных по изучению материалов различной природы: сборник статей международной научно-практической конференции.* – Омск, 2017. – С. 27–29.
23. *Дударев, Н.В.* Модели бесконтактной передачи мощности сигнала в объёмно-модульном диаграммообразующей устройстве СВЧ-диапазона / Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // *Антенны.* – 2018. – № 9. – С. 54–59.
24. *Дударев, Н.В.* Принципы построения объёмно-модульных СВЧ устройств диаграмма-образующей схемы и проблемы их реализации / Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // *Антенны.* – 2018. – № 3. – С. 48–58.
25. *Дударев, Н.В.* Development of a multilayered hybrid power divider / Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // *Вестник ЮУрГУ.* – 2017. – № 1 (том 17) – С. 34–41.
26. *Дударев, Н.В.* Влияние конструктивных неоднородностей на электрические характеристики объёмного полосково-щелевого перехода / Н.В. Дударев, С.В. Дударев, А.В. Дударев // *Взаимодействие науки и общества: проблемы и перспективы: сборник статей международной научно-практической конференции.* – Казань, 2017. – Часть 3 – С. 33–36.
27. *Дьяконова, О.А.* Измерительный комплекс для определения электромагнитных характеристик материалов резонаторным методом с помощью скалярных анализаторов цепей / О.А. Дьяконова, Ю.Н. Казанцев, Д.С. Каленов // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал].* – 2017. – № 7. – С. 1–13.

28. *Зевеке, Г.В.* Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.
29. *Лебедев, И.В.* Техника и приборы СВЧ / И.В. Лебедев. – М.: Высшая школа. – 1970. – 439 с.
30. *Летавин, Д.А.* Разработка микрополоскового направленного ответвителя уменьшенных размеров / Д.А. Летавин // Вестник СибГУТИ. – № 2. – 2018.– С. 32–38.
31. *Летавин, Д.А.* Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста / Д.А. Летавин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2017.– С. 41–46.
32. *Летавин, Д.А.* Разработка микрополоскового двухшлейфного моста с высокой степенью миниатюризации / Д.А. Летавин // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – № 3. – 2018.– С. 1–11.
33. *Маттей, Д.Л.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
34. *Малорацкий, Л.Г.* Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л.Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
35. *Модель, З.И.* Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / З.И. Модель. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
36. Материалы сайта фирмы Arlon. – URL: <http://www.arlonemd.com/> (дата обращения: 20.02.2022)
37. Материалы сайта фирмы Mini-Circuits. – URL: <https://www.minicircuits.com/> (дата обращения: 20.02.2022).
38. Материалы сайта фирмы Anaren. – URL: <https://www.ttm.com/> (дата обращения: 20.02.2022).
39. Материалы сайта фирмы Murata. – URL: <https://www.murata.com/en-eu> (дата обращения: 20.02.2022).
40. *Неганов, В.А.* Теория и применение устройств СВЧ: учебн. Пособие для вузов / В.А. Неганов, Г.П. Яровой. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.

41. *Нефёдов, Е.И.* Полосковые линии передачи: Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ / Е.И. Нефёдов, А.Т. Фиалковский. – М.: Наука, 1980. – 312 с.
42. *Попов, В.В.* Разработка малогабаритных полосовых СВЧ фильтров / В.В. Попов, Л.А. Одоевская, М.И. Бичурин // Вестник Новгородского государственного университета. – 2008. – № 46. – С. 45–48.
43. Патент 2780960 Российская Федерация, МПК H01P1/203. Многослойный широкополосный СВЧ фильтр / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев; заявитель и патентообладатель НИУ ЮУрГУ– № 2021135272; заявл. 01.12.2021, Опубл. 04.10.2022, Бюл. № 28.
44. Патент 205448 Российская Федерация, МПК H01P 5/02. Объемный полосково-щелевой переход с П - образной щелью / Н.В. Дударев, Д.Г. Фомин, Д.С. Клыгач, М.Г. Вахитов; заявитель и патентообладатель НИУ ЮУрГУ– № 2021106071, заявл. 10.03.2021; Опубл. 15.07.2021, Бюл. № 20.
45. Патент 208172 Российская Федерация, МПК H01P 1/213. Дуплексер на основе объёмных полосково-щелевых переходов / Н.В. Дударев, Д.Г. Фомин; заявитель и патентообладатель НИУ ЮУрГУ–№ 2021119621; заявл. 05.07.2021, Опубл. 07.12.2021, Бюл. № 34.
46. Патент 209940 Российская Федерация, МПК H01P 5/02. Объемный полосково-щелевой переход с П-образной щелью регулируемой длины / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев; заявитель и патентообладатель НИУ ЮУрГУ– № 2021133551; заявл. 18.11.2021, Опубл. 24.03.2022, Бюл. № 9.
47. *Разиньков, С.Н.* Основные направления развития и базовые технологии создания систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2019. – № 11. – С. 38 – 44.
48. *Сазонов, Д.М.* Устройства СВЧ / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин – М.: Высшая школа. – 1981. – 295 с.
49. Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации (статистические данные). –

URL: <https://digital.gov.ru/opendata/7710474375-trpch/table/> (дата обращения: 20.02.2022).

50. Тимофеева, Г.А. Опыт разработки высокочастотных трактов пассивных фазированных антенной решётки в виде гибридных интегральных модулей СВЧ / Г.А. Тимофеева, И.М. Бигильдин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2015. – Т. 15, № 4. – С. 33–49.

51. Фуско, В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматическое проектирование / В. Фуско. – М.: Радио и связь. – 1990. – 288 с.

52. Фельдштейн, А.Л. Справочник по элементам полосковой техники / А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1979. – 336 с.

53. Фомин, Д.Г. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – №10. – С. 1–19.

54. Фомин, Д.Г. Резонансные свойства многослойного полосково-щелевого перехода и его использование для СВЧ-измерений диэлектрических свойств материалов / Д.Г. Фомин Д.Г., Н.В. Дударев, С.Н. Даровских, Д.С. Клыгач, М.Г. Вахитов // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 8. – С. 101–110.

55. Фомин, Д.Г. Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских, Д.С. Клыгач, М.Г. Вахитов // Ural Radio Engineering Journal. – 2021 – №5(2). – С. 91–103.

56. Фомин, Д.Г. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр на основе микрополоскового перехода для обеспечения высокого уровня скрытности инфокоммуникационных систем / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. – 2021. – № 3 (41). – С. 30–37.

57. *Фомин, Д.Г.* Определение частотно-селективных параметров объемного полосково-щелевого перехода / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Антенны. – 2020. – № 5 (267). – С. 49–55.

58. *Фомин, Д.Г.* Частотно-перестраиваемое устройство на основе многослойного полосково-щелевого перехода и его применение для измерения диэлектрических свойств материалов / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Ural Radio Engineering Journal. – 2021. – Т. 5, № 3. – С. 225–238.

59. *Фомин, Д.Г.* Анализ методов измерения диэлектрических свойств материалов в СВЧ диапазоне длин волн / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – № 6. – С. 1–12.

60. *Фомин, Д.Г.* Сопоставление значений электродинамических параметров симметричной щелевой линии, полученных разными методами / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 4. – С. 138–146.

61. *Фомин, Д.Г.* Моделирование полосно-пропускающих фильтров на основе многослойной технологии / Д.Г. Фомин, С.Н. Даровских, Н.В. Дударев, И.И. Прокопов, С.В. Дударев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2022. – № 1. – С. 77–87.

62. *Фомин, Д.Г.* Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских, В.К. Баранов // Ural Radio Engineering Journal. – 2020. – Т. 4, № 3. – С. 277–292.

63. *Фомин, Д.Г.* Система СВЧ-измерений по методу Николсона-Росса-Вейера / Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев // Материалы тринадцатой научной конференции аспирантов и докторантов. Челябинск. – 2021. – С. 83–88.

64. *Фомин, Д.Г.* Экспериментальное исследование полосно-пропускающих фильтров на основе многослойной технологии / С.Н. Даровских, Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, Д.С. Клыгач, М.Г. Вахитов // Вестник Южно-

Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2022. – № 4. – С. 48–55.

65. *Шахгильдян, В.В.* Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А.А. Луховкин и др. – М.: Радио и связь. – 2003. – 560 с.

66. *Шевляков, М.* Полосно-пропускающие СВЧ фильтры НПФ "Микран" / М. Шевляков, А. Кондратенко // Журнал «Компоненты и технологии» № 11 '2008. – <https://kit-e.ru/svch/polosno-propuskayushhie-svch-filtry-proizvodstva-npf-mikran/>

67. *Широков, В.В.* Исследование диэлектрических характеристик стеклотекстолита волноводным методом / В. В. Широков, А.М. Романов // Авиационные материалы и технологии. – 2013. – № 4. – С. 62 – 68.

68. *Abbosh, A.M.* Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2007. – Vol. 1(5). – P. 968 – 972.

69. Ansys 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design [online]. URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (Дата обращения 20.02.2022)

70. *Chinig, A.* Microstrip Triangular Loop Resonator Duplexer / A. Chinig, J. Zbitou, A. Errkik, A. Tribak, H. Bennis, M. Latrach // International Journal of Computer and Communication Engineering. – 2013. – Vol. 2, no. 4. – P. 425–427.

71. *Chinig, A.A.* Design of Microstrip Diplexer based on Modified Stepped Impedance Resonators // Mediterranean Telecommunications Journal. – 2018. – Vol. 8, no. 1. – P. 1–7.

72. *Chen, C.-F.* Microstrip Diplexers Design With Common Resonator Sections for Compact Size, But High Isolation / C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, R.-B. Wu // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2006. – Vol. 54, no. 5. – P. 1945–1952.

73. *Chu, Q-X.* Design of UWB Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Stub-Loaded Resonator / Q-X. Chu, X-K. Tian // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2010. – Vol. 20. – P. 501–503.

74. *Chen, W.-Y.* A new tri-band bandpass filter for GSM, WIMAX and ultra-wideband responses by using asymmetric stepped impedance resonators / W.-Y. Chen, M.-H. Weng, S.-J. Chang, H. Kuan, Y.-H. Su // Progress In Electromagnetics Research. – 2012. – Vol. 124. – P. 365–381.
75. *Dudarev, N.V.* The Volume-Modular Technology in the Design of Passive Microwave Devices / N.V. Dudarev, D.G. Fomin, S.N. Darovskikh, D.S. Klygach, M.G. Vakhitov // Proceedings - 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2021. – 2021. – P. 225–227.
76. *Dudarev, N.V.* Miniaturization of the volumetric strip-slot transition and investigation of its matrix of S-parameters / N.V. Dudarev, D.G. Fomin, S.N. Darovskikh // 2020 International Conference Engineering and Telecommunication. – 2020. – P. 1–3.
77. *Dudarev, N.V.* Scattering matrix simulation of broadband band-pass filter based on a multilayer technology / N.V. Dudarev, D.G. Fomin, S.N. Darovskikh // 2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T). – 2021. – P. 1–3.
78. *Ebara, H.* Measurement method of complex permittivity and permeability for a powdered material using a waveguide in microwave band / H. Ebara, T. Inoue, O. Hashimoto // Science and Technology of Advanced Materials. – 2006. – Vol. 7, № 1. – P. 77–83.
79. *Feng, W.* Design of multi-band bandpass filters based on stub loaded stepped-impedance resonator with defected microstrip structure / W. Feng, Q. Pei-Yuan, Y. J. Guo, X.-W. Shi // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2016. – Vol. 10, No. 2 – P. 230–236.
80. *Fomin, D.G.* Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties / D.G. Fomin, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // Journal of Physics: Conference Series. – 2020 – Vol. 1679(2). – P. 1–6.

81. *Fomin, D.G.* Duplexer Based on Volumetric Modular Technology/ D.G. Fomin, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. – 2021 – P. 97–100.
82. *Fomin, D.G.* Study of the Ultra-Wideband Band-Pass Filter with a Variable Number of Frequency-Selective Elements and the Possibility of Vertical Design / D.G. Fomin, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // 2021 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). – 2021. – P. 1–4.
83. *Gezici, S.* Position Estimation via Ultra-Wide-Band Signals / S. Gezici, H.V. Poor // Proceedings of the IEEE. – 2009. – Vol. 97. – P. 386–403.
84. *Gonçalves, F. J. F.* Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms / F. J. F. Gonçalves, A. G. M. Pinto, R. C. Mesquita, E. J. Silva, A. Brancaccio // Electronics. – 2018. – Vol. 7(10). – P. 1–21.
85. *Grebennikov, A.* RF and microwave transmitter design. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey. – 2011. – 819 p.
86. *Gupta, K.C.* Microstrip Lines and Slotlines. Artech House, Boston. – 1996. – 595 p.
87. *Handoko, E.* Measurement of complex permittivity and permeability of hexagonal ferrite composite material using a waveguide in microwave band / E. Handoko, A.M. Mangasi, S. Iwan, M. Randa, M. Alaydrus // Proceedings of International Conference on Radar Antenna Microwave Electronics and Telecommunications ICRAMET. – 2016. – P. 28–30.
88. *Hsu, C-L.* Microstrip Bandpass Filters for Ultra-Wideband (UWB) Wireless Communications / C-L. Hsu, F-C Hsu, J.K. Kuo // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2005. – P. 679–682.
89. *Han, L.* Development of Packaged Ultra-wideband Bandpass Filters / L. Han, K. Wu, X. Zhang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58. – P. 220–228.

90. *Hou, F.* A novel broadband magic-T based on stripline Y-junction and stripline-slotline transition. / F. Hou, D. Kong // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, China. – 2012. – P. 1–4.
91. *Klygach, D.S.* Permittivity Measurement for Powder Materials Using a Volumetric Strip-slot Junction / D.S. Klygach, M.G. Vakhitov, A.B. Khashimov, N.V. Dudarev, D.G. Fomin, A.L. Shestakov // 2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T). – 2021. – P. 1–4.
92. *Klygach, D.S.* Determination of the Optimal Sample Size for Measurement in a Coaxial Transmission Line / D. Klygach, M. Vakhitov, A. Khashimov, V. Zhivulin, D. Vinnik, D. Sherstyuk // Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – 2020. – P. 322–325.
93. *Kostenetskiy, P.* SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science / P. Kostenetskiy, P. Semenikhina // 2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC). – 2018. – P. 1–7.
94. Keysight Technologies. Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials. Application Note. URL: https://www.cmc.ca/wp-content/uploads/2019/08/Basics_Of_MeasuringDielectrics_5989-2589EN.pdf (Дата обращения: 20.02.2022)
95. *Knorr, J.B.* Analysis of coupled slots and coplanar strips on dielectric substrates / J. B. Knorr, K.-D Kuchler // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. MTT-23. – P. 541–548.
96. *Kim, J.P.* Novel configurations of planar multilayer magic-T using microstrip-slotline transitions / J.P. Kim, W.S. Park // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002 – Vol. 50(7). – P. 1683–1688.
97. *Lim, T.B.* A differential-mode wideband bandpass filter on microstrip line for UWB application / T.B. Lim, L. Zhu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – No. 19(10). – P. 632–634.

98. *Liang, G.-C.* Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time-domain finite-difference method / G.-C. Liang, Y.-W. Liu and K. K. Mei, // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1989. – Vol. 37. – P. 1949–1957.
99. *Nicolson, A.M.* Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques / A.M. Nicolson, G.F. Ross // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 1970. – Vol. IM-19. – P. 377–382.
100. *Pozar, D.M.* Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken, NJ:J. Wiley; 2011. – 736 p.
101. *Puttadilok, D.* A microstrip diplexer filter using stepped-impedance resonators / D. Puttadilok, D. Eungdamrong, S. Amornsensak // IEEE SICE Annual Conference. – 2008. – P. 59–62.
102. *Parvez, S.* Quarter Wavelength Open Stub Band Pass Filter Based on Dumbbell Annular Ring Resonator For UWB Applications / S. Parvez, Md. Nurunnabi // 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC). – 2017. – P. 827 – 830.
103. *Shome, P.P.* A Compact Design of Circular Ring-Shaped MMR Based Bandpass Filter for UWB Applications / P. P. Shome, T. Khan // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2019. – P. 962–964.
104. *Skaik, T.F.* Synthesis of Coupled Resonator Circuits with Multiple Outputs using Coupling Matrix Optimization // Ph.D. thesis, School of Electronic, Electrical and Computer Engineering, University of Birmingham. – 2011. – 199 p.
105. *Shome, P.P.* A Compact Design of Circular Ring-Shaped MMR Based Bandpass Filter for UWB Applications / P.P. Shome, T. Khan // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2019. – P. 962–964.
106. *Sandip, K.* Multiple Band Notched Filter Using C-Shaped and E-Shaped Resonator for UWB Applications / K. Sandip, R.D. Gupta, M.S. Parihar // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26, No. 5. – P. 340 – 342.

107. *Tao, Z.* Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design / Z. Tao, J. Zhu, T. Zuo, L. Pan, Y. Yu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26. – P. 660–662.
108. *Vinnik, D.A.* Electromagnetic properties of BaFe₁₂O₁₉:Ti at centimeter wavelengths / D.A. Vinnik, D.S. Klygach, V.E. Zhivulin, A.I. Malkin, M.G. Vakhitov, S.A. Gudkova, D.M. Galimov, D.A. Zherebtsov, E.A. Trofimov, N.S. Knyazev, V.V. Atuchin, S.V. Trukhanov, A.V. Trukhanov // Journal of Alloys and Compounds. – 2018. – P. 177–183.
109. *Wang, Z.* A compact negative-group-delay microstrip bandpass filter / Z. Wang, Z. Fu, C. Li, S. Fang, H. Liu // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2020. – Vol. 90. – P. 45–51.
110. *Weir, W. B.* Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies // Proceedings of the IEEE. – 1974. – No.1. – P. 3–36.
111. *Wang, L.T.* Review on UWB Bandpass Filters / L.T. Wang, X. Yang, H. Ming // In book: UWB Technology - Circuits and Systems. London, IntechOpen. 2019.
112. *Wong, M.-F.* Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines / M.-F. Wong, V.F. Hanna, O. Picon, H. Baudrand // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 29. – P. 2123–2129.
113. *Wang, Y. X.* Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator / Y.X. Wang, Y.L. Chen, W.H. Zhou, W.Ch. Yang, J. Zen // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2021. – Vol. 95. – P. 147–153.
114. *Xu, L.* Design of Ultra-Wideband (UWB) Filter based on Defected Ground Structure / L. Xu, T. Zhu // 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2015. – P. 1–3.
115. *Yang, L.* Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters / L. Yang, L. Zhu,

W.-W. Choi, K.-W. Tam // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65(8). – P. 2866–2877.

116. *Yu, W.* A new tri-band bandpass filter based on stub-loaded step-impedance resonator / W. Yu, M.-H. Weng, S.-J. Chang // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. – 2012. – Vol. 22, No. 4. – P. 179–181.

117. *Zavadil, J.L.* Slot transmission line. Monterey, California: Naval Postgraduate School. – 1971. – 78 p.

118. *Zhu, H.* Compact Ultra-wideband (UWB) Bandpass Filter Using Dual-Stub-Loaded Resonator (DSLRL) / H. Zhu, Q.-X. Chu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2013. – Vol. 23. – P. 527–529.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(Патенты)



Рисунок А.1 – Патент на полезную модель объемного полосково-щелевого перехода с П-образной щелью регулируемой длины

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 208172**Дуплексер на основе объёмных полосково-щелевых переходов**

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)» (RU)*

Авторы: *Дударев Николай Валерьевич (RU), Фомин Дмитрий Геннадьевич (RU)*

Заявка № **2021119621**Приоритет полезной модели **05 июля 2021 г.**Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **07 декабря 2021 г.**Срок действия исключительного права на полезную модель истекает **05 июля 2031 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

1881

Рисунок А.2 – Патент на полезную модель дуплексера на основе объёмных полосково-щелевых переходов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 205448**Объемный полосково-щелевой переход с П-образной щелью**

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)» (RU)*

Авторы: *Дударев Николай Валерьевич (RU), Фомин Дмитрий Геннадьевич (RU), Клыгач Денис Сергеевич (RU), Вахитов Максим Григорьевич (RU)*

Заявка № **2021106071**Приоритет полезной модели **10 марта 2021 г.**Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **15 июля 2021 г.**Срок действия исключительного права на полезную модель истекает **10 марта 2031 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Излиев



Рисунок А.3 – Патент на полезную модель объемного полосково-щелевого перехода в П-образной щелью



1888

Рисунок А.4 – Патент на изобретение многослойного широкополосного СВЧ фильтра

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(Акты внедрения)



ПО «Компас»

Общество с ограниченной ответственностью
 454080, Россия, г. Челябинск, ул. Витебская, 4, тел. +7 (351) 220-44-05
 e-mail: info@kompas.aero
 ИНН/КПП: 7449105192/745301001 ОГРН: 1117449004628
 Челябинский филиал АО «СМП Банк»
 БИК: 047501988 Корр. Счет 3010181000000000988 P/c: 40702810304060000752

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Фомина Дмитрия Геннадьевича по теме «Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и её применение» в производство ООО «ПО «КОМПАС»

Результаты диссертационного исследования «Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и её применение» Фомина Дмитрия Геннадьевича рассмотрены, признаны оригинальными и будут использованы в конструкторской деятельности ООО «ПО «КОМПАС» при создании перспективных разработок.

Генеральный директор
 ООО «ПО «КОМПАС»

С. Гордеев




Рисунок Б.1 – Акт о внедрении результатов диссертационной работы в
 производство ООО «ПО «КОМПАС»



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

УТВЕРЖДАЮ

Директор Высшей школы электроники и компьютерных наук
Южно-Уральского государственного университета
(национального исследовательского университета)

доктор технических наук, доцент
А.В. Голлай
2022 г.

АКТ

внедрения результатов диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук
Фомина Дмитрия Геннадьевича
на тему «Методика проектирования объемно-модульных частотно-
селективных СВЧ устройств и её применение»

Комиссия в составе:

1. Доцент кафедры инфокоммуникационных технологий Высшей школы электроники и компьютерных наук Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета), кандидат технических наук, доцент, Баранов Виктор Константинович;
2. Профессор кафедры инфокоммуникационных технологий Высшей школы электроники и компьютерных наук Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета), доктор технических наук, доцент, Даровских Станислав Никифорович;
3. И.о. заведующего кафедрой инфокоммуникационных технологий высшей школы электроники и компьютерных наук Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета), кандидат технических наук, Дударев Николай Валерьевич;

Рисунок Б.2 – Акт о внедрении результатов диссертационной работы в учебный процесс

4. Профессор кафедры инфокоммуникационных технологий Высшей школы электроники и компьютерных наук Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета), доктор технических наук, профессор, Тележкин Владимир Федорович.

подготовила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Методика проектирования объемно-модульных частотно-селективных СВЧ устройств и её применение», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в деятельности кафедры инфокоммуникационных технологий Высшей школы электроники и компьютерных наук Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета) в учебном процессе при обучении студентов кафедры по дисциплине: «Основы построения устройств радиосистем и комплексов управления» (специалитет, направление 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»).

Председатель комиссии:

и.о. заведующего кафедрой
инфокоммуникационных технологий,
к.т.н.



Н.В. Дударев

Члены комиссии:

доцент кафедры ИКТ, к.т.н., доцент



В.К. Баранов

профессор кафедры ИКТ, д.т.н.,
доцент



С.Н. Даровских

профессор кафедры ИКТ, д.т.н.,
профессор



В.Ф. Тележкин

Рисунок Б.2 (продолжение) – Акт о внедрении результатов диссертационной работы в учебный процесс