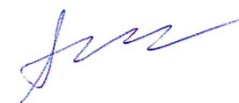


Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

На правах рукописи



Коренев Андрей Викторович

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ
ПАРАМЕТРОВ КОАКСИАЛЬНЫХ ИЗОЛЯТОРОВ В РАСШИРЕННОМ
ТЕМПЕРАТУРНОМ ДИАПАЗОНЕ

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
Фатеев Алексей Викторович,
кандидат технических наук,
доцент

Томск, 2023 г.

Содержание

Введение	4
1 Конструктивные особенности пассивных коаксиальных СВЧ устройств	10
1.1 Конструкции коаксиальных СВЧ соединителей	10
1.2 Коаксиальные электромеханические переключатели	17
1.3 Диэлектрические материалы СВЧ устройств	21
1.4 Способы измерения диэлектрических свойств изоляторов коаксиальных СВЧ устройств	27
Выводы по главе 1	39
2 Исследование эффективной диэлектрической проницаемости изоляторов сложной формы методом четвертьволнового коаксиального резонатора	41
2.1 Основные элементы конструкции резонатора	41
2.2 Оценка ошибки моделирования	43
2.3 Учет влияния краевой емкости на резонансную частоту полого резонатора и резонатора с изолятором	45
2.4 Учет влияния возбудителя	46
2.5 Случай неполного заполнения резонатора	51
2.6 Измерение диэлектрической проницаемости изоляторов в резонаторе	58
2.7 Оценка точности методики	61
Выводы по главе 2	63
3 Разработка и исследование параметров коаксиальных СВЧ соединителей с повышенной работоспособностью в температурном диапазоне до плюс 300°С ...	65
3.1 Методика расчета $tg\delta$ образцов изоляторов	65
3.2 Измерение и расчет $tg\delta$ образцов изоляторов	69
3.3 Разработка и измерение параметров модифицированного КМПП с контролем $tg\delta$ изоляторов в нормальных условиях	70
3.4 Разработка измерительной оснастки для проведения измерений в условиях воздействия высоких температур	77

3.5 Исследование электрофизических параметров изоляторов в условиях воздействия высокой температуры среды	83
Выводы по главе 3	88
4 Разработка и исследование параметров контактных систем коаксиальных СВЧ переключателей с изоляторами сложной формы.....	89
4.1 СВЧ переключатель 2П2Н с соединителями типа N.....	89
4.2 Конструкция высокочастотной контактной системы переключателя.....	91
4.3 Экспериментальное исследование высокочастотных параметров переключателя 2П2Н	97
4.4 СВЧ переключатель 2П3Н с соединителями типа SMA.....	102
4.5 Экспериментальное исследование разреза в изоляторе соединителя контактной системы 2П3Н	106
4.6 Результаты измерения высокочастотных параметров контактной системы 2П3Н	108
Выводы по главе 4.....	111
Заключение	112
Список литературы	114
Приложения	126

Введение

Актуальность темы исследования и степень ее проработанности

Потребности систем связи и радиолокации, беспилотных летательных аппаратов, измерительной и ракетно-космической техники требуют развития технологии и улучшения технических характеристик коаксиальных сверхвысокочастотных (СВЧ) соединителей и переключателей. Для удовлетворения потребностей к устройствам в этих сферах, необходимо улучшать их стойкость ко внешним воздействующим факторам, таким как: температура окружающей среды, вибрационные и ударные нагрузки. Немаловажным является развитие технологии с целью снижения себестоимости производства.

Обзор исторического развития технологии коаксиальных СВЧ соединителей представлен Д.Г. Брайантом (J.H. Bryant) [67], сооснователем компании Omni-Spectra и профессором Мичиганского университета, М.А. Маори (Mario A. Maury Jr.) [7], сооснователем Maury Microwave.

Современное состояние технологии и обзор конструкций зарубежных и отечественных соединителей описаны в многочисленных работах К.Б. Джурицкого [11, 71–73] из ФГУП «НПП «Исток», в диссертации А.В. Исакова [1], в публикациях ведущих мировых производителей соединителей – Huber+Suhner AG [25], Corning Gilbert Inc [4] и других.

Электромеханические коаксиальные СВЧ переключатели представляют собой разновидность реле, у которых контактная система оптимизирована для пропускания высокочастотных сигналов, а для подключения внешних устройств используются коаксиальные соединители со стандартными интерфейсами. Такие переключатели выпускаются многими зарубежными фирмами, среди которых наиболее известны Dow-Key Microwave, Radiall, Keysight Technologies, Teledyne Microwave [18,19,21]. В настоящее время идет бурное развитие и расширение линейки выпускаемых переключателей китайскими производителями – China electronics technology instruments, 41st Institute of CETC, [66, 68].

В СССР лидером по разработке и производству высокочастотных реле был завод «Радиореле» г. Харьков, который выпускал переключатели РПА16, РПА14,

РЭВ16, РЭВ14. АО «НПК «Северная заря» г. Санкт-Петербург до сих пор выпускает реле РПА 13. Все эти изделия к настоящему времени устарели. Самое высокочастотное изделие – РПА 14 – обладает рабочей полосой частот не более 2 ГГц при КСВн 1,43 и развязкой, не превышающей 20 дБ на этой частоте [102].

В настоящее время отечественные предприятия только начинают осваивать электромеханические СВЧ переключатели с техническими характеристиками на уровне лучших мировых образцов.

Улучшение основных технических характеристик СВЧ соединителей и переключателей проводится не только путем разработки новых методик и подходов к согласованию элементов конструкции [1, 45, 60, 62, 80], но и во многом путем внедрения новых диэлектрических материалов в конструкции [23, 29, 53, 67, 74].

Применение новых диэлектриков в высокочастотных устройствах требует исследования их электрофизических свойств в необходимом диапазоне частот и при требуемых внешних температурных воздействиях.

Для измерения электрофизических параметров материалов было разработано множество методов [37, 38, 40, 41, 43, 44, 52, 58]. Это многообразие обусловлено формой и свойствами измеряемых образцов, диапазоном частот проведения измерений, необходимой точностью и другими факторами. Тем не менее, существует потребность в разработке способов измерения электрофизических параметров образцов нестандартной формы, обусловленной особенностями технологии производства коаксиальных СВЧ устройств.

Цель работы

Разработка методики измерения и контроля электрофизических параметров коаксиальных изоляторов в расширенном температурном диапазоне.

Задачи исследования

Поставленная цель достигается решением следующих задач:

1. Разработка методики измерения эффективных электрофизических параметров изоляторов в нормальных условиях.

2. Исследование методики для использования ее в расширенном температурном диапазоне.

3. Применение методики для разработки СВЧ устройств, работающих при температуре до плюс 300 °С.

4. Применение методики для контроля электрофизических параметров изоляторов сложной формы в производственном процессе.

Научная новизна

- Разработана новая методика измерения эффективных электрофизических параметров изоляторов коаксиальных СВЧ устройств на основе четвертьволнового резонатора.

- Предложены новые функциональные зависимости, описывающие возникающие в резонаторе паразитные эффекты, которые влияют на измеряемые параметры диэлектриков.

- Впервые получены высокотемпературные зависимости эффективных электрофизических параметров материалов изоляторов соединителей AR200, ПЭЭК–5Г, ПИ–ПР–20, что позволило разработать не имеющий аналогов высокотемпературный соединитель.

Практическая значимость

1. Разработанная методика измерения электрофизических параметров изоляторов сложной формы внедрена в производственный процесс для измерения параметров изоляторов коаксиальных СВЧ устройств, что позволило отказаться от проведения измерений ряда размеров деталей и тем самым увеличить эффективность их контроля.

2. С помощью предложенной методики получены температурные зависимости электрофизических параметров термостойких материалов. Разработан и внедрен в производство не имеющий аналогов коаксиальный СВЧ соединитель, обладающий максимальной рабочей температурой плюс 300°С.

3. Применение изоляторов оригинальной конструкции с контролем их электрофизических параметров в производственном процессе позволило

разработать и внедрить в производство коаксиальные СВЧ переключатели с высокочастотными характеристиками на уровне лучших мировых аналогов.

Методы исследования

Для решения поставленных задач применялись методы матричной алгебры, электромагнитное моделирование методом конечных элементов, анализ распространения электромагнитных волн во временной области, резонаторные методы исследования диэлектриков.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Предложенные функциональные зависимости паразитных эффектов от конструкции четвертьволнового резонатора и материала образца в нем позволяют учесть влияние этих эффектов при расчете эффективной диэлектрической проницаемости образца со значением не более 4 в диапазоне частот до 12 ГГц и проводить измерения эффективной диэлектрической проницаемости полимерных изоляторов с погрешностью не более 4%.

2. Методика измерения электрофизических параметров изоляторов с использованием четвертьволнового резонатора обеспечивает проведение измерений в диапазоне температур до плюс 300°C, что позволяет разрабатывать коаксиальные СВЧ устройства с расширенным рабочим температурным диапазоном и без ухудшения параметров по сравнению с аналогичными устройствами, работающими в стандартном температурном диапазоне.

3. Применение методики четвертьволнового резонатора для контроля параметров изоляторов коаксиальных устройств, вместо измерения геометрических размеров, позволило применить конструкцию со сложной конфигурацией поперечного сечения внутренних полостей, вместо круглой конфигурации, и достичь на 26% более низкой эффективной диэлектрической проницаемости с сохранением жесткости конструкции и пропорциональным увеличением частотного диапазона.

Достоверность результатов

Экспериментальные результаты получены на современном радиоизмерительном и испытательном оборудовании с подтвержденными

техническими и метрологическими характеристиками. Достоверность полученных результатов определяется их совпадением в пределах допустимой погрешности с результатами измерений на поверенном измерительном оборудовании по утвержденным методикам, а также с измерениями на установках Государственного первичного эталона диэлектрической проницаемости.

Публикации

Основные результаты диссертационных исследований были опубликованы в 10 научных работах, из них 3 публикации в рекомендованных ВАК РФ журналах, 5 - в сборниках конференций различных уровней.

Апробация результатов

Полученные результаты докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. VIII–я региональная конференция «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения» г. Томск, 2019г.
2. 30–я международная крымская конференция «СВЧ–техника и телекоммуникационные технологии» г. Севастополь, 2020 г.
3. VIII–я Всероссийская научно-техническая конференция «СВЧ–2020» г. Омск, 2020г.
4. 31–я международная крымская конференция «СВЧ–техника и телекоммуникационные технологии» г. Севастополь, 2021г.
5. IV–я международная научная конференция «Шарыгинские чтения 2022» г. Томск, 2022г.

Реализация и внедрение результатов исследований

Работа выполнена на кафедре СВЧиКР ТУСУР.

В рамках данной работы и ОКР «Луч» разработан и серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод» по техническим условиям ФИМД.460831.001 ТУ коаксиальный СВЧ переключатель ПСВЧ–2П2Н, что подтверждается актом внедрения. Результаты разработки методики измерения эффективных электрофизических параметров изоляторов сложной формы были внедрены в технологический процесс производства коаксиальных соединителей

переключателя, что позволило исключить контроль некоторых геометрических размеров изоляторов и удешевить их производственный цикл. По результатам работы оформлен акт внедрения.

Разработан и серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод» по техническим условиям ФИМД.430421.006 ТУ, в трех исполнениях, коаксиальный СВЧ соединитель СРГ–50–32–011 с интерфейсом SMA, с рабочим диапазоном частот до 20 ГГц и рабочим температурным диапазоном до плюс 300°С. По результатам работы оформлен акт внедрения.

В рамках ОКР «Волна» на АО «Иркутский релейный завод» разработана универсальная контактная система СВЧ переключателя с диапазоном частот до 18 ГГц. Разработанная контактная система в настоящее время используется в конструкциях прототипов переключателей 2ПЗН.

Личный вклад автора

Большинство представленных в диссертации исследований проводились по инициативе автора. Совместно с научным руководителем обсуждались цели работы и пути их достижения, а также результаты работы. Большинство статей в рамках диссертационного исследования были написаны в соавторстве с Гошиным Г.Г. Три публикации выполнены без соавторов. Личный вклад включает построение моделей, оптимизацию высокочастотных параметров конструкций, подготовку экспериментальных образцов, разработку измерительных установок, проведение измерений, обработку экспериментальных результатов. Разработка конструкций устройств в рамках диссертационного исследования проводились совместно с работниками АО «Иркутский релейный завод».

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложения. Объем работы составляет 128 страниц машинописного текста, включая приложение из 3 страниц, 73 рисунка, 15 таблиц и список литературы из 108 наименований.

Автор выражает благодарность своему руководителю Фатееву А.В., профессору Гошину Г.Г., коллективу работников и администрации АО «Иркутский релейный завод» за помощь и поддержку в написании работы.

1 Конструктивные особенности пассивных коаксиальных СВЧ устройств

1.1 Конструкции коаксиальных СВЧ соединителей

Большинство проектируемых и применяемых СВЧ устройств выполнены в модульном исполнении и включают в себя СВЧ соединители [6]. Соединители необходимы для соединения с измерительной аппаратурой и другими модулями.

Присоединительные размеры коаксиальных соединителей регламентируются стандартами IEEE 287 [3], MIL-STD-348 [76], МЭК 61169 [77], ГОСТ РВ 51914–2002 [78], ГОСТ 20265–83 [79]. Стандарты США стали первоначально де-факто, а затем и де-юре стандартами для всего остального мира, т.к. большинство конструкций соединителей было изобретено в этой стране [7, 67].

В настоящее время выпускается большое количество разнообразных соединителей (рисунок 1.1). Одним из стимулов разработки новых конструкций было увеличение диапазона их рабочих частот, которое уже перешагнуло планку в 100 ГГц [75, 81].

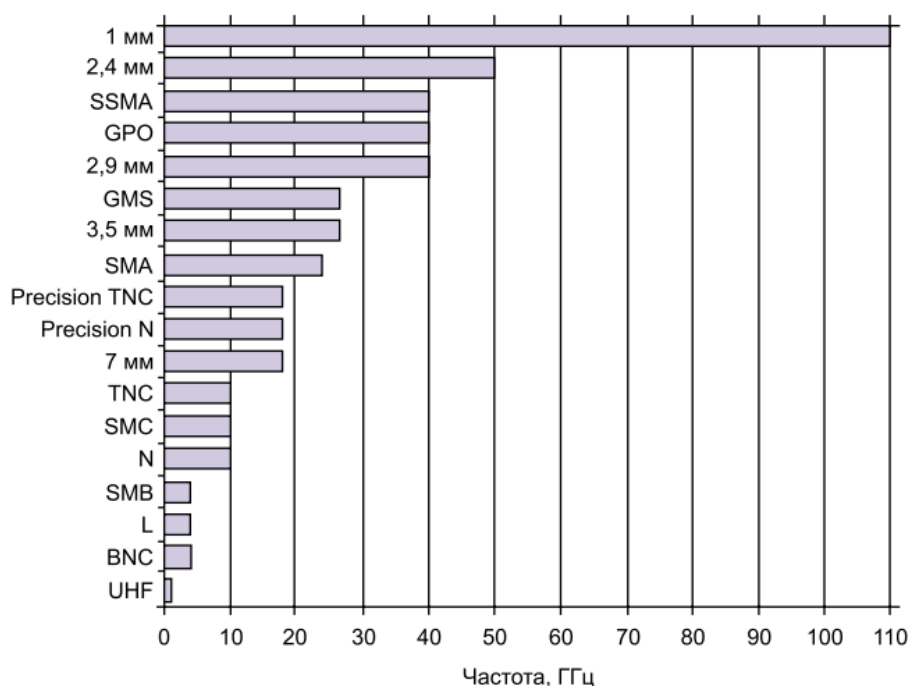


Рисунок 1.1 – Выпускаемые промышленностью СВЧ соединители и их диапазоны частот [74]

Внутреннее устройство коаксиальных соединителей различных типов во многом схоже [25]. Три основных элемента – центральный проводник, изолятор и

корпус – являются составными частями коаксиальной линии передачи и присутствуют во всех коаксиальных соединителях (рисунок 1.2). Накладная шайба предназначена для механического скрепления соединителей между собой при помощи резьбы (в соединителях типов SMA, N, 7) или байонетного соединения (BNC). Стопорное кольцо предотвращает срыв накладной шайбы с корпуса соединителя, а прокладка защищает от попадания влаги внутрь соединителя. Наконечник предназначен для крепления оплетки кабеля при помощи обжима.

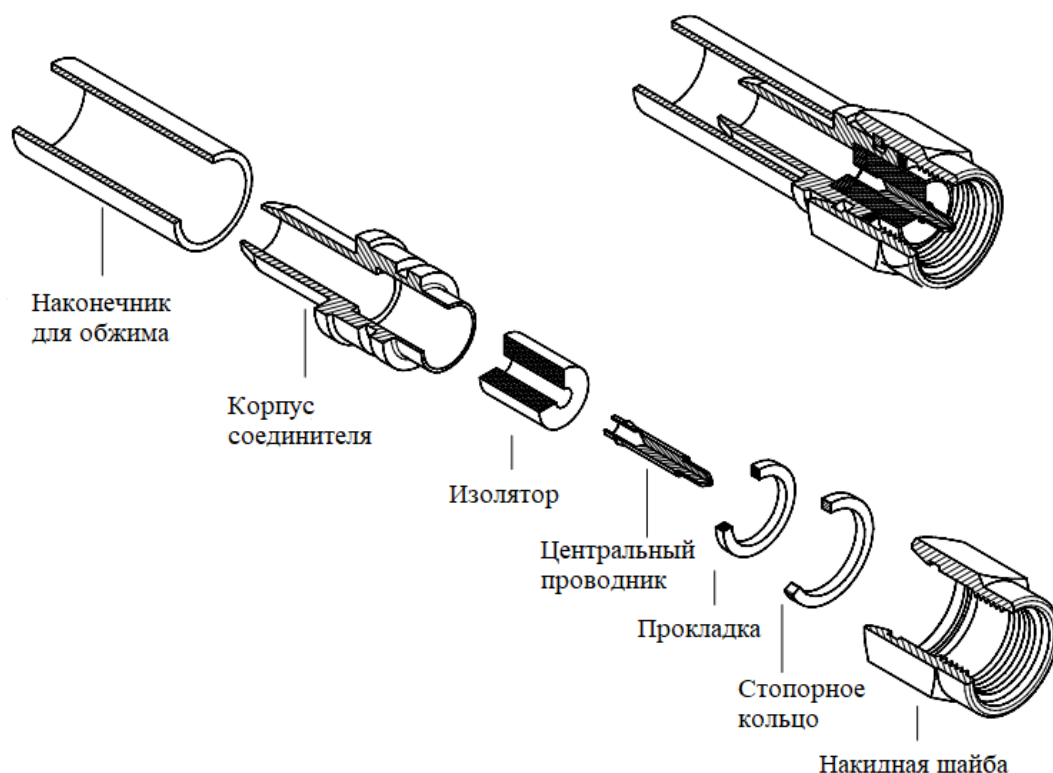


Рисунок 1.2 – Внутреннее устройство коаксиального соединителя SMA [25]

Развитие систем радиолокации с активными фазированными антенными решетками (АФАР) требовало разработки соединителей, которые позволили бы повысить плотность компоновки и упростить сборку аппаратуры. Ярким примером компактных соединителей, разработанных для таких применений, являются соединители SMP (GPO) [4, 72, 90], miniSMP (GPPO) [4, 71]. Соединение между вилкой и розеткой в них производится с помощью пружинящих ламелей наружного проводника и цанги, которые расположены на розетке. Вилки же бывают трех типов – с полным, ограниченным и скользящим сочленением.

Такой способ соединения в некоторых пределах не чувствителен к радиальной несоосности соединяемых вилки и розетки. Это позволяет, например, организовать межплатные соединения, состоящие из нескольких отдельных соединителей, расположенных в разных частях печатной платы (рисунок 1.3).

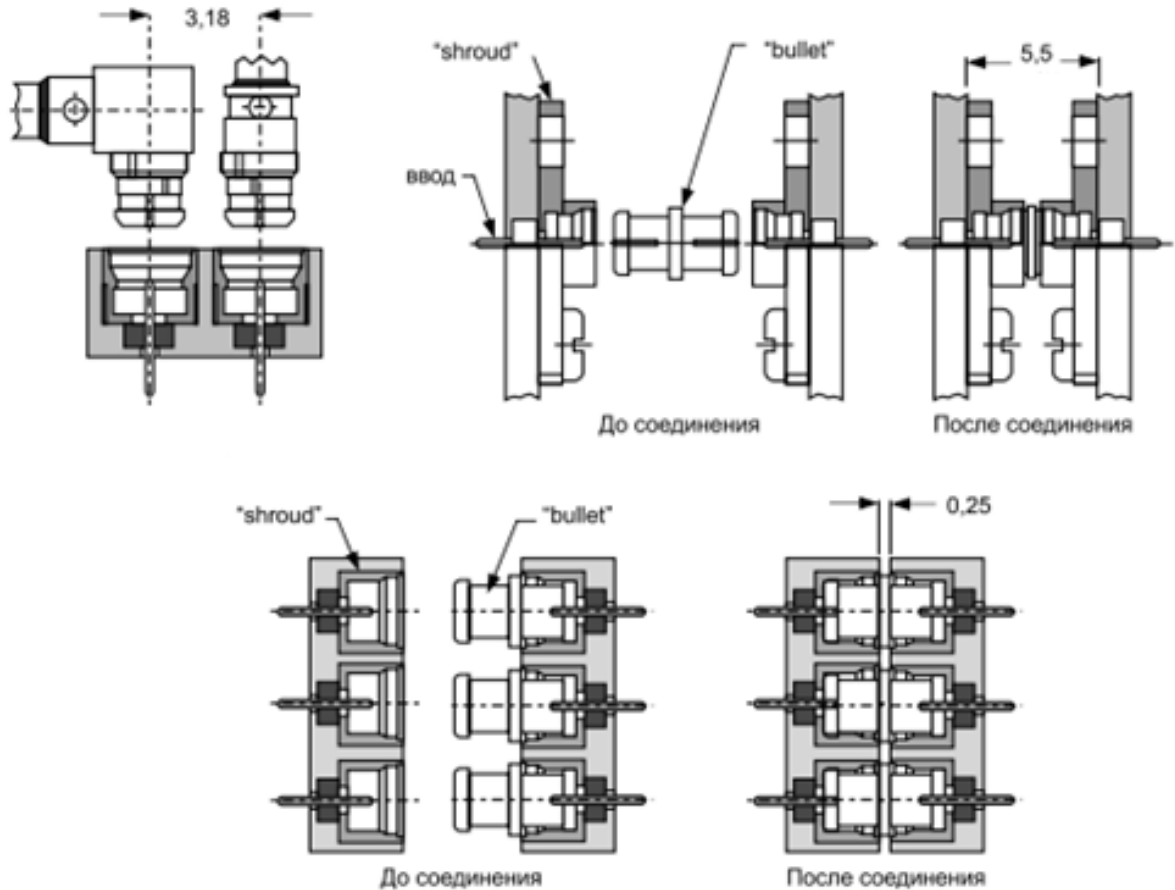


Рисунок 1.3 – Типовые соединения печатных плат и герметизированных модулей при помощи соединителей типа SMP [73]

Анализ конструктивных особенностей современных соединителей и возникающих внутри них типичных неоднородностей проведен в [1]. В работе описано большинство типов неоднородностей, возникающих в соединителях, и разработан способ согласования скачков геометрических размеров линий, а также переходов между участками, заполненными диэлектриками с разными характеристиками. Согласование заключалось в компенсации емкостных неоднородностей, возникающих в местах переходов, путем создания индуктивных неоднородностей необходимой величины. Расчет величины неоднородностей проводился на основе решения задачи возбуждения волн в коаксиальной линии с

применением функции Грина, учитывающей возбуждение и распространение волн основного и высших типов колебаний.

В ряде работ был проведен анализ и порядок расчета неоднородностей в коаксиальных линиях [60, 62, 65, 80]. В [45] был предложен алгоритм анализа и оптимального синтеза конструкции коаксиальных ступенчатых согласующих шайб и согласованных переходов, с достижением минимального КСВн в необходимом диапазоне частот. Результаты, полученные в работе, были использованы для разработки нескольких семейств коаксиальных соединителей и переходов с диапазоном рабочих частот до 50 ГГц и коэффициентами отражения не хуже минус 35 дБ.

Помимо аналитических расчетов согласования изоляторов коаксиальных соединителей, в инженерной практике широко используется численное моделирование при помощи метода конечных элементов (МКЭ, FEM) и метода конечной разности во временной области (FDTD) [20, 83].

Наличие проработанных методик расчета согласования типовых конструкций ступенчатых переходов и изоляторов в настоящее время привело к тому, что уровень согласования конечных изделий во многом зависит от производственных допусков деталей соединителя, стабильности их геометрических размеров, разброса электрофизических параметров материалов и их зависимости от внешних воздействий.

В [36] приводится пример численного расчета влияния неоднородностей, связанных с производственными допусками на изготовление центрального и наружного проводников коаксиальной линии. Такого рода анализ крайне важен при проектировании соединителей, т.к. с уменьшением геометрических размеров линии передачи или с увеличением максимальной рабочей частоты, один и тот же допуск на изготовление конструктивных элементов оказывает все большее влияние на волновое сопротивление. В таблице 1.1 приведены допуски на размеры проводников согласно P287 – международному стандарту на прецизионные коаксиальные соединители [3]. Соединители метрологического класса обладают еще меньшими полями допуска.

Таблица 1.1 – Допуски на размеры проводников прецизионных коаксиальных соединителей

Соединители	Размеры проводников соединителей, мм		Предельная частота, ГГц
	наружного	внутреннего	
3,5 мм	$3,50 \pm 0,005$	$1,52 \pm 0,01$	34
2,9 мм	$2,92 \pm 0,05$	$1,27 \pm 0,007$	40
2,4 мм	$2,40 \pm 0,01$	$1,04 \pm 0,01$	50
1,85 мм	$1,85 \pm 0,007$	$0,80 \pm 0,007$	65
1 мм	$1,00 \pm 0,007$	$0,434 \pm 0,005$	110

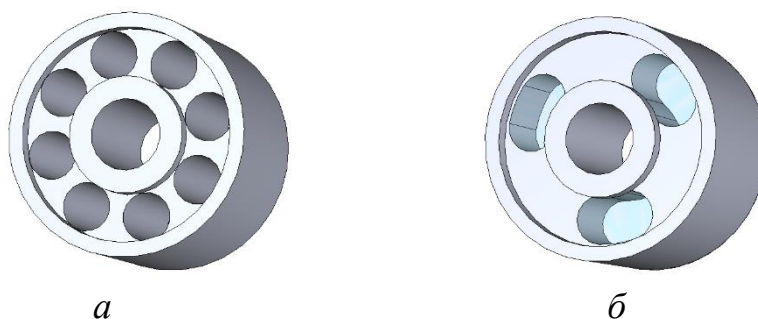
Покрyтия металлических деталей коаксиальных соединителей играют важную роль и должны обеспечивать хорошую электрическую и тепловую проводимость, обеспечивать коррозионную стойкость, надежный электрический контакт между деталями, при необходимости обеспечивать паяемость деталей, обладать износостойчивостью и низкой стоимостью. К сожалению, покрытия, отвечающие одновременно всем предъявленным требованиям, в настоящее время не существуют [25].

Наиболее часто используются несколько видов покрытий – на основе золота, серебра и никеля [25]. Как правило они наносятся на промежуточные слои, необходимые для выполнения барьерных функций, улучшения адгезии и т.д. В зависимости от различных требований используют разную толщину покрытий.

Детали коаксиальных соединителей, которые предназначены для ответственных применений и измерительной аппаратуры чаще всего покрывают золотом. Несмотря на то, что серебро обладает более высокой проводимостью, оно покрывается пленкой из оксидов и сульфидов, которые обладают гораздо более низкой проводимостью. В результате, по прошествии некоторого времени в реальных условиях эксплуатации, проводимость покрытий на основе золота оказывается более высокой, чем на основе серебра.

Покрyтия на основе никеля уступают серебру и золоту по всем основным параметрам кроме цены, поэтому применяются в недорогих изделиях, которые не предназначены для суровых условий эксплуатации. Часто никелем покрывают корпусные детали соединителей, т.к. плотность тока в них ниже, чем в центральных проводниках.

Конструкция изоляторов соединителей обусловлена необходимостью согласования с воздушной коаксиальной линией соединителя, особенностями технологичности процесса производства, обеспечением устойчивости к механическим воздействиям, а также необходимостью уменьшения критической частоты линии передачи. Последнее достигается выполнением отверстий, либо проточек различной формы, которые служат для уменьшения эффективной диэлектрической проницаемости ($\epsilon_{эфф}$) изолятора. Изоляторы с такими элементами в рамках данной работы будут считаться сложными. $\epsilon_{эфф}$ – диэлектрическая проницаемость изоляторов без внутренних полостей, которая эквивалентна проницаемости изолятора с полостями и более высокой ϵ .



а

б

(а) – Изолятор с круглыми отверстиями

(б) – Изолятор с отверстиями вытянутой формы



(в) – Изолятор в виде лепестков

Рисунок 1.4 – Конструкции изоляторов сложной формы

Наиболее простым и самым распространенным способом уменьшения $\epsilon_{эфф}$ изоляторов является выполнение осевых отверстий, центры которых распределены равномерно вдоль окружности некоторого радиуса $R_i < R < R_o$ (рисунок 1.4.а). Чем меньше радиус R , тем ниже $\epsilon_{эфф}$. Однако уменьшение R и диаметра отверстий имеет

предел, который наступает, когда номинальная толщина стенок между отверстиями становится настолько мала, что стенки могут быть повреждены при изготовлении.

Дальнейшего уменьшения $\varepsilon_{эфф}$ можно добиться путем изменения формы отверстий (рисунок 1.4.б). Возможно выполнить отверстия с поперечным сечением в виде сегментов или другие сложные формы. Пределом такого подхода можно считать конструкцию, разработанную фирмой Radiall (рисунок 1.4в), в которой изолятор состоит из четырех лепестков, вырезанных из полиимидной пленки.

Приведенные конструкции изоляторов обладают существенным недостатком – дороговизной производства, которая, помимо прочего, обусловлена сложностью контроля их геометрических размеров. У изолятора с отверстиями в виде сегментов (рисунок 1.4.б), например, достаточно сложно измерить длину этих сегментов, их смещение относительно центра изолятора, радиусы на краях. В некоторых конструкциях изоляторов отверстия не являются сквозными – в таком случае необходимо измерять их глубину, причем, со встречных направлений.

Геометрические размеры изоляторов могут быть измерены при помощи координатно-измерительных машин (КИМ) [99], но их использование часто не оправдано, так как значительно повышает стоимость изделий. Использование измерительных приборов общего назначения: микроскопов, индикаторов часового типа - еще более затратно во времени и при этом увеличивает влияние человеческого фактора [100].

Бурное развитие систем машинного зрения привело к созданию измерительных машин с высоким быстродействием и обширными возможностями по анализу геометрии деталей [101], но одним из их принципиальных ограничений является невозможность измерения некоторых внутренних дефектов, таких как бочкообразность отверстий.

В некоторых случаях можно отказаться от контроля некоторых размеров деталей соединителя, например, если есть возможность провести измерение параметров готового соединителя. К сожалению, такое решение увеличивает вероятность выявления брака на поздних этапах технологического цикла, что

увеличивает экономические потери, поэтому способ раннего обнаружения брака с низкими затратами представляет большой интерес.

1.2 Коаксиальные электромеханические переключатели

СВЧ–переключатели представляют собой класс переключающих устройств, отличительной особенностью которых является особая конструкция контактной системы, позволяющая пропускать через нее высокочастотные сигналы [17]. В настоящее время существует три базовых типа СВЧ переключателей - электромеханические, полупроводниковые и ферритовые [26]. Все они разделяются по интерфейсу подключения, схеме коммутации, частотному диапазону, мощности.

Электромеханические переключатели (ЭП) первыми получили распространение и до сих пор широко используются благодаря совокупности своих технических характеристик, которые сочетают наибольшую среди всех типов полосу пропускания, малые вносимые и возвратные потери, высокую изоляцию.

ЭП используются для создания коммутационных матриц, автоматизированных стендов, измерительного оборудования, систем резервирования радиоаппаратуры.

Коаксиальные ЭП с контактной системой в виде подвижного центрального контакта по принципу действия схожи с электромагнитными реле. Они имеют электромагнитный привод, который может быть нейтральным, поляризованным, бистабильным.

Наиболее распространенной конфигурацией контактной системы переключателей является 1П2Н (SPDT) [17]. Переключатели 1П2Н со встроенными согласованными нагрузками по внутреннему устройству совпадают с 2П3Н (DP3T) (рисунок 1.5.) и имеют дополнительную пару подвижных контактов. Типичным примером таких переключателей являются Teledyne CRS–33, Dow-Key 521 series, Radiall R595 series. В таблице 1.2, на основании данных производителей [18, 19, 21], приведены основные характеристики СВЧ контактных систем переключателей с соединителями типа SMA, работающих в диапазоне частот до 18 ГГц.

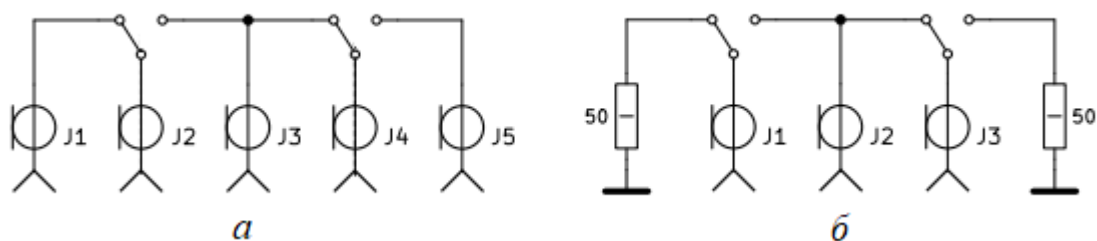


Рисунок 1.5 – Электрическая принципиальная схема высокочастотной контактной системы СВЧ переключателя 2П3Н (а) и 1П2Н с согласованными нагрузками (б)

Таблица 1.2 – Характеристики высокочастотных контактных систем переключателей 2П3Н с максимальной рабочей частотой 18 ГГц и соединителями типа SMA

Производитель	Серия	КСВн	Вносимые потери, дБ	Изоляция, дБ	Мощность, Вт
Teledyne	CRS-33	1,25 ... 1,50	0,2 ... 0,5	70 ... 60	35
Dow-Key	521	1.20 ... 1,50	0,2 ... 0,5	70 ... 60	100
Radiall	R595	1,15 ... 1,30	0,2 ... 0,5 (18ГГц)	85 ... 65	100

Другим широко используемым типом переключателей являются трансферные (рисунок 1.6). Такую схему коммутации также называют 2П2Н или, в зарубежной литературе, DPDT.

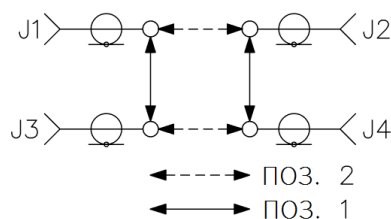


Рисунок 1.6 – Электрическая принципиальная схема контактной системы 2П2Н трансферного типа [21]

В рамках данного исследования представляют интерес мощные переключатели с соединителями типа N. Они выпускаются многими ведущими производителями электромеханических СВЧ переключателей. Основные малосигнальные высокочастотные характеристики таких переключателей представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Характеристики высокочастотных контактных систем переключателей 2П2Н трансферного типа с максимальной рабочей частотой 12,4 ГГц и соединителями типа N

Производитель	Серия	КСВн	Вносимые потери, дБ	Изоляция, дБ	Мощность, Вт
Radiall [18]	R577	1,5	0,5	60	200
Dow-key [21]	412	1,6	0,6	60	180
Teledyne [98]	CS-47	1,8	0,5	60	180

Существуют также многопозиционные переключатели со схемами коммутации от 1ПЗН (SP3Т) до 1П12Н (SP12Т), Т-переключатели [17]. Конструктивно они отличаются расположением коаксиальных соединителей, формой подвижных контактов, которая обусловлена требованиями к согласованию [66], порядком управления ими.

Контактная система переключателя, как правило, состоит из корпуса переключателя, подвижного центрального контакта, толкателя, при помощи которого электромагнитная система воздействует на контакт, и коаксиальных соединителей, которые используются для подключения к переключателю внешних устройств (рисунок 1.7.) [28].

Ключевым параметром электромагнитного привода, влияющим на контактную систему, является стабильность и величина контактного давления [66]. Слишком сильное давление приводит к повреждению контактов со временем, но практически не влияет на величину потерь. Слабое давление приводит к увеличению дребезга и снижению стойкости к вибрационным воздействиям. Стабильность давления влияет на повторяемость параметров контактной системы.

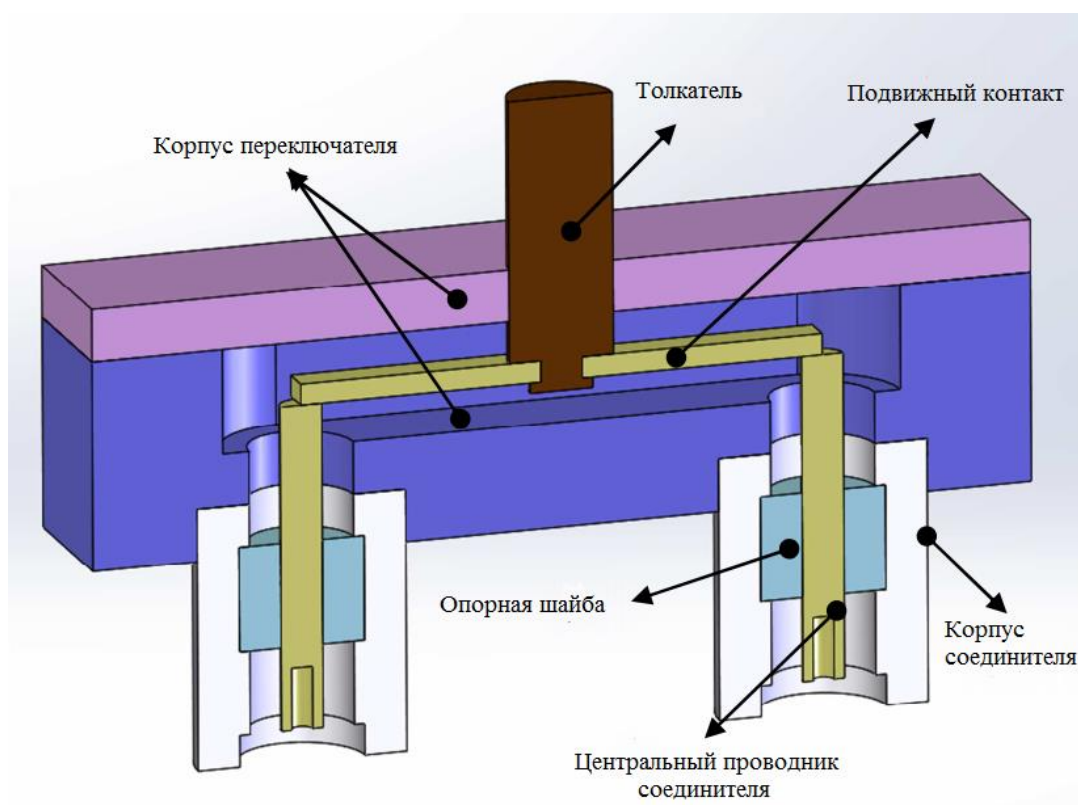


Рисунок 1.7 – Контактная система коаксиального электромеханического СВЧ переключателя с подвижным центральным контактом

В соединителях переключателя центральный проводник удерживается только при помощи изолятора, поэтому он должен обладать необходимой жесткостью, чтобы выдержать прилагаемые усилия сочленения/расчленения и переменное давление подвижного контакта.

Сквозные отверстия в изоляторе соединителя не допускаются, так как через них внутрь контактной системы могут попасть посторонние частицы и нарушить ее работу. Поэтому уменьшение $\varepsilon_{эфф}$ возможно либо путем использования пористых материалов [67], либо выполнением встречных отверстий в изоляторах, глубиной в половину длины изолятора [16].

При пропускании через переключатель мощного СВЧ сигнала происходит нагрев элементов контактной системы, который связан со скин-эффектом в проводниках и диэлектрическими потерями в изоляторах. Теплоотвод от центральных проводников и подвижного контакта осуществляется, главным образом, посредством теплопроводности через изоляторы соединителей [26]. Это накладывает повышенные требования к теплопроводности материала изоляторов.

Применение ЭП в составе стендов для измерения параметров устройств с использованием векторных анализаторов цепей (ВАЦ) требует обеспечения стабильности S -параметров контактной системы. Калибровка ВАЦ исключает влияние переключателя, включенного в измерительный тракт, но любые изменения в тракте после этой процедуры приведут к ухудшению эффективных параметров измерительной системы [15]. Другим важным параметром ЭП для таких применений является ресурс контактной системы, который выражается в количестве циклов коммутации, которые эта система выдерживает.

Дальнейшее развитие ЭП идет в сторону увеличения диапазона частот, улучшения высокочастотных характеристик, увеличения максимальной пропускаемой мощности, ресурса и стабильности контактной системы, снижения трудоемкости и стоимости изготовления [66, 68]. Достижение этих целей возможно с использованием новых материалов диэлектриков, обладающих стабильностью геометрических размеров, низкими потерями.

1.3 Диэлектрические материалы СВЧ устройств

Одним из стимулов развития коммутационных устройств, работающих в диапазонах сверхвысоких частот (СВЧ) и миллиметровых волн, служат успехи в разработке и производстве новых диэлектриков [67].

На заре развития СВЧ техники – в 1930-е годы – изоляторы соединителей изготавливались из резины, затем стали применять фарфор, затем – керамику. Коаксиальные линии того времени были жесткими и использовались для соединения передатчика с антенной, а также между функциональными блоками оборудования.

Позднее, применение полиэтилена в конструкции кабелей привело к значительному уменьшению потерь и стоимости изделий.

Следующей важной вехой в технологии СВЧ соединителей стало применение политетрафторэтилена (ПТФЭ, Тефлон, Ф-4), который впервые использовался в конструкции соединителей SMA [67].

ПТФЭ обладает низким значением относительной диэлектрической проницаемости (ϵ) и малым тангенсом угла диэлектрических потерь ($tg\delta$), при этом

выдерживает гораздо более высокие температуры окружающей среды, по сравнению с полиэтиленом. Это позволило ему получить широкое распространение в конструкции СВЧ соединителей самых разных типов [29].

Одним из недавно разработанных перспективных СВЧ пластиков является Арфлон AR200. Он представляет собой модификацию ПТФЭ, получаемую путем спекания порошка Ф–4ПН с последующей высокотемпературной радиационно-термической обработкой. Этот материал является аналогом Ф–4, но обладает улучшенными физико-механическими характеристиками [23], такими как более высокая упругость, улучшенная стойкость к деформациям. При этом AR200 сохраняет все преимущества ПТФЭ, такие как: стойкость к растворителям, щелочам и кислотам, негорючесть, широкий температурный диапазон (таблица 1.4).

Таблица 1.4 – Технические характеристики AR200 в сравнении с Ф–4 [23]

Показатели	AR200	Ф–4
Модуль упругости при растяжении при 20°С по ГОСТ 9550, МПа	500–600	250–350
Напряжение при 10%-деформации на сжатие по ГОСТ 4651 при 20°С, МПа	25	12
Необратимая деформация при растяжении при 12 МПа, 20С за 100 час, %	0.1	180
Коэффициент линейного расширения при +20°С	100×10^{-6}	120×10^{-6}
Относительная диэлектрическая проницаемость	2,1–2,2	1,9–2,2
Диапазон рабочих температур	–200 ... +250	–269 ... +260
Тангенс угла диэлектрических потерь	$1...2 \times 10^{-4}$	$2...3 \times 10^{-4}$

К сожалению, AR200, как и ПТФЭ, присущ ряд недостатков, осложняющих его применение в ряде конструкций. Одним из основных является нестабильность геометрических размеров даже без воздействия механических нагрузок, что является следствием высокой хладотекучести [29]. Помимо этого, ПТФЭ обладает достаточно низкой радиационной стойкостью, в сравнении с другими высокотемпературными полимерами. Также в этом материале при +20°С

происходит структурная перестройка, которая приводит к скачкообразному изменению электрической длины [2, 29].

В конструкциях коаксиальных СВЧ соединителей, помимо уже упомянутых пластиков, используется множество других. Все многообразие полимеров условно можно изобразить в виде пирамиды (рисунок 1.8.), в основании которой находятся полимеры общего назначения, выпускаемые, как правило, по крупнотоннажным технологиям. На более высоких уровнях пирамиды находятся пластики, которые обладают более высокими конструкционными свойствами и все более высокой стойкостью к повышенной температуре среды.

На вершине пирамиды – полимеры с наилучшими характеристиками. Они наиболее сложные в производстве и достаточно дорогие, но присущие им высокие физико-механические свойства позволяют их использовать в суровых условиях воздействия внешних факторов. Одним из таких пластиков является полиимид (ПИ).

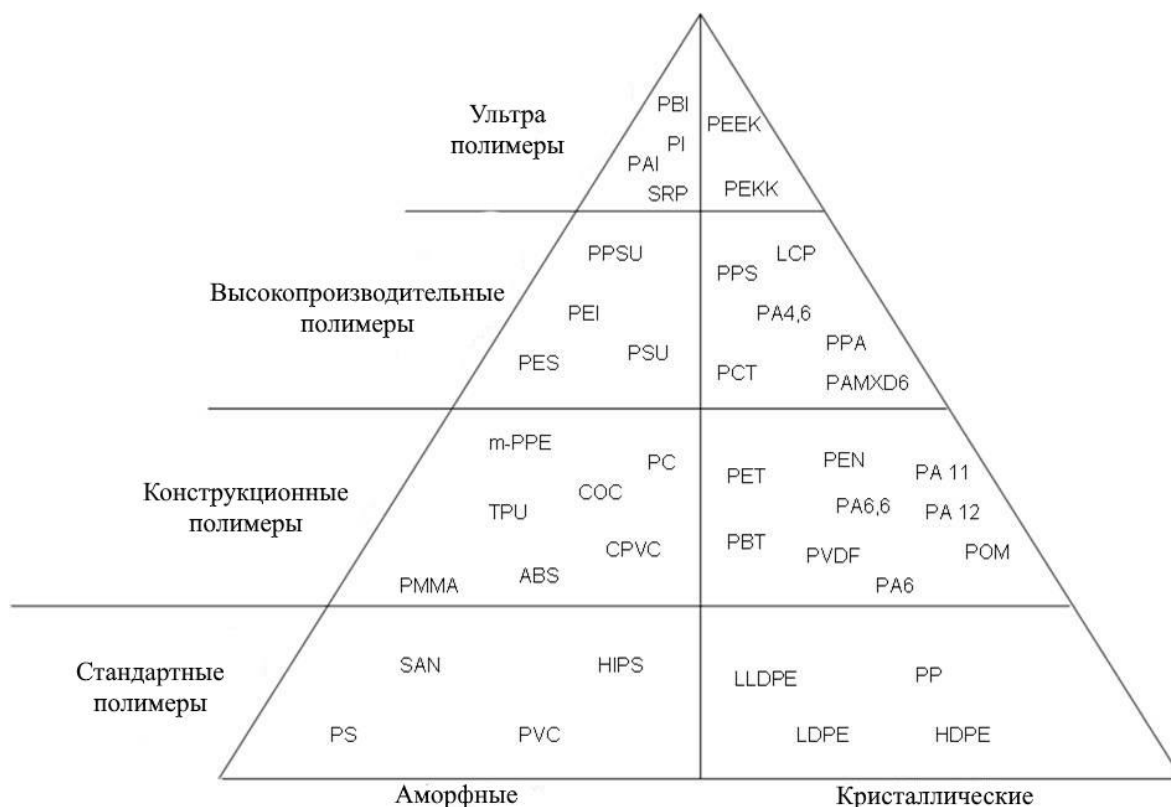


Рисунок 1.8 – Пирамида полимеров [104]

Коммерческое производство ПИ впервые было налажено фирмой DuPont под маркой Картон в 1960-е [31]. ПИ является одним из самых термостойких

полимеров, а также обладает отличной механической прочностью, химической и радиационной стойкостью, хорошими диэлектрическими характеристиками.

Отечественными предприятиями выпускается полиимид в виде пленок и порошка под маркой ПИ–ПР–20 (таблица 1.5), ближайшим аналогом которого является ненаполненный полиимид DuPont Vespel SP–1.

Таблица 1.5 – Технические характеристики полиимида [105]

Показатели	ПИ–ПР–20
Модуль упругости при растяжении при 20С по ГОСТ 9550, МПа	4710
Напряжение при 8%-деформации на сжатие при 23°С, Мпа [33]	95
Коэффициент линейного расширения от –70 ... +250 °С	$19...42 \times 10^{-6}$
Относительная диэлектрическая проницаемость	3,4–3,5
Диапазон рабочих температур, °С [29]	–269 ... +400
Тангенс угла диэлектрических потерь [29]	$30...50 \times 10^{-4}$

Несмотря на хорошие характеристики, полиимид достаточно ограниченно применяется в конструкциях коаксиальных соединителей. Причина заключается в сложности его переработки. Согласно [46], изготовление заготовок из ПИ–ПР–20 производится методом прессования при температуре +390 °С с давлением прессования 61 МПа. Высокая температура переработки приводит к большим усадкам заготовки при ее охлаждении, поэтому после прессования заготовку дополнительно обрабатывают для получения детали с необходимыми размерами. Некоторые зарубежные марки ПИ (Tecasint, Meldin, Sintimid, Vespel и другие) выпускаются в виде прутков различного диаметра, которые могут быть обработаны на токарных автоматах.

Способность полиимида выдерживать высокие температуры окружающей среды представляет большой интерес применительно к созданию высокотемпературных соединителей. В отсутствие кислорода материал выдерживает более 1000 ч при длительном воздействии температуры +300°С [31,49] с минимальным падением прочности. В присутствии кислорода прочность падает до ~50%.

Еще одним перспективным высокотемпературным полимером является полиэфирэфиркетон (ПЭЭК). В настоящее время ПЭЭК используется фирмой Rosenberger в конструкциях изоляторов соединителей нескольких серий, в том числе RPC–1.0, работающих на частотах до 110 ГГц [106]. Фирмы Molex и Amphenol используют ПЭЭК в конструкциях соединителей SMP [29].

Как и ПИ, ПЭЭК располагается на вершине пирамиды полимеров и обладает очень высокими физико-механическими свойствами (таблица 1.6.).

Таблица 1.6 – Технические характеристики ПЭЭК [47]

Показатели	ПЭЭК–5Г
Модуль упругости при растяжении при 20С по ГОСТ 9550, МПа	3700
Предел текучести при растяжении, Мпа	90
Коэффициент линейного расширения сред. , при $T < T_c$	55×10^{-6}
Относительная диэлектрическая проницаемость	3,3
Диапазон рабочих температур, °С	–190 ... +340
Тангенс угла диэлектрических потерь	$30 \dots 50 \times 10^{-4}$

ПЭЭК – термопластичный полимер с частично кристаллической структурой, благодаря чему его механические свойства приближаются к металлам [30]. Коэффициент линейного расширения у него в 2 раза меньше, чем у Ф–4, и сравним с ПИ.

ПЭЭК имеет температуру плавления плюс 346°С и высокую вязкость расплава, поэтому его переработка достаточно сложна [34], тем не менее, в отличие от ПИ, он может быть переработан методом литья под давлением.

Материал разных производителей имеет большой разброс показателей текучести расплава – от 2 до 120 г/10 мин. Это, с одной стороны, позволяет использовать широкий спектр методов переработки, а с другой – серьезно осложняет переход с одной марки на другую. Ошибки или неоптимальная технология литья могут привести к разной структуре материала – разбросу степени кристалличности.

Диэлектрические свойства отечественного ПЭЭК производителем не оговариваются, однако аналогичные марки: SustaPEEK, Vitrex [49] - приемлемы для применения в конструкции соединителей, хотя и уступают Ф-4.

В [48] было проведено сравнительное исследование ПЭЭК разных производителей, в котором установлено наличие остаточного растворителя 1,5 ... 2 % по массе в образцах производства отечественных предприятий – АО «Институт пластмасс» и ФГБОУ ВО КБГУ.

Наличие растворителя, дифенилсульфона, а также отличия в степени кристалличности структуры материала, могут потенциально влиять на диэлектрические свойства материала, поэтому в производственном процессе необходим их периодический контроль.

Максимальная рабочая температура ПЭЭК, в зависимости от марки, составляет от 250 °С до 310 °С.

Влияние температуры на диэлектрические свойства материалов в диапазоне температур до плюс 300°С изучено слабо. Некоторое представление можно получить путем анализа химической структуры материалов [50], однако наличие примесей и особенности процессов получения и переработки таким образом учесть сложно.

В [33] приведены данные исследования температурного влияния на свойства большого числа пластиков. Авторы приводят температурную зависимость $\epsilon_{ПЭЭК}$ при температурах до плюс 250 °С, но только до 100 МГц, а информация о $tg\delta_{ПЭЭК}$ и вовсе отсутствует. В этом же источнике читаем, что температурные зависимости для ПИ Vespel SP1 на частотах до 100 кГц демонстрируют разброс $\epsilon_{ПИ}$ от 3,5 до 3, а $tg\delta_{ПИ}$ начинает резко расти после плюс 200 °С на частотах 10 кГц и 100 кГц. В данных для ПТФЭ (в источнике – DuPont Teflon) не указаны частоты, на которых проводились измерения, но из графиков видна малая зависимость $\epsilon_{ПТФЭ}$ и $tg\delta_{ПТФЭ}$ от температуры.

Исследование образцов [35], выполненных из ПЭЭК, показало, что при увеличении температуры происходит рост диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь. Относительная диэлектрическая

проницаемость ПЭЭК менялась в диапазоне от 3,2 до 3,4, а $tg\delta$ – от 0,004 до 0,04. Изменения обоих параметров несли нелинейный характер.

Фирмой Times Microwave Systems в качестве диэлектрика для изготовления высокотемпературных коаксиальных кабелей используется SiO_2 , выдерживающий воздействия вплоть до плюс 1000 °С [51]. Кабели выпускаются в трех вариантах исполнения, наименьший из которых имеет диаметр по изолятору 0,09'' и максимальную рабочую частоту 64 ГГц. Соединители выполнены с использованием стекла в качестве изолятора и в одном из исполнений выдерживают температуры до плюс 600 °С.

Подход Times Microwave Systems к созданию высокотемпературных коаксиальных соединителей позволяет достигать температур, невозможных при использовании известных на сегодняшний день полимеров, но при этом требует проведения монтажа при помощи сварки. Использование стекла не позволяет создавать изоляторы сложной формы, что сильно ограничивает возможные конструктивные решения в изделиях.

Анализ известных свойств приведенных материалов говорит о потенциальной возможности их использования для разработки на их основе коаксиальных соединителей, в том числе и работающих в диапазонах температур до плюс 300 °С, однако отсутствие необходимой информации о диэлектрических свойствах материалов требует проведения дополнительных исследований.

1.4 Способы измерения диэлектрических свойств изоляторов коаксиальных СВЧ устройств

В [37, 93] описаны основные методы исследования свойств диэлектриков на СВЧ. Все их многообразие построено на связи резонансной частоты объекта и ϵ образца, а также добротности и $tg\delta$.

Достоинством метода цилиндрического резонатора E_{010} [38] является возможность измерения параметров образцов в широком диапазоне температур без нагрева резонатора – путем предварительного нагрева образца и помещения в резонатор. Измеряемый образец должен быть выполнен в виде стержня.

В цилиндрическом резонаторе H_{01p} [37] образец должен быть выполнен в виде диска, а сам метод подразумевает наличие подвижного поршня, используемого для восстановления резонанса при введении образца в резонатор. Существует методика, основанная на фиксированной длине резонатора.

Методы объемного цилиндрического резонатора с колебаниями E_{010} и H_{01p} обладают высокой точностью измерения и применяются, помимо прочего, в первичных эталонных установках, но требуют наличия образцов с определенными и точными геометрическими размерами.

Измерение параметров круглых изоляторов возможно методом волноводно-диэлектрического резонатора. Суть метода заключается в понижении резонансной частоты резонатора H_{01p} при введении образца. Распространение волны H_{01} возможно только внутри образца, а от запредельных незаполненных областей происходит полное отражение. Так как в СВЧ соединителях предельная частота, как правило, ограничена возникновением волн высших типов в изоляторах, то метод волноводно-диэлектрического резонатора позволяет измерить характеристики материала изолятора вблизи максимальной рабочей частоты соединителя.

Метод открытого диэлектрического резонатора [39], основанный на колебаниях типа "шепчущей галереи", применяется для измерения параметров материалов с малыми потерями. Добротность такого резонатора растет при увеличении его размеров по сравнению с длиной волны колебания, что, однако, приводит к тому, что измерения параметров изоляторов соединителей возможно только на частотах, сильно превышающих рабочие.

В [40] представлен волноводный метод измерения параметров диэлектрических образцов. Образец, помещенный в металлический волновод прямоугольного сечения, создает неоднородность на пути распространения волны, а его параметры рассчитываются на основе S -параметров волноводного отрезка. Данный метод позволяет измерить параметры материалов во всем диапазоне рабочих частот волновода, но точность измерения ограничена точностью

изготовления образца и величиной зазоров между образцом и стенками волновода. В статье предлагаются методы уменьшения погрешности, вызванной этим фактом.

Все вышеупомянутые методы требуют наличия образца со стандартными размерами, что ограничивает их применимость в процессе производства. Метод возмущений в объемном резонаторе [41, 44, 52] не имеет данного недостатка.

Суть метода заключается в сравнении резонансных частот и добротности резонанса резонатора без образца и с образцом. Затем, на основании этого сравнения, вычисляется комплексная диэлектрическая проницаемость образца:

$$\varepsilon' = \frac{1}{A} \frac{(f_{ref} - f_s) V_c}{f_{ref} V_s} + 1, \quad (1.1)$$

$$\varepsilon'' = \frac{1}{B} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_{ref}} \right) \frac{V_c}{V_s}, \quad (1.2)$$

где ε' и ε'' – действительная и мнимая часть комплексной диэлектрической проницаемости, f_{ref} и f_s – резонансные частоты резонатора, соответственно, без образца и с образцом. V_c и V_s объемы резонатора и образца, соответственно. Q_{ref} и Q_s добротности резонанса без образца и с образцом, соответственно. A и B – калибровочные коэффициенты, зависящие от геометрии резонатора, образца и распределения электромагнитного поля в резонаторе.

В классической теории возмущений предполагается, что образец вносит незначительные изменения в конфигурацию электромагнитного поля резонатора, поэтому коэффициенты A и B остаются постоянными и должны быть определены только один раз во время процедуры калибровки. Малые возмущения электромагнитного поля резонатора могут быть получены либо при малых отличиях диэлектрической проницаемости образца, либо при малых размерах образца по сравнению с резонатором.

В [35] был предложен поиск калибровочных коэффициентов с помощью численного электромагнитного моделирования процессов в резонаторе с использованием программы CST Microwave Studio [82]. Авторы использовали метод возмущения для измерения параметров диэлектриков при нагреве с целью

создания установки для использования высокочастотного нагрева для затвердевания эпоксидных компаундов.

Резонатор был рассчитан для работы в режиме моды TE_{104} . Материалы исследованных образцов: ПТФЭ, ПММА (полиметилметакрилат), ПЭЭК, Al_2O_3 . Частота, на которой проводились измерения – 2,4 ГГц. Резонатор представлял собой отрезок прямоугольного волновода стандартного сечения WR340. Образцы выполнялись в виде цилиндров диаметром 8 мм и высотой 10 мм.

В работе [42] был использован цилиндрический резонатор в режиме моды TE_{111} , которая имеет максимум электрического поля в центре резонатора. Резонансная частота ненагруженного резонатора была, как и в предыдущем исследовании, 2,45 ГГц.

Результаты измерения сравнивались со справочными значениями из различных источников, что можно отнести к недостатку данного исследования. Авторы делают вывод о сильном влиянии производственных допусков на геометрические размеры образцов на результаты измерения. В исследовании речь идет об ошибке измерения в 3,7% по диэлектрической проницаемости и 15% по тангенсу угла диэлектрических потерь при допуске на диаметр цилиндрического образца в 0,1 мм и длину 0,2 мм. Измерения на описанной установке проводились в диапазоне температур от плюс 2°C до плюс 600°C.

В [43] описана попытка дальнейшей модификации метода для учета влияния образца на распределение поля в резонаторе. Целью авторов было расширить область применимости метода для получения возможности измерения параметров образцов больших геометрических размеров относительно внутреннего объема резонатора.

В качестве резонатора был использован отрезок прямоугольного волновода. Для измерения использовались моды резонатора TE_{10p} , а измерения проводились в X -диапазоне.

В исходные формулы для нахождения ϵ' и ϵ'' было предложено ввести коэффициент m , зависящий от длины образца l , размера резонатора в этом же направлении d и моды резонатора N :

$$m = \frac{1}{\pi \cdot \ell / (d/N)} \sin\left(\pi \frac{\ell}{d/N}\right). \quad (1.3)$$

Исходные уравнения для нахождения ε' и ε'' приводятся к следующему виду:

$$\varepsilon' = \frac{1}{1+m} \frac{(f_{ref} - f_s) V_c}{f_{ref} V_s} + 1, \quad (1.4)$$

$$\varepsilon'' = \frac{1}{1+m} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_{ref}} \right) \frac{V_c}{2 \cdot V_s}. \quad (1.5)$$

Результаты измерений и расчетов без поправочного коэффициента m [43, с. 535] демонстрируют заметную частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости полиэтилена и стеклотекстолита. Такая же зависимость присутствует и от размера образца. Введение поправочного коэффициента уменьшает эти эффекты.

В этом исследовании сравнение полученных результатов также проводится только со справочными данными. Реальная погрешность метода нуждается в определении.

Метод возмущений в полном резонаторе, несмотря на свою простоту и возможность измерения параметров нестандартных образцов, не позволяет измерять эффективную диэлектрическую проницаемость изоляторов сложной формы, т.к. объект измерения представляется как целостная однородная структура.

Использование неоднородностей в коаксиальных линиях передачи для измерения параметров диэлектриков предпринималось в ряде работ [55, 56, 57, 61]. Практически во всех случаях объект измерения находится в месте обрыва – в круглом волноводе или в пространстве за пределами линии передачи (рисунок 1.9.).

Коаксиальные сенсоры в виде коаксиальной линии конечной длины, переходящей в свободное пространство, удобны для проведения измерений, но измерение с их помощью $tg\delta$ материалов с малыми потерями весьма сложно из-за потерь, связанных с излучением [56].

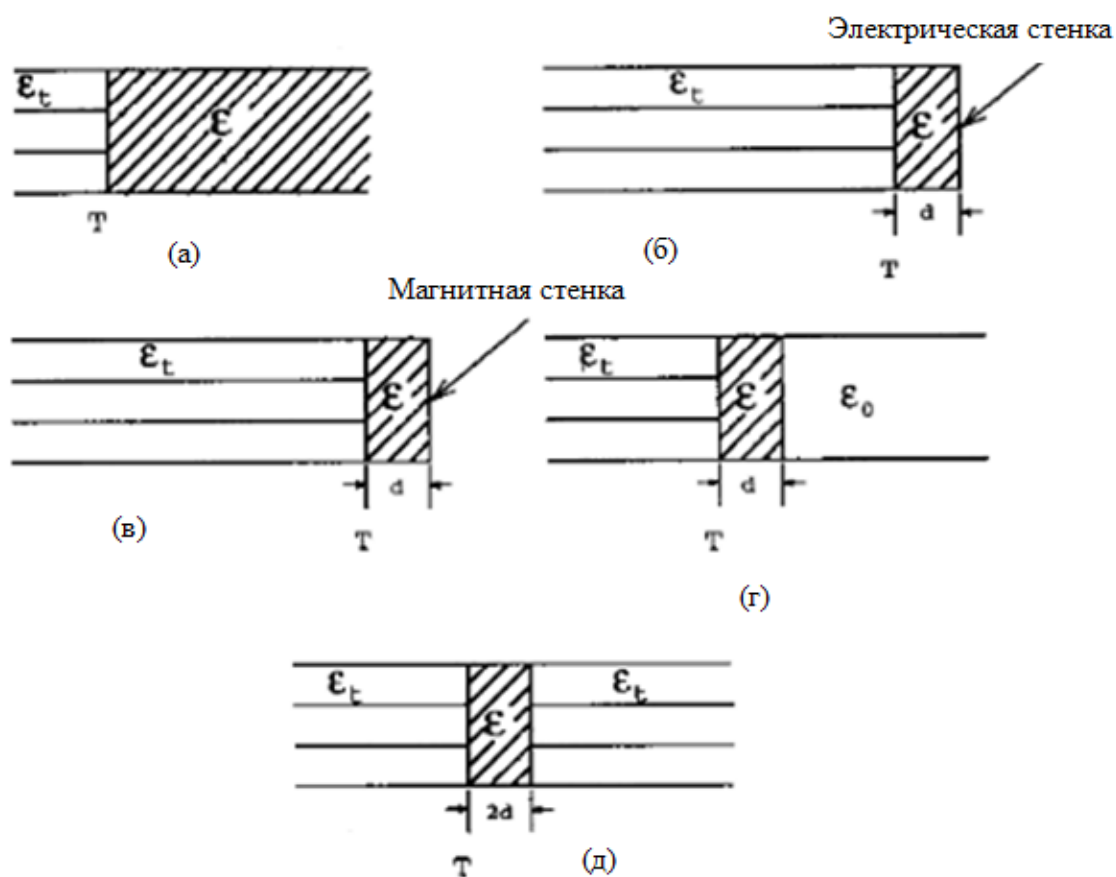


Рисунок 1.9 – Варианты включения образца измеряемого материала в коаксиальную линию [56]

Данные методы позволяют измерять параметры материалов в широком диапазоне частот. Использование подобных неоднородностей в диапазоне СВЧ эффективно только на небольших расстояниях от конца центрального проводника [64] из-за малой величины краевой емкости и быстрого спада энергии поля при удалении от линии.

Адаптация таких методик для измерения параметров объектов с аксиальным отверстием ни в одной из работ не проводилась [58].

В [53] авторы предложили способ определения диэлектрических свойств путем включения изоляторов из различных материалов в воздушную коаксиальную линию (рисунок 1.10.).

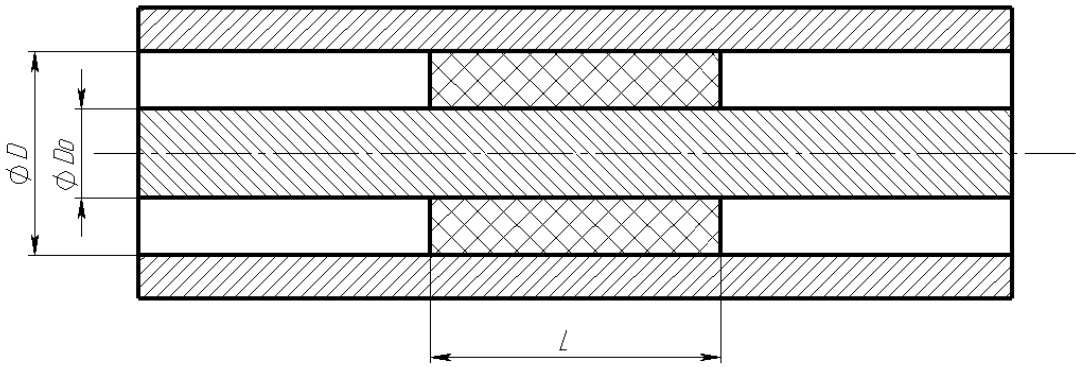


Рисунок 1.10 – Изолятор, включенный в воздушную линию с целью измерения диэлектрических параметров

Включение объекта в коаксиальную линию неизбежно приводит к появлению зазоров у проводников, которые уменьшают $\epsilon_{эфф}$ и могут приводить к возбуждению мод высших типов [58]. Однако допуски на изготовление изоляторов приводят к появлению подобных эффектов и в соединителях.

Расчет $\epsilon_{эфф}$ проводился по (1.6), (1.7) по результатам измерений коэффициентов отражения от воздушной коаксиальной линии с установленным изолятором на разных частотах:

$$\Gamma = \frac{Z_2 \cdot (Z_3 - Z_1) \cdot \cos(k_2 \cdot L) + (Z_2^2 - Z_1 \cdot Z_3) \cdot \sin(k_2 \cdot L)}{Z_2 \cdot (Z_3 + Z_1) \cdot \cos(k_2 \cdot L) + (Z_2^2 - Z_1 \cdot Z_3) \cdot \sin(k_2 \cdot L)}, \quad (1.6)$$

$$Z_1 = Z_3 = 60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right); \quad Z_2 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эфф}}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right); \quad k_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c \cdot \sqrt{\epsilon_{эфф}}}, \quad (1.7)$$

где Z_1, Z_2, Z_3 – волновые сопротивления соответствующих участков коаксиальной линии, f – частота, на которой проводится расчет коэффициента отражения, L – длина изолятора, D – диаметр наружного проводника, d – диаметр центрального проводника.

Величина $\epsilon_{эфф}$ находилась методом наименьших квадратов между измеренными и расчетными значениями Γ на всех частотных точках. Такой расчет необходим из-за влияния неоднородностей в самой линии и неоднородностей, возникающих в месте соединения измерительной линии с измерительной установкой. В своей работе авторы включали изолятор в линию с $Z = 50$ Ом.

Данный метод возможно модифицировать для учета $tg\delta$ при измерении параметров материалов с большими потерями, но измерение $tg\delta$ таким способом приведет к очень большой погрешности.

Включение изолятора в коаксиальный резонатор (КР) позволяет улучшить точность измерения $\epsilon_{эфф}$, благодаря малой погрешности измерения резонансной частоты [58], а также позволит улучшить точность определения $tg\delta$ материалов с малыми потерями благодаря тому, что в резонаторном методе волна проходит через образец множество раз до момента затухания [69].

КР различных типов известны очень давно и применяются в конструкциях СВЧ устройств в качестве фильтров, колебательных систем усилителей, генераторов [10, 54]. КР представляет собой отрезок коаксиальной линии с неоднородностями на концах, которые обеспечивают режим стоячих волн в резонаторе. В зависимости от типа неоднородности – токопроводящая стенка или обрыв линии – на концах резонатора устанавливается режим короткого замыкания (КЗ) или холостого хода (ХХ). При одинаковом типе неоднородности на концах в КР возможно возбуждение колебаний на ряде частот (1.8), (1.9):

$$f_0 = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\epsilon_{эфф}}}, \quad (1.8)$$

$$\lambda = 2 \cdot L \cdot n, \quad (1.9)$$

где L – длина резонатора, λ – длина волны в резонаторе, f_0 – резонансная частота, n – число длин полуволен, укладываемых на длине резонатора.

Если неоднородности отличаются по типу, то резонансы возникают на длинах волн (1.10):

$$\lambda = 4 \cdot L \cdot (n + 1). \quad (1.10)$$

Верхний предел рабочей частоты четвертьволнового резонатора ограничен критической длиной волны коаксиальной линии без изолятора:

$$\lambda_{кр} = \frac{\pi \cdot (D + d)}{2}. \quad (1.11)$$

Чувствительность любого резонаторного метода измерения диэлектрической проницаемости материала зависит от коэффициента заполнения резонатора [37].

Следовательно, при измерении параметров изоляторов длина КР должна быть близка к длине изолятора.

Среди всех видов резонаторов длиной примерно равной длине изолятора наименьшей резонансной частотой обладает четвертьволновый резонатор.

К настоящему времени известно использование метода четвертьволнового резонатора для измерений параметров диэлектриков [55], однако в качестве измеряемого объекта использовался изолятор, помещенный в круглый волновод, работающий в закритическом режиме (рисунок 1.11.).

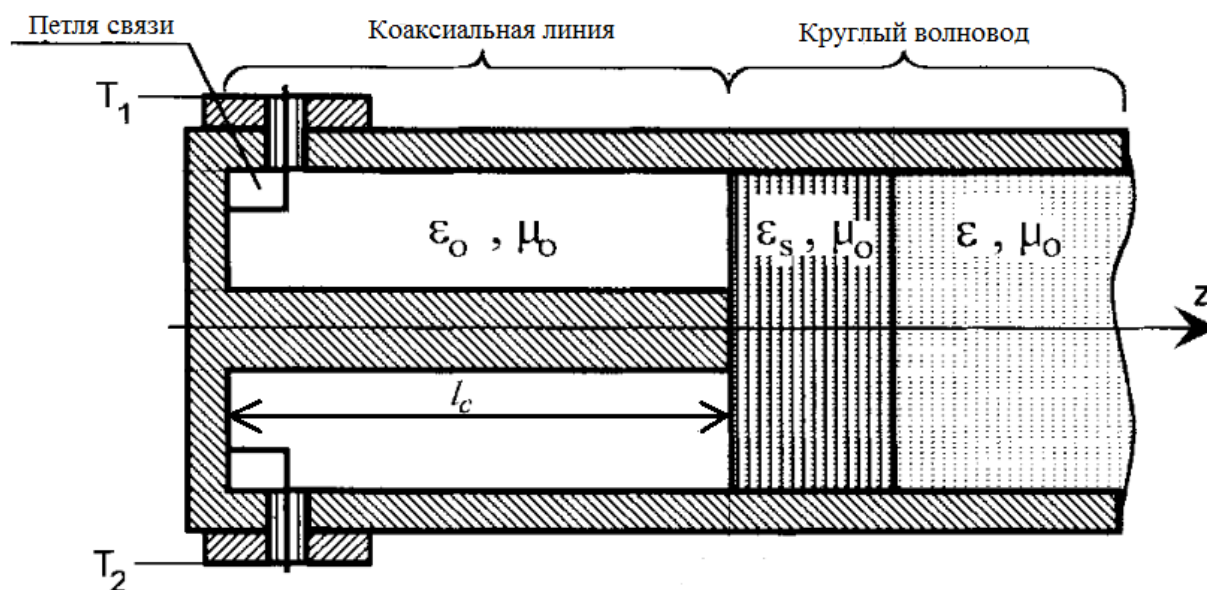


Рисунок 1.11 – Конструкция четвертьволнового коаксиального резонатора с образцом материала, установленным в круглом волноводе [55]

Использованная авторами конструкция возбуждителя состоит из двух фланцев для подключения резонатора к измерительной аппаратуре и двух проводников, соединяющих центральные проводники внешних коаксиальных линий с КЗ стенкой через отверстия в корпусе резонатора. Возбудитель с двумя портами необходим для измерения коэффициента передачи через резонатор.

С такой конструкцией возбуждителя невозможно изготовить резонатор для проверки изоляторов миниатюрных и субминиатюрных соединителей. Другой недостаток конструкции – невозможность установки изоляторов вплотную к КЗ стенке.

При измерении параметров объектов, расположенных в коаксиальной линии, возбуждение резонатора может осуществляться через разрыв в центральном проводнике со стороны круглого волновода или через зазор в коротко замыкающей стенке.

На резонансную частоту четвертьволнового резонатора, помимо длины центрального проводника и заполняющего материала, будут влиять краевая емкость разомкнутого конца и конструкция возбудителя [10].

Краевая емкость обусловлена прониканием электромагнитного поля из коаксиальной линии в круглый волновод. На стыке двух линий возбуждаются волны TM_{0m} [55], которые быстро затухают, так как их частота ниже критической (рисунок 1.12.).

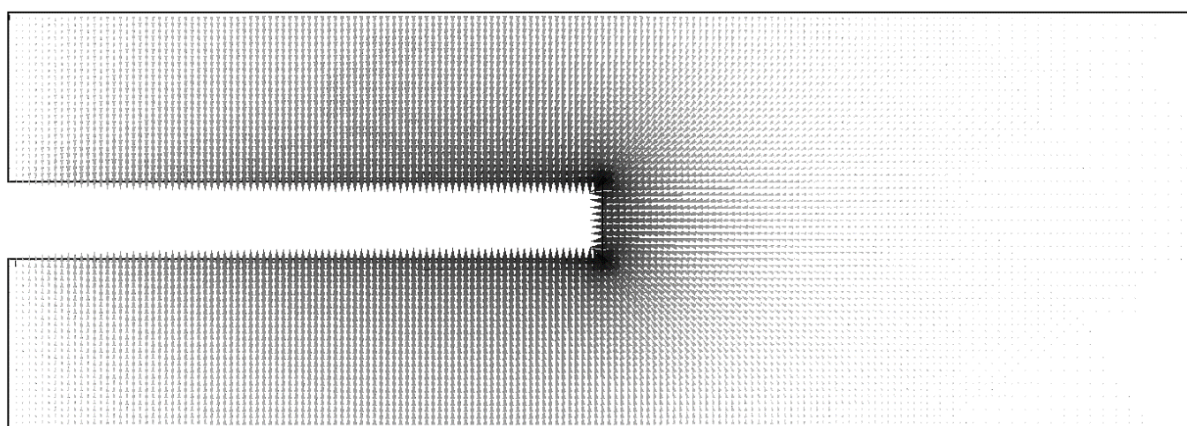


Рисунок 1.12 – Структура E -компоненты поля в четвертьволновом резонаторе на резонансной частоте, полученная путем моделирования структуры в CST Microwave Studio. Слева на рисунке находится КЗ стенка резонатора

Анализ соединения коаксиальной линии и круглого волновода проводился многими авторами: с использованием методов согласования мод [60, 62], наименьших квадратов на граничной поверхности [14], квазистатического анализа [59]. Расчет величины краевой емкости и ее частотная зависимость проводились [14, 60, 62] с целью создания калибровочных мер векторных анализаторов цепей [12, 14], коаксиальных сенсоров [59] и других устройств. Данная задача является

частным случаем ступенчатых неоднородностей коаксиальной линии, в которых возникает паразитная емкость [80].

На частотах, достаточно низких по сравнению с критической частотой круглого волновода, емкость практически не меняется [14], и в ранних работах [10] частотная зависимость этого параметра не учитывалась либо ввиду достаточно низких резонансных частот, либо из-за наличия тех или иных способов подстройки резонансной частоты. Изоляторы существующих серийных соединителей на воздушных коаксиальных линиях обладают толщиной в несколько миллиметров, поэтому по приближительному расчету, на основании (1.8), (1.11), можно предположить, что резонансные частоты пустых резонаторов могут быть близки к критическим частотам коаксиальной линии и круглого волновода. Учитывая полученные в [63] зависимости $C(f)$ (рисунок 1.13.) и большую чувствительность метода к $\varepsilon_{эфф}$ материала изолятора, становится очевидным, что учет частотной зависимости емкости необходим.

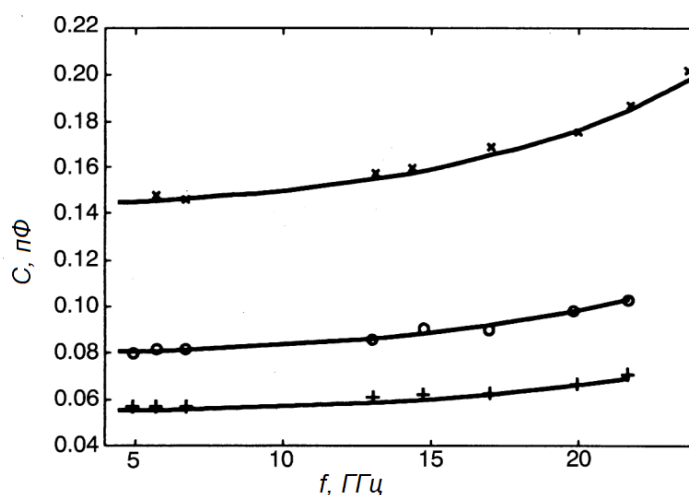


Рисунок 1.13 – Зависимость краевой емкости от частоты для линии с наружным диаметром 7 мм и волновым сопротивлением (сверху – вниз) 25 Ом, 50 Ом, 70 Ом [63]

Многие из построенных аналитических моделей требуют достаточно сложных вычислений [13, 14], но были предложены аппроксимации [63], обладающие достаточно высокой точностью применительно к задаче измерения параметров материалов. Возможно также непосредственное измерение

коэффициента отражения от разомкнутого конца линии с последующей полиномиальной аппроксимацией [15].

Степень взаимодействия резонатора с внешними устройствами определяется коэффициентом связи (КС). Величина КС зависит от конструкции возбудителя. Резонатор нагружается на внешнюю цепь через возбудитель пропорционально величине коэффициента связи β , что приводит к уменьшению измеряемой добротности Q_l по сравнению с собственной добротностью Q_0 (1.12) [69].

$$Q_l = \frac{Q_0}{1 + \beta_o + \beta_i} = \frac{Q_0}{1 + \beta} = \frac{Q_0}{1 - d}, \quad (1.12)$$

где β_i и β_o – коэффициенты связи по входу и выходу для 2–портового резонатора, предназначенного для измерения коэффициента передачи, d – диаметр окружности на полярной диаграмме комплексного коэффициента передачи.

Стоит отметить, что формула (1.12) справедлива только для случаев слабо связанных резонаторов, а Q_l в общем случае зависит не только от КС, но и от импеданса внешней цепи.

Измерение коэффициента отражения от резонатора требует использования более сильной связи для увеличения уровня полезного сигнала. В [70] предлагается использование критической связи ($\beta = 1$), расчет Q_0 по (1.12) при $S_{11} = 0$. Степень влияния большого КС на резонансную частоту резонатора необходимо исследовать.

Достижимая на практике собственная добротность пустого коаксиального резонатора составляет не более 1000 [54] и уменьшается с уменьшением его габаритов. Поэтому необходим учет влияния резонатора при измерении $tg\delta$ материалов с малыми потерями (1.13) [70].

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{res}} + K_{1E} \cdot tg\delta, \quad (1.13)$$

где K_{1E} – коэффициент заполнения резонатора по электрическому полю на частоте резонанса.

Большой коэффициент заполнения четвертьволнового резонатора приводит к сильному изменению резонансной частоты при помещении образца в резонатор, поэтому часто Q_{res} на частоте резонатора с образцом оказывается неизвестен.

Коэффициент заполнения резонатора зависит от структуры поля в резонаторе на резонансной частоте и равен отношению энергии электрического поля в образце к энергии, которая находится в резонаторе (1.14) [37]:

$$K_{1E} = W_{1E} / W_{\Sigma} . \quad (1.14)$$

Для определения коэффициента заполнения необходимо создание аналитической модели резонатора, которая также необходима для исследования степени влияния большого КС на резонансную частоту резонатора.

Выводы по главе 1

В результате проведенного анализа литературных источников можно сделать следующие выводы:

1. В результате проведенного обзора основных элементов конструкции коаксиальных соединителей установлено, что улучшение их радиочастотных параметров возможно путем использования в их конструкции новых материалов изоляторов. Для снижения $\varepsilon_{эфф}$ и увеличения рабочего диапазона частот соединителей в изоляторах возможно выполнение внутренних полостей.

2. В результате проведенного обзора типовой конструкции коаксиальных электромеханических СВЧ переключателей установлено, что улучшение их характеристик возможно путем применения в конструкции соединителей новых материалов диэлектриков, обладающих стабильностью геометрических размеров, низкими потерями.

3. Определены перспективные диэлектрические материалы, которые по своим физико-механическим и электрическим характеристикам могут быть использованы в конструкциях коаксиальных СВЧ соединителей, что позволит улучшить их электрические характеристики, расширить диапазон рабочих температур. Ввиду отсутствия данных о температурной зависимости электрофизических параметров некоторых материалов, для разработки

высокотемпературных соединителей необходимо провести исследование $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ материалов в диапазоне температур до плюс 300°C.

4. Выявлена необходимость разработки метода исследования температурных зависимостей и технологического контроля эффективных электрофизических параметров изоляторов сложной формы. Наиболее перспективным является метод, основанный на четвертьволновом коаксиальном резонаторе. Необходимо исследование паразитных эффектов, возникающих в таком резонаторе, и их аппроксимация с целью достижения необходимой точности измерения.

2 Исследование эффективной диэлектрической проницаемости изоляторов сложной формы методом четвертьволнового коаксиального резонатора

2.1 Основные элементы конструкции резонатора

Согласно (1.8) и (1.10), резонансная частота идеального четвертьволнового резонатора равна:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{L\sqrt{\varepsilon_{эфф}}} \quad (2.1)$$

Краевая емкость, возникающая на разомкнутом конце резонатора, приводит к уменьшению резонансной частоты. Этот эффект эквивалентен удлинению резонатора на величину $l_{П}$, пропорциональную краевой емкости разомкнутого конца или глубине проникания электромагнитного поля в круглый волновод [16]:

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{L\sqrt{\varepsilon_{эфф}} + l_{П}} \quad (2.2)$$

На рисунке 2.1. изображена модель четвертьволнового резонатора без возбуждителя с длиной центрального проводника $L = 5$ мм, диаметрами центрального проводника $a = 1,52$ мм и наружного проводника $b = 3,5$ мм. Размеры измеряемых изоляторов равны соответствующим размерам резонатора.

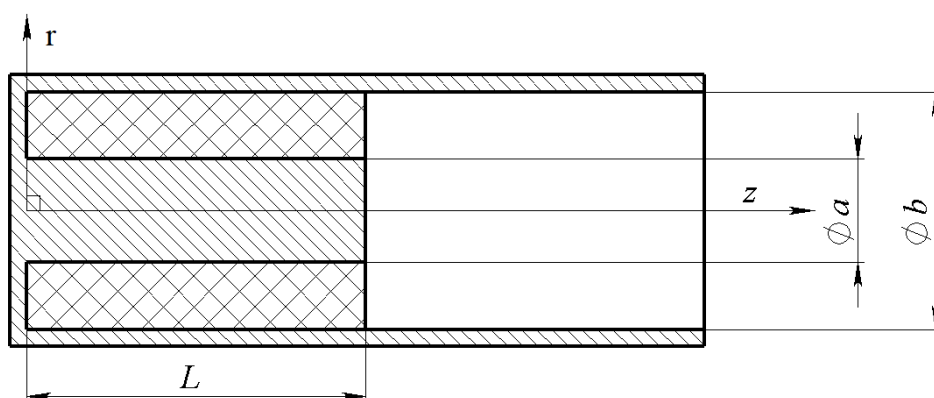


Рисунок 2.1 – Модель четвертьволнового резонатора

Минимальная длина центрального проводника резонатора L ограничена критической частотой коаксиальной линии (1.11). Максимальная – необходимым коэффициентом заполнения резонатора по E -полю (рисунок 2.2.).

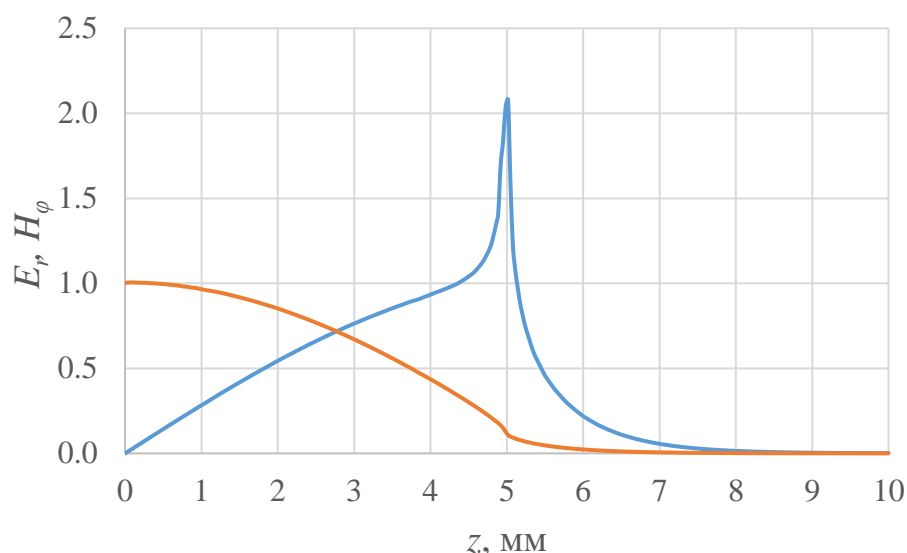


Рисунок 2.2 – Нормализованная амплитуда компонент поля в четвертьволновом резонаторе (рисунок 2.1) в зависимости от координаты z . $E_r(z)$ обозначена синей линией и $H_\varphi(z)$ – оранжевой линией

Исходя из зависимости $E_r(z)$ (рисунок 2.2.), можно сделать вывод, что чувствительность резонатора к $\varepsilon_{эфф}$ изолятора будет неоднородна вдоль оси z . Зона с минимальной чувствительностью находится рядом с возбудителем, с максимальной – у разомкнутого конца коаксиальной линии. Этот факт необходимо учитывать при измерении изоляторов с неравномерной структурой и с несквозными отверстиями, так как, в зависимости от стратегии обработки детали, отверстия могут изготавливаться разным инструментом, с перехватом, что может привести к изменению их формы и смещению осей.

Для обеспечения возможности размещения образцов изоляторов в резонаторе, их наружный диаметр должен быть меньше, а внутренний – больше, чем у проводников резонатора. Зазоры у наружного и центрального проводников приводят к уменьшению измеренного $\varepsilon_{эфф}$.

Минимальная длина круглого волновода определяется скоростью затухания поля в круглом волноводе (рисунок 2.2.). На расстоянии в $1/8\lambda_{кр}$ от конца коаксиальной линии амплитуда E_r компоненты спадает до пренебрежимо малых значений, поэтому длина круглой коаксиальной линии должна быть не меньше этой величины.

2.2 Оценка ошибки моделирования

Моделирование происходящих в резонаторе процессов в данной работе проводилось с помощью программного пакета CST Studio Suite [82]. Расчет проводился путем нахождения собственных резонансных мод структуры (Eigen mode solver) и путем анализа в частотной области (Frequency domain solver).

Была проведена серия симуляций с целью определения ошибки расчета резонансной частоты структуры при различных настройках точности, порядка аппроксимации поверхности и типа разбиения. Работа проводилась над двумя структурами – четвертьволновый резонатор без возбудителя (рисунок 2.1) и четвертьволновый резонатор с возбудителем (рисунок 2.3).

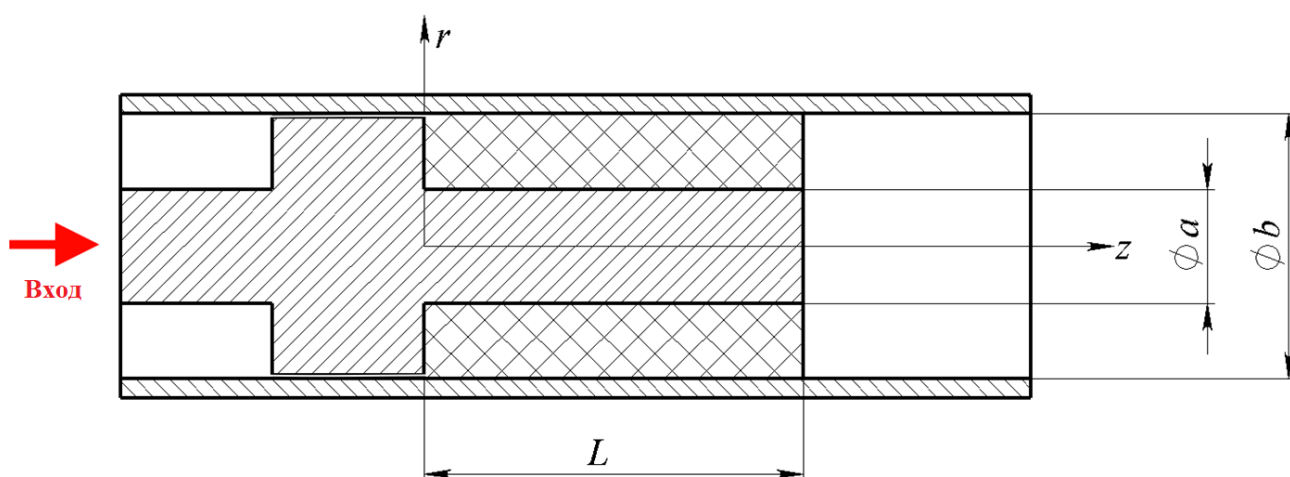


Рисунок 2.3 – Модель четвертьволнового резонатора с возбудителем

Результаты моделирования структуры без возбудителя представлены на рисунке 2.4, а структуры с возбудителем на рисунке 2.5. На вертикальной оси, dL соответствует ошибке определения эффективной длины резонатора на резонансной частоте в расчетном режиме относительно эталонного значения, соответствующего максимальной эффективной длине среди всех режимов. На горизонтальной оси – число ячеек разбиения N_m .

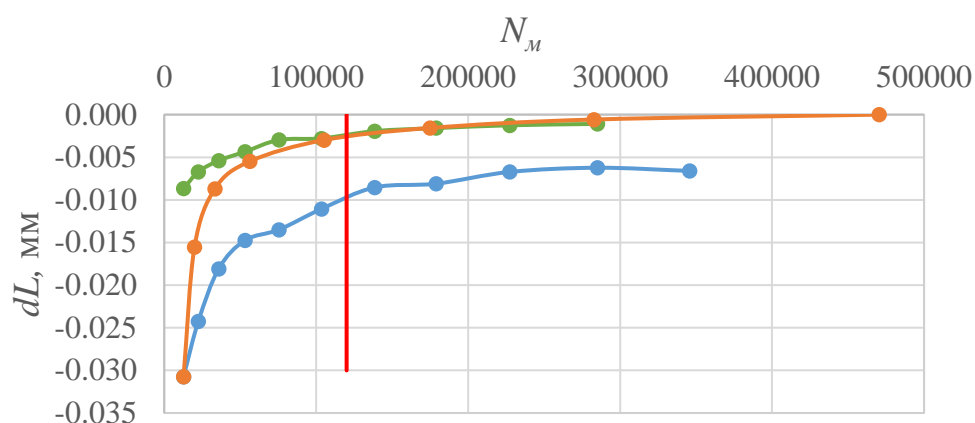


Рисунок 2.4 – Зависимость ошибки определения эффективной длины резонатора без возбудителя для трех режимов расчета. Синяя линия соответствует режиму с равномерным разбиением сетки, аппроксимацией 2 степени и точностью вычисления 10^{-7} , оранжевая линия – адаптивному разбиению сетки с аппроксимацией 2 степени и точностью 10^{-9} , зеленая линия – равномерному разбиению с аппроксимацией 3 степени и точности 10^{-9} .

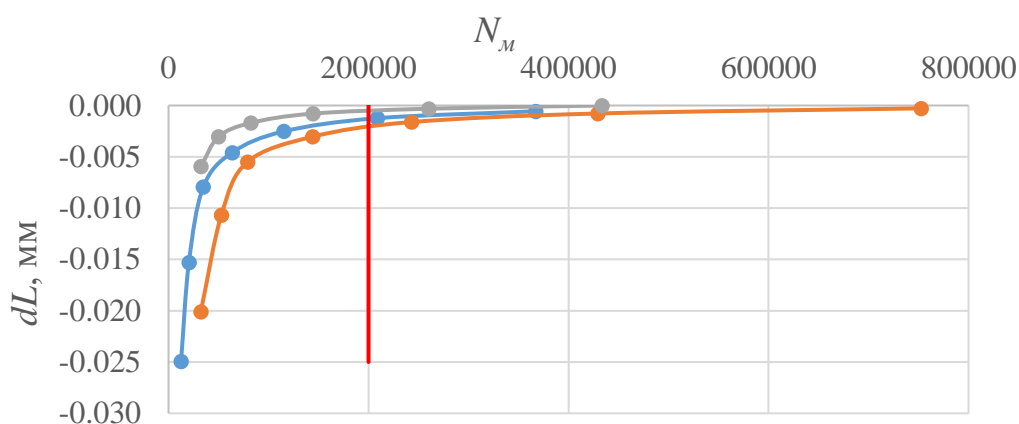


Рисунок 2.5 – Зависимость ошибки определения эффективной длины резонатора с возбудителем для трех режимов расчета. Синяя линия соответствует режиму с равномерным разбиением сетки, аппроксимацией 2 степени и точностью вычисления 10^{-6} , оранжевая линия – адаптивному разбиению сетки с аппроксимацией 2 степени и точностью 10^{-6} , серая линия – адаптивному разбиению с аппроксимацией 3 степени и точности 10^{-3} .

Результаты расчетов показали, что существенным для достижения высокой точности в данной задаче является выбор адаптивного разбиения сетки, так как равномерное разбиение не может гарантировать низкой погрешности расчета даже

при большом количестве ячеек (рисунок 2.5.). Применение любых других настроек, при расчете с числом ячеек более 120 000 для структуры без возбудителя и более 200 000 ячеек для структуры с возбудителем (пределы отмечены красными линиями на графиках), дает погрешность определения эффективной длины резонатора не более 2 мкм, что в пять раз превышает точность измерения длины центрального проводника резонатора доступными методами, и оказывает пренебрежимо малое влияние на общую погрешность разрабатываемой методики.

2.3 Учет влияния краевой емкости на резонансную частоту полого резонатора и резонатора с изолятором

Величина проникания поля в круглый волновод l_{II} может быть определена через величину краевой емкости согласно [63]:

$$C(f) = \frac{C_0}{\sqrt{1 - P \cdot f^2}}, \quad (2.3)$$

$$P = \frac{P}{P_{MAX}}, \quad (2.4)$$

$$P_{MAX} = 17.3875 \cdot b^2, \quad (2.5)$$

$$p = 0.52 + 0.0325 \cdot Z_0 - 7.495 \cdot 10^{-4} \cdot Z_0^2 + 6.854 \cdot 10^{-6} \cdot Z_0^3 - 2.331 \cdot 10^{-8} \cdot Z_0^4, \quad (2.6)$$

$$C_0 = \frac{2669.26 \cdot b \cdot Z_0^{0.095}}{5.95 + \ln(14.72 \cdot Z_0^{4.47467} + 1.102696 \cdot 10^6)} - 130.9 \cdot b, \quad (2.7)$$

где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии, C_0 – постоянная составляющая краевой емкости, $C(f)$ – величина краевой емкости с учетом частоты.

Приведенная аппроксимация учитывает частотную зависимость краевой емкости. Погрешность расчета не превышает 5% в диапазоне Z_0 10 ... 100 Ом (рисунок 1.13.). Но для получения более высокой точности лучше всего применить численное моделирование при помощи МКЭ.

Установка образца материала в резонатор приводит к уменьшению его резонансной частоты и влияет на величину l_{II} . Для исследования этого эффекта была проведена серия симуляций при помощи МКЭ. Диэлектрическая проницаемость образца выбиралась в диапазоне от 1 до 4. Данный диапазон включает ϵ всех используемых в настоящее время в соединителях пластиков.

Установленная зависимость $l_{II}(\varepsilon)$ была аппроксимирована выражением (2.8):

$$l_{II} = \frac{l_{II_0}}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (2.8)$$

где l_{II_0} – величина просачивания в пустом резонаторе, которая установлена по формулам (2.3) – (2.7) или МКЭ.

Для иллюстрации точности полученной аппроксимации на рисунке 2.6 приведена зависимость $l_{II}(\varepsilon)$ образца для резонатора с $b = 7,5$ мм, $a = 2,2$ мм и $L = 6$ мм.

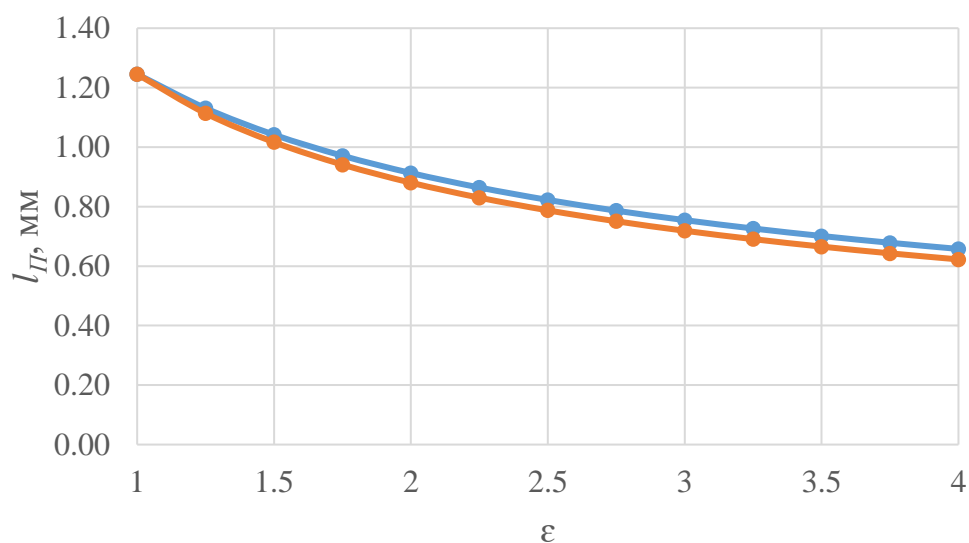


Рисунок 2.6 – Зависимость l_{II} от ε образца. Синяя линия – расчет МКЭ, оранжевая – аппроксимация [87]

Приведенная на рисунке 2.6 аппроксимация для изоляторов соединителей с интерфейсом тип N и SMA обеспечивает разницу с полученными при помощи МКЭ результатами не более 3% в диапазоне частот до 20 ГГц при длине изолятора, равной длине центрального проводника резонатора L .

2.4 Учет влияния возбуждителя

В качестве возбуждителя удобно использовать зазор в короткозамыкающей стенке, так как это позволяет изготавливать резонаторы, состоящие всего из двух деталей – корпуса и центрального проводника с возбуждителем (рисунок 2.7.) [16].

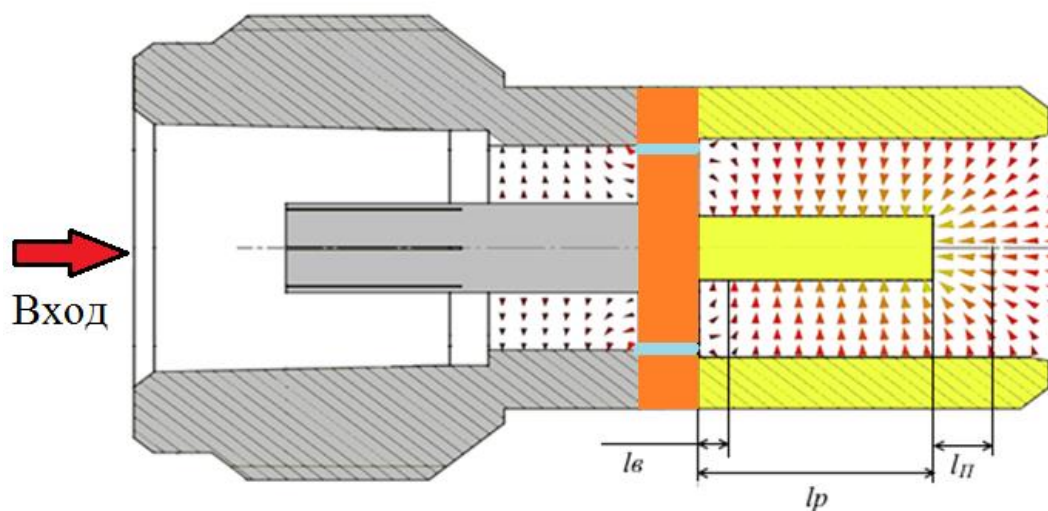


Рисунок 2.7 – Конфигурация электрической компоненты поля в резонаторе с возбудителем. Желтым цветом выделен резонатор, оранжевым – возбудитель, серым – интерфейс типа N для подключения измерительного оборудования [16].

Стрелками показаны направления силовых линий E -компоненты поля

Наиболее технологично изготавливать зазор с наружным диаметром близким к b , так как это позволяет увеличить толщину зазора при сохранении коэффициента связи.

Коэффициент связи часто выбирают как можно меньше, чтобы уменьшить нагруженность резонатора на внешние цепи, однако это приводит к увеличению ошибки измерения. Для однопортового резонатора оптимальным является коэффициент связи, обеспечивающий минимальный коэффициент отражения на резонансной частоте [69], при котором погрешность измерения импеданса резонатора минимальна.

Изменение коэффициента связи возможно путем изменения толщины зазора или толщины стенки. Увеличение толщины стенки приводит к увеличению потерь в ней и снижению добротности резонатора, поэтому в первую очередь должен быть выбран минимальный зазор, исходя из возможностей изготовления, а после этого подобрана толщина стенки. На практике величина зазора в возбудителе ограничена на уровне 15 ... 25 мкм.

Зависимость S_{11} резонатора от толщины стенки и величины зазора была исследована путем моделирования резонатора с возбудителем МКЭ. На рисунке

2.8а представлено семейство кривых для резонатора с разной толщиной стенки, а на рисунке 2.8б – для резонатора с различным зазором. Размеры основных элементов резонатора ($b = 7,5$ мм, $a = 2,2$ мм и $L = 6$ мм) соответствуют габаритам изоляторов серийно изготавливаемого соединителя типа N, который является частью контактной системы электромеханического СВЧ переключателя.

В ходе моделирования резонаторов изоляторов соединителей различных типов было установлено, что наблюдаемые изменения в резонансной частоте в них аналогичны.

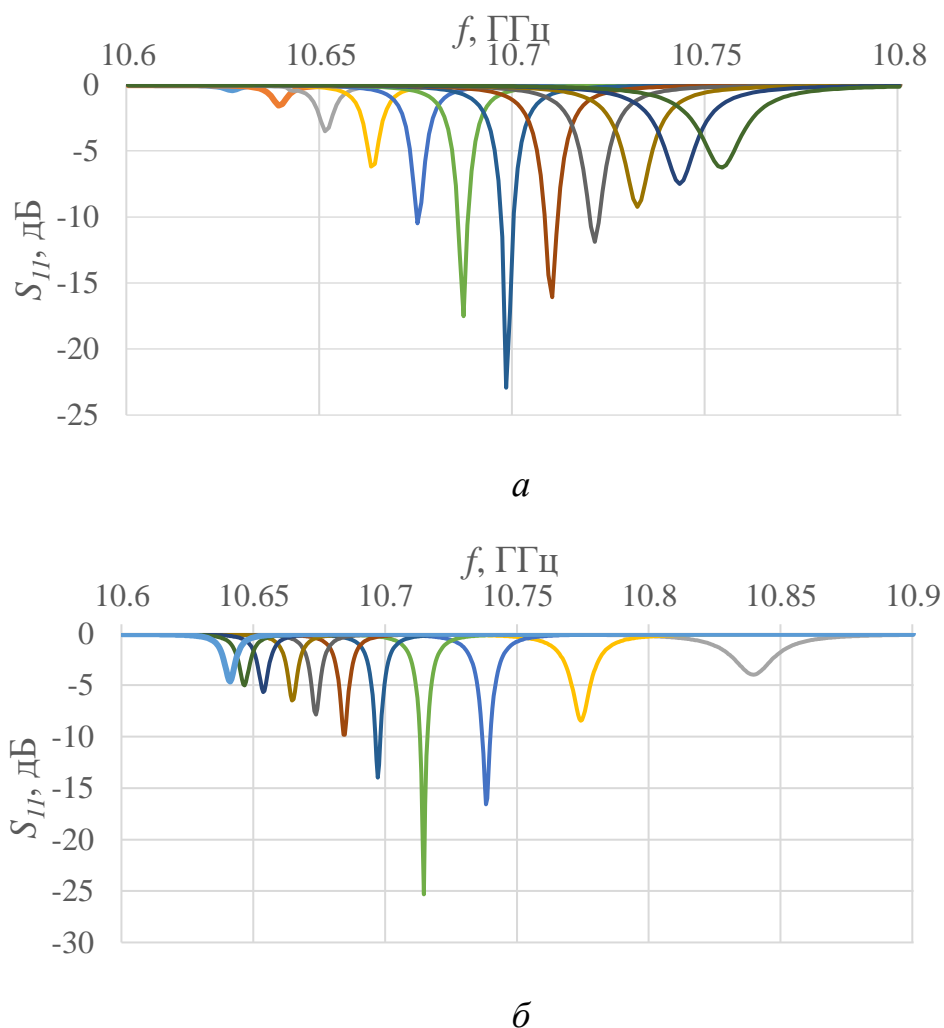


Рисунок 2.8 – S_{11} резонаторов с зазором от 60 мкм справа и до 5 мкм слева с шагом 5 мкм при толщине стенки 2,25 мм (а), и толщиной стенки от 1 мм справа и до 6 мм слева с шагом 0,5 мм при зазоре 30 мкм (б) [16]

Влияние величины зазора на f_0 практически линейно (рисунок 2.8а), и при его уменьшении до нуля резонансная частота становится равной частоте резонатора

без возбуждителя. Шаг изменения резонансной частоты при изменении зазора зависит от размеров конкретного резонатора.

Изменение f_0 от толщины стенки (рисунок 2.8б) зависит нелинейно, и с ее увеличением степень влияния ослабевает, поэтому f_0 резонатора с возбуждителем выше, чем f_0 без возбуждителя при любой толщине стенки.

Так как наличие возбуждителя уменьшает эффективную длину резонатора, это влияние может быть учтено, как (2.9):

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{L\sqrt{\varepsilon} + l_{II} - l_B}, \quad (2.9)$$

где L – длина центрального проводника коаксиальной линии резонатора, l_{II} – глубина просачивания поля в круглый волновод, l_B – поправка на влияние возбуждителя, c – скорость света в вакууме.

В реальном резонаторе из-за допусков на изготовление зазор имеет достаточно сложную форму, которая при этом может меняться при механических или тепловых воздействиях. Поэтому аналитический расчет коэффициента связи на основании результатов измерения размеров проводников возбуждителей резонаторов невозможен. Однако возможна оценка l_B по измеренному импедансу резонатора на резонансной частоте Z .

Зависимость $l_B(Z)$ была исследована путем моделирования резонаторов различных конфигураций при помощи МКЭ в программе CST Microwave Studio [82]. На основании полученных семейств зависимостей $S_{11}(f)$ были построены графики зависимости $l_B(\sqrt{Z})$ (рисунок 2.9).

Зависимости на рисунке 2.9. имеют линейный характер. Различный наклон линий определяется конфигурацией возбуждителя. Аддитивная составляющая линий близка к 0, поэтому единственным неизвестным параметром является их наклон.

Полученные зависимости были аппроксимированы как (2.10) [16]:

$$l_B = k \cdot \sqrt{Z}. \quad (2.10)$$

Коэффициент k может быть найден при измерении S_{11} пустого резонатора. Длина резонатора определяется путем непосредственного измерения, а величина

проникновения поля из коаксиальной линии в круглый волновод – по формулам (2.3) – (2.7) или МКЭ.

После нахождения наклона характеристики $l_B(\sqrt{Z})$ любые изменения в коэффициенте связи, связанные с внешними воздействиями могут быть легко найдены и учтены при расчете $\varepsilon_{эфф}$ образцов.

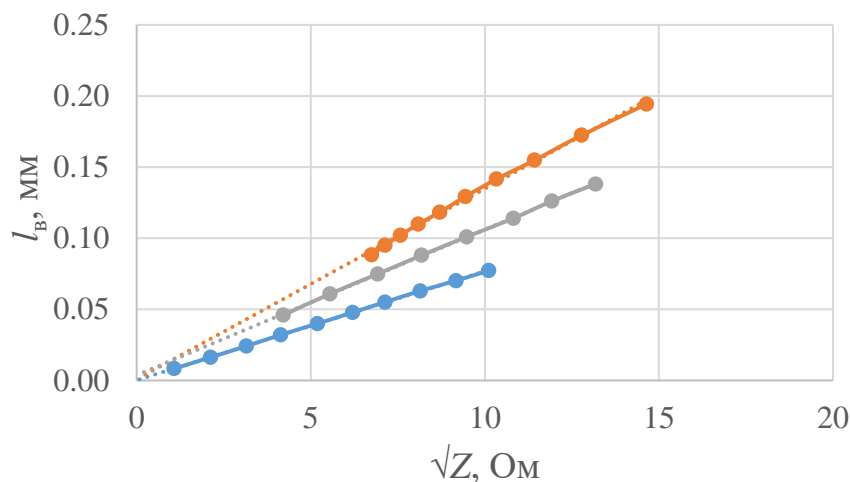


Рисунок 2.9 – Зависимость $l_B(\sqrt{Z})$ для резонаторов разной конфигурации: Синяя линия соответствует резонатору с $b = 7,5$ мм, $a = 1,54$ мм, толщина возбуждителя 2,25 мм, зазор от 5 мкм до 50 мкм; серая соответствует резонатору с $b = 4,1$ мм, $a = 1,3$ мм, толщина стенки 2,25 мм, зазор от 15 мкм до 50 мкм; оранжевая соответствует резонатору с $b = 7,5$ мм, $a = 3$ мм, зазором 45 мкм и толщиной стенки от 1 мм до 3,5 мм [16]

Наличие возбуждителя приводит к уменьшению эффективной длины резонатора. Если изолятор установлен вплотную к проводящей стенке возбуждителя, то ее диэлектрические параметры будут влиять на величину l_B .

Данный эффект был исследован при помощи МКЭ. В модели изменялась ε образца, а связанный с этим сдвиг резонансной частоты компенсировался изменением длины резонатора. Полученные зависимости $l_B(\varepsilon)$ были аппроксимированы (2.11):

$$l_B = l_{B_0} \cdot \sqrt{\varepsilon}, \quad (2.11)$$

где l_{B0} – влияние возбудителя в пустом резонаторе, l_B – влияние возбудителя в резонаторе с изолятором.

На рисунке 2.10. представлены полученные в результате моделирования зависимости $l_B(\epsilon)$ и результат аппроксимации по (2.11) для резонатора с $b = 7,5$ мм, $a = 2,2$ мм.

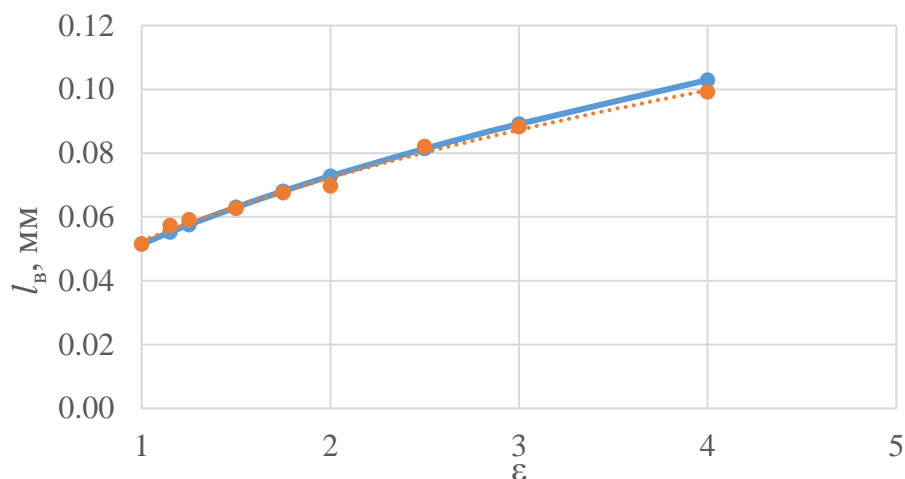


Рисунок 2.10 – Зависимость влияния возбудителя от ϵ образца.

Оранжевая линия соответствует модели, синяя – аппроксимации [16]

2.5 Случай неполного заполнения резонатора

На практике длина изолятора часто бывает неравна длине центрального проводника резонатора. Это объясняется тем, что проверить приходится много изоляторов и их длина может быть любой в пределах поля производственного допуска соответствующего размера, а модифицировать резонатор под каждую шайбу нерационально.

Рассмотрим случай, когда длина образца меньше длины центрального проводника на некоторую величину l_2 (рисунок 2.11). Длина изолятора l_1 должна быть получена путем измерения длины каждого образца, а l_2 находится через известную длину центрального проводника резонатора: $L=l_1+l_2$.

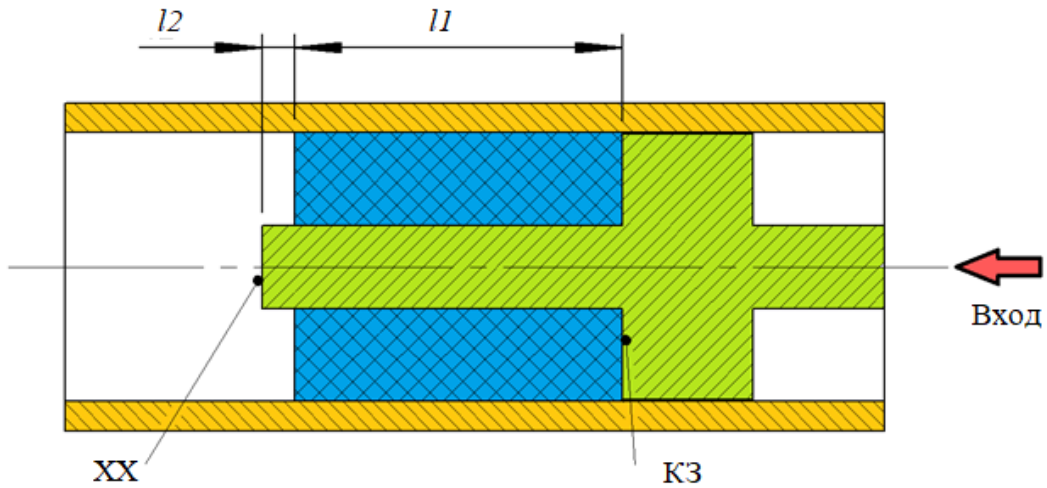


Рисунок 2.11 – Схема четвертьволнового резонатора с неполным заполнением [84]

Коаксиальную линию в резонаторе можно разделить на две части, которые отличаются материалом заполнения. На плоскости, находящейся на границе между этими частями, можно задать граничное условие – равенство радиальных электрических E_r и азимутальных магнитных H_φ компонент поля TEM волны. Если магнитная проницаемость материалов заполнения одинакова и образец с диэлектрической проницаемостью ϵ находится со стороны КЗ стенки, соотношение входных сопротивлений участков может быть найдено по (2.12), (2.13):

$$Z = \frac{E_r}{H_\varphi}, \quad (2.12)$$

$$Z_{КЗ} = \frac{Z_{XX}}{\sqrt{\epsilon}}. \quad (2.13)$$

Сопротивление нагрузки на расстоянии l трансформируется в сопротивление Z , которое может быть найдено через (2.14):

$$Z = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)}{Z_0 + jZ_l \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)}, \quad (2.14)$$

где Z_0 – волновое сопротивление линии передачи, Z_l – сопротивление нагрузки, λ – длина волны сигнала.

Входное сопротивление КЗ стенки на границе раздела:

$$Z_{K3} = jZ_{0K3} \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} l \right) = j \frac{W_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi f_0 \varepsilon \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}}{c} l_{K3} \right). \quad (2.15)$$

Входное сопротивление открытого конца:

$$Z_{XX} = -jZ_{0XX} \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} l \right) = -jW_0 \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi f_0 \sqrt{\varepsilon_0}}{c} l_{XX} \right), \quad (2.16)$$

где Z_{0XX} и Z_{0K3} – волновые сопротивления линий со стороны короткозамкнутой стенки и открытого конца резонатора, f_0 – резонансная частота, W_0 – волновое сопротивление пустого участка резонатора длиной l_2 , l_{XX} и l_{K3} – соответственно, длины частей резонатора со стороны XX и КЗ, $\varepsilon_{\text{эфф}}$, ε_0 – эффективная диэлектрическая проницаемость, соответственно, образца и окружающей среды [84].

Как и в случае с заполненным резонатором, на резонансную частоту будет оказывать влияние просачивание поля в круглый волновод, пропорциональное величине краевой емкости. Эта величина зависит от $\varepsilon_{\text{эфф}}$ образца, поэтому аппроксимация (2.8) должна быть уточнена для случая ненулевой l_2 .

Использование (2.9), (2.10) и (2.11), включающих аппроксимацию (2.8), позволяет рассчитать некоторое «среднее» значение ε , как если бы весь резонатор был заполнен равномерно при $l_2 = 0$.

Определение величины возникающей ошибки было выполнено путем моделирования резонатора без возбуждителя и без учета величины проникания поля в круглый волновод. Такой резонатор был получен путем зеркального отображения резонатора $\lambda/4$ относительно плоскости XX (рисунок 2.12). Получившаяся модель по конфигурации соответствовала полуволновому резонатору.

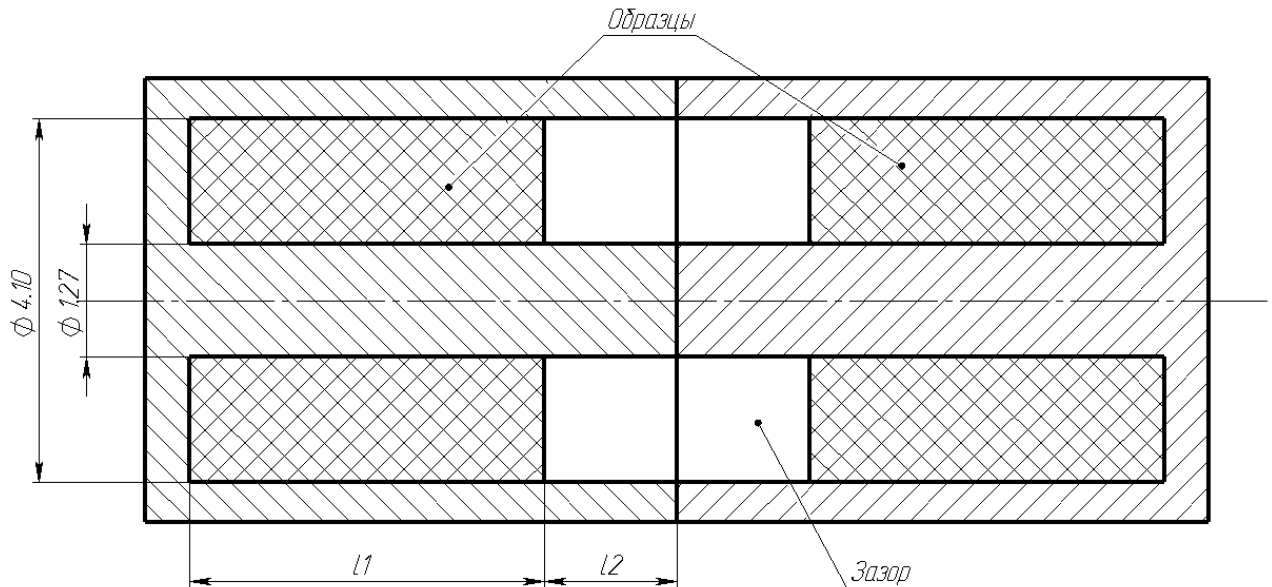


Рисунок 2.12 – Чертеж модели для определения величины средней ϵ резонатора с неполным заполнением

Общая длина получившегося полуволнового резонатора $L = l_1 + l_2$ составляла 11 мм. Диаметры центрального и наружного проводников соответствовали размерам изоляторов соединителей типа SMA. Длина образцов варьировалась от 5,5 мм до 0 мм с шагом 0,1 мм. Материал образца с $\epsilon = 2,06$.

При помощи МКЭ были найдены резонансные частоты резонатора при каждой длине изолятора. По найденным резонансным частотам был проведен расчет диэлектрической проницаемости, эквивалентной полностью заполненному резонатору (ϵ_{cp}) по формулам (2.15), (2.16).

Полученные значения ϵ_{cp} в каждой точке использовались для расчета $l_{п}$ по формуле (2.8) для четвертьволнового резонатора с размерами, равными половине резонатора на рисунке 2.12. Величина $l_{п0}$ также находилась при помощи МКЭ для уменьшения величины ошибки аппроксимации по (2.3) – (2.7).

Полученные значения $l_{п0}$ и ϵ_{cp} были использованы для расчета резонансных частот четвертьволнового резонатора по (2.17):

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{l_p \sqrt{\epsilon_{cp}} + \frac{l_{п0}}{\sqrt{\epsilon_{cp}}}}. \quad (2.17)$$

Рассчитанные f_0 сравнивались с f_0 , полученными в результате моделирования четвертьволновых резонаторов с неполным заполнением с помощью МКЭ. Зависимость ошибки расчета f_0 от величины рецессии диэлектрика изображена на рисунке 2.13.

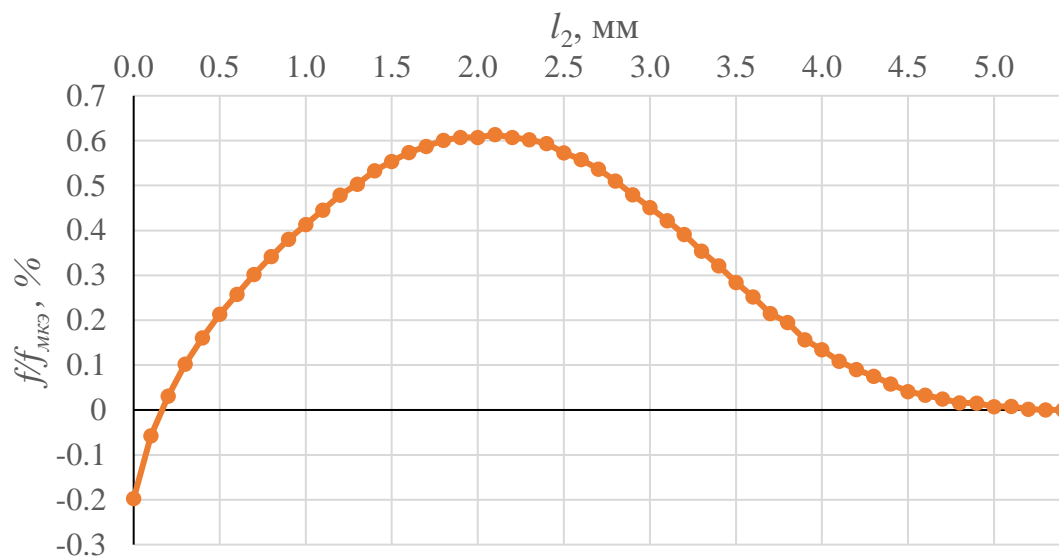


Рисунок 2.13 – Зависимость ошибки расчета резонансной частоты при аппроксимации l_{Π} по среднему значению ϵ [84]

Полученная зависимость на рисунке 2.13 свидетельствует о наличии существенной погрешности, которая достигает максимума при длине изолятора примерно равной половине длины резонатора. Величина ошибки зависит от длины образца и увеличивается с увеличением его $\epsilon_{\text{эфф}}$.

Альтернативным подходом учета зависимости l_{Π} от ϵ изолятора может быть рассмотрение $l_{\Pi 0}$ в качестве отрезка коаксиальной линии с волновым сопротивлением, равным Z_0 участка с заполнением воздухом, что фактически эквивалентно удлинению коаксиальной части резонатора на эту величину.

В уравнениях (2.15) и (2.16) необходимо подставить l_1 в качестве l_{K3} и сумму $l_{\Pi 0} + l_2$ в качестве $l_{\text{ХХ}}$. Для учета влияния возбудителя используются (2.10) и (2.11) с эквивалентной резонансной частотой резонатора без возбудителя. Эта частота находится путем расчета эквивалентной длины резонатора по измеренной резонансной частоте, затем вычитанием из нее l_6 , нахождением новой резонансной частоты резонатора с получившейся эквивалентной длиной. В результате

применения вышеизложенного к (2.15) и (2.16) получаются уравнения (2.18) и (2.19). Для расчета $\varepsilon_{эфф}$ необходимо их приравнять, взяв одно из них со знаком минус, и решить получившееся трансцендентное уравнение.

$$Z_{КЗ} = \frac{W_0}{\sqrt{\varepsilon_{эфф}}} \operatorname{tg} \left(\frac{2 \cdot \pi}{\frac{c}{f_{0\varepsilon}} - 4 \cdot k \cdot \sqrt{Z_\varepsilon \varepsilon_{эфф}}} \cdot l_1 \right), \quad (2.18)$$

$$Z_{ХХ} = W_0 \cdot \operatorname{ctg} \left(\frac{2 \cdot \pi}{\frac{c}{f_{0\varepsilon}} - 4 \cdot k \cdot \sqrt{Z_\varepsilon \varepsilon_{эфф}}} \cdot (l_{П0} + l_2) \right). \quad (2.19)$$

Для определения ошибки измерения, возникающей при расчете $\varepsilon_{эфф}$ по измеренной резонансной частоте по формулам (2.18), (2.19) с учетом $l_{П0}$ в виде отрезка коаксиальной линии, было проведено моделирование четвертьволнового резонатора с изолятором переменной длины. На основе полученных результатов была определена ошибка расчета резонансной частоты в зависимости от длины изолятора (рисунок 2.14).

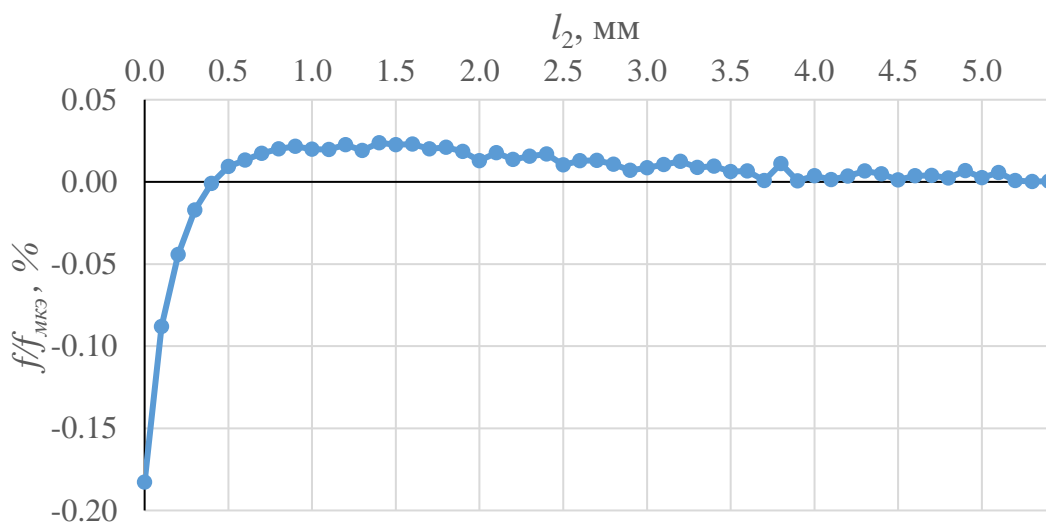


Рисунок 2.14 – Зависимость ошибки расчета резонансной частоты при аппроксимации $l_{П}$ в виде отрезка воздушной линии длиной $l_{П0}$ [84]

Полученные зависимости (рисунки 2.13, 2.14) свидетельствуют о том, что на краях диапазона, где резонатор можно считать либо полностью заполненным образцом диэлектрика, либо полностью заполненным воздухом, точность обоих

методов расчета практически одинакова. Однако второй метод гораздо лучше себя показывает в середине диапазона.

Из графика на рисунке 2.14 видно, что точность аппроксимации резко падает при величине l_2 менее $\sim 0,3$ мм. Величина ошибки зависит от $\varepsilon_{эфф}$ диэлектрика и коррелирует с аппроксимацией на рисунке 2.6.

В месте соединения коаксиальной линии и круглого волновода возникают волны высших типов, которые быстро затухают при отдалении от стыка линий передачи. При малой величине l_2 , образец попадает в область существования этих волн, что оказывает влияние на точность расчета.

Увеличение l_2 приводит к уменьшению коэффициента заполнения резонатора по электрической компоненте поля и, следовательно, к увеличению погрешности, так как частотный сдвиг, связанный с изменением $\varepsilon_{эфф}$ образца материала, будет уменьшаться.

Для оценки точности определения $\varepsilon_{эфф}$ в пакете электромагнитного моделирования CST Microwave Studio [82] была создана модель резонатора и рассчитаны ее резонансные частоты. Расчет $\varepsilon_{эфф}$ проводился по формулам (2.18), (2.19). Зависимость, выражающая разницу между рассчитанным и фактическим значениями $\varepsilon_{эфф}$ от величины l_2 , изображена на рисунке 2.15.

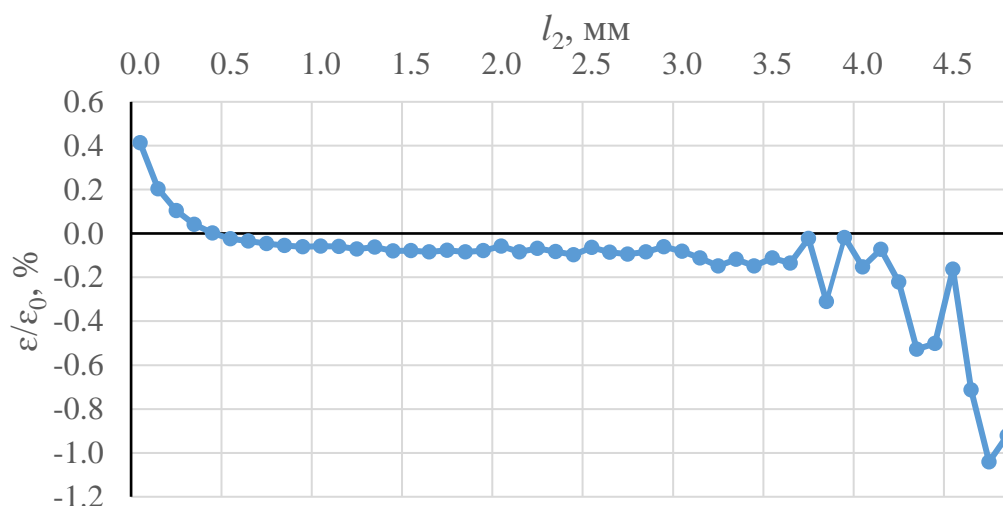


Рисунок 2.15 – Зависимость ошибки расчета ε образца от величины l_2 [84]

Полученный график в целом повторяет зависимость из рисунка 2.14. Погрешность расчета ε образца растет с уменьшением толщины изолятора, что

объясняется уменьшением коэффициента заполнения. Рост погрешности определения ε при малых толщинах изолятора связан с погрешностью вычисления резонансных частот МКЭ, которая зависит от используемой величины гранулярности сетки, расположения ее ячеек, точности вычисления параметров [82].

2.6 Измерение диэлектрической проницаемости изоляторов в резонаторе

Методика измерения диэлектрической проницаемости изоляторов коаксиальных соединителей состоит из следующих шагов:

1. Измерение длины центрального проводника резонатора L , диаметров центрального и наружного проводников коаксиальной линии.
2. Расчет $l_{\Pi 0}$ для стыка круглого волновода и коаксиальной линии с размерами равными размерам соответствующих линий в резонаторе.
3. Нахождение нижней резонансной частоты пустого резонатора f_0 , которая соответствует четвертьволновому резонансу.
4. Измерение импеданса резонатора Z_0 на f_0 .
5. Нахождение коэффициента k из уравнения (2.20), полученного путем подстановки (2.10) и (2.11) в (2.9) и выражения из него k при $\varepsilon=0$:

$$k = \frac{L + l_{\Pi 0} - \frac{c}{4f_0}}{\sqrt{Z_0}}. \quad (2.20)$$

6. Нахождение нижней резонансной частоты резонатора с образцом изолятора $f_{0\varepsilon}$.
7. Измерение импеданса резонатора Z_ε с изолятором на $f_{0\varepsilon}$.
8. Для полного заполнения расчет $\varepsilon_{эфф}$ проводится по (2.21), полученной путем подстановки (2.10) и (2.11) в (2.9) и выражения $\varepsilon_{эфф}$:

$$\varepsilon_{эфф} = \left(\frac{\frac{c}{4f_{0\varepsilon}} + \sqrt{\frac{c^2}{16f_{0\varepsilon}^2} - 4(L - k\sqrt{Z_\varepsilon})l_{\Pi 0}}}{2(L - k\sqrt{Z_\varepsilon})} \right)^2. \quad (2.21)$$

Для неполного заполнения расчет $\varepsilon_{эфф}$ необходимо проводить через решение трансцендентного уравнения (2.22), полученного путем приравнивания (2.18) и (2.19):

$$ctg \left(\frac{2 \cdot \pi}{\frac{c}{f_{0\varepsilon}} - 4 \cdot k \cdot \sqrt{Z_\varepsilon \varepsilon_{эфф}}} \cdot (l_{П_0} + l_2) \right) = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{эфф}}} tg \left(\frac{2 \cdot \pi}{\frac{c}{f_{0\varepsilon}} - 4 \cdot k \cdot \sqrt{Z_\varepsilon \varepsilon_{эфф}}} \cdot l_1 \sqrt{\varepsilon_{эфф}} \right). \quad (2.22)$$

Разработанная методика была использована для измерения и расчета параметров изоляторов соединителя типа N (рисунок 2.16) [16].



Рисунок 2.16 – Внешний вид измеряемых изоляторов и резонаторов: 1 – корпус резонатора № 1, 2 – центральный проводник с возбуждателем резонатора № 1, 3 – изолятор из ПЭЭК, 4 – изолятор из AR200, 5 – корпус резонатора № 2, 6 – центральный проводник с возбуждателем резонатора № 2, 7 – изолятор из ПИ, 8 – удлиненный полностью позолоченный центральный проводник резонатора №2

Резонаторы состоят из двух деталей: центральных проводников с возбуждателями и корпусов. Центральные проводники резонаторов покрыты золотом. Возбудитель сформирован из припаянного к центральному проводнику медного кольца. Корпус резонатора для AR200 и ПЭЭК покрыт серебром, а для ПИ – никелем. Входной порт резонатора имеет стандартный интерфейс в виде розетки типа N.

Основные геометрические размеры резонаторов и изоляторов измерялись при помощи микрометров и индикаторов часового типа. Результаты измерения представлены в таблице 2.1 [16].

Таблица 2.1 – Геометрические размеры резонаторов

№	Изолятор	L , мм	a , мм	b , мм	Толщина стенки возбудителя, мм	Величина зазора, мм
1.	AR200, ПЭЭК	5,40	2,20	7,50	2,00	~0,04
2.	Полиимид	5,40	1,54	6,90	1,25	~0,02

Образцы были выполнены из трех материалов: ПЭЭК, ПИ и AR200. В образце из ПЭЭК были выполнены внутренние полости в виде сегментов для снижения $\varepsilon_{эфф}$ и ее приближения к параметрам материала AR200. Подробнее это описано в главе 4.

Диэлектрические параметры материалов AR200 и ПЭЭК были предварительно измерены методом объемного резонатора для стержневых образцов H_{01p} по ГОСТ8.623–2015. Образцы представляли собой стержни диаметром 10 мм, длиной 70 мм.

Параметры ПИ измерены на установке [91]. Образец представлял собой диск диаметром 50мм, толщиной 5 мм. Выбор метода [91] продиктован формой заготовок ПИ, из которой было невозможно изготовление стержней для резонатора H_{01p} .

Измеряемые образцы были изготовлены из материалов тех же партий, из которых изготавливались изоляторы для метода четвертьволнового резонатора. Результаты измерения представлены в таблице 2.2 [16].

Таблица 2.2 – Диэлектрические параметры измеряемых материалов

Материал	ε	$tg\delta$	f_0 , ГГц
AR200	$2,06 \pm 2\%$	$5,7 \times 10^{-4} \pm 20\%$	9,93
ПЭЭК	$3,20 \pm 2\%$	$3,1 \times 10^{-3} \pm 20\%$	9,67
ПИ	$3,23 \pm 1\%$	$1,8 \times 10^{-3} \pm 20\%$	7,84

Измерения комплексного коэффициента отражения от резонаторов проводились на векторном анализаторе цепей (ВАЦ) Keysight E5071C. Калибровка

проводилась калибровочным набором Микран НКММ–11Р в сечении соединителя типа N, к которому подключались резонаторы. Опорная плоскость смещалась к возбуждателю (рисунок 2.16).

Результаты измерений и расчетов параметров изоляторов представлены в таблице 2.3 [16].

Таблица 2.3 – Результаты измерений и расчета диэлектрической проницаемости изоляторов

Изолятор	f_0 , МГц	Z_0 , Ом	k	$l_{п0}$, мм	ϵ
Резонатор № 1					
Воздух	11505	54,5	0,017	1,245	1,000
AR200	8958	117,6	0,017	1,245	2,085
ПЭЭК	8988	55,9	0,017	1,245	2,016
Резонатор № 2					
Воздух	11757	10,3	0,027	1,060	1,000
ПИ	7671	85,4	0,027	1,060	3,168

Результаты, полученные методом четвертьволнового резонатора с помощью предложенных аппроксимаций, отличаются от результатов измерений на эталонной установке не более чем на 2% от номинального значения ϵ .

2.7 Оценка точности методики

Экспериментальная проверка точности измерения и расчета $\epsilon_{эфф}$ изолятора была проведена на резонаторе №2 (рисунок 2.16) с центральным проводником №8. Габариты резонатора: $b=7,5$ мм, $a=2,03$ мм, $L=6,41$ мм.

Измерялись параметры 55 образцов изоляторов, выполненных из материала AR200. Наружный диаметр изоляторов составляет 7,5 мм, внутренний 2,2 мм, длина изоляторов варьировалась от 5,21 мм до 5,24 мм. Расчет проводился для случая с неполным заполнением резонатора.

Распределение изоляторов по величине $\epsilon_{эфф}$ представлено на рисунке 2.17.

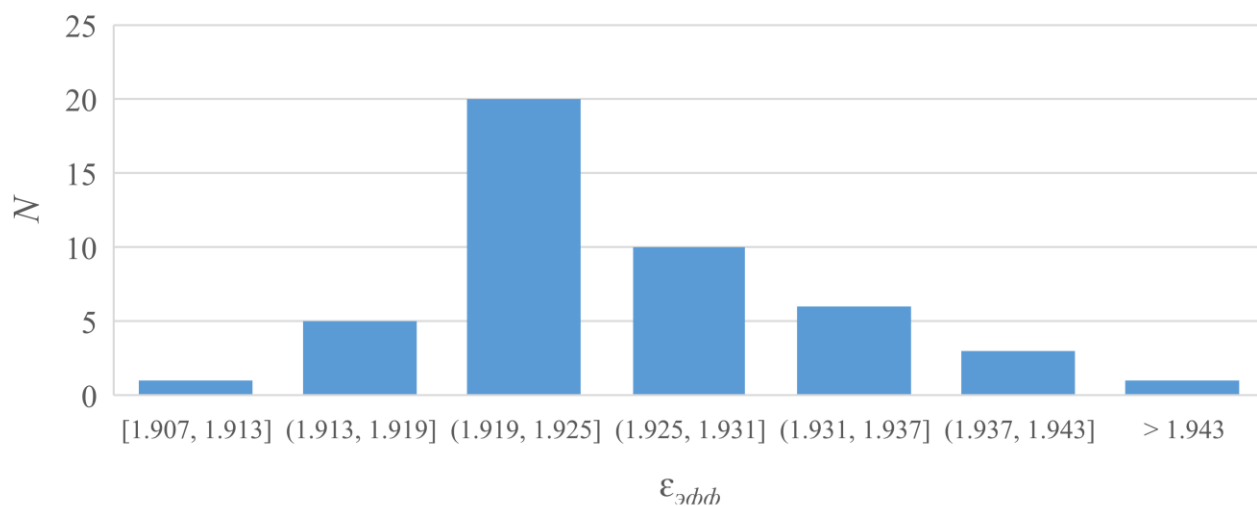


Рисунок 2.17 – Распределение изоляторов по величине $\epsilon_{эфф}$

Полученное распределение несимметрично в сторону больших значений $\epsilon_{эфф}$ из-за наличия зазоров между некоторыми изоляторами и возбудителем, возникающее при установке изоляторов.

Среднее значение $\epsilon_{эфф}$ изоляторов составило 1,929. Максимальное значение составило 1,960, минимальное - 1,907. Стандартное отклонение 0,64%, доверительный интервал составил 0,003 для вероятности 95%.

Эффективная диэлектрическая проницаемость изолятора из AR200 с $\epsilon_{эфф} = 2,06$ и с размерами $D=7,5$ мм, $d=2,20$ мм установленного в линии с размерами $D=7,5$ мм, $d=2,03$ мм, полученная по результатам численного моделирования материала, составила 1,938. Данное значение использовано в качестве эталонного.

Полученное среднее значение по выборке отличается от эталонного значения на 0,47%. Максимальное отклонение от эталона составило 1,59%.

Была проведена оценка общей погрешности методики путем оценки вклада погрешностей измерения исходных величин (таблица 2.4).

Таблица 2.4. Величины погрешности входных данных для расчета

Параметр	l_1 , мм	$l_{по}$, мм	L , мм	f , ГГц	Z
Δ	0,010	0,002	0,010	0,0001	$1,0116 \cdot \Gamma + 0,004$
Θ , %	0,290	0,330	1,290	0,0100	0,270

Рассчитанная величина вклада каждой из компонентов в общую погрешность представлена на рисунке 2.18.

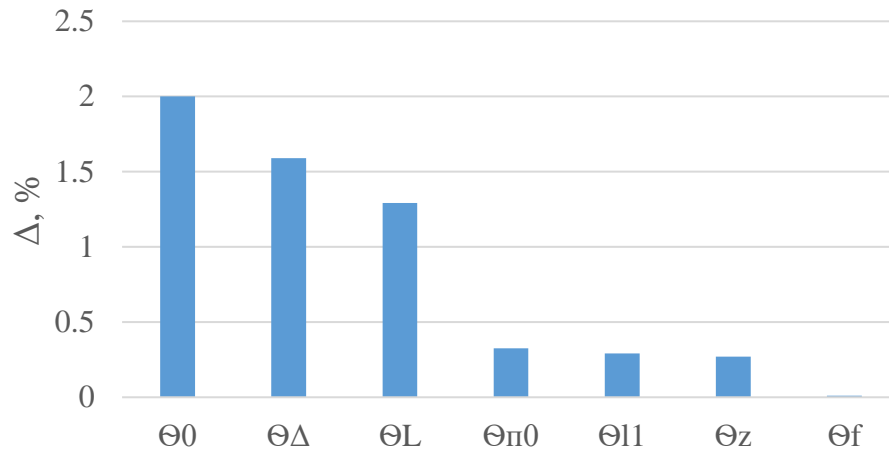


Рисунок 2.18 – Вклад погрешностей входных данных в общую погрешность расчета

Общее значение погрешности метода с учетом экспериментальных данных и вклада погрешности входных данных получено как среднее геометрическое значение по ГОСТ Р 8.736–2011 для доверительной вероятности 95% при $k=1.1$ (2.23):

$$\theta_{\Sigma} = k \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_i^2} = k \sqrt{\theta_{l1}^2 + \theta_L^2 + \theta_{ln0}^2 + \theta_f^2 + \theta_z^2 + \theta_{\Delta}^2 + \theta_0^2} = 3.67\%, \quad (2.23)$$

где $\theta_{\Delta} = 1,59\%$ – погрешность, связанная с методикой, соответствующая максимальному отклонению $\varepsilon_{эфф}$ от среднего значения, $\theta_0 = 2\%$ – погрешность измерения эталонного значения ε .

Результаты экспериментов и проведенные расчеты позволяют оценить общую погрешность методики измерения эффективной диэлектрической проницаемости изоляторов на уровне не более 4%.

Выводы по главе 2

В результате проведенной работы:

1. Выявлены паразитные эффекты, влияющие на резонансную частоту резонатора, и предложены аппроксимации, позволяющие учесть влияние этих эффектов на резонансную частоту четвертьволнового резонатора.

2. Проведены измерения параметров изоляторов с использованием предложенных аппроксимаций с оценкой погрешности методики.

3. На основе предложенных аппроксимаций разработана и внедрена в производство на АО «Иркутский релейный завод» методика измерения эффективной диэлектрической проницаемости изоляторов коаксиальных соединителей, что подтверждено актом внедрения. Внедрение методики позволило снизить затраты на контроль качества и исключить отбраковку годных деталей.

3 Разработка и исследование параметров коаксиальных СВЧ соединителей с повышенной работоспособностью в температурном диапазоне до плюс 300°С

3.1 Методика расчета $tg\delta$ образцов изоляторов

Резонансные методы измерения диэлектрических параметров образцов позволяют рассчитать $tg\delta$ через определение добротности резонанса, возникающей в резонаторе с образцом.

На добротность резонанса помимо величины $tg\delta$ материала образца влияют омические потери в проводниках резонатора, потери в среде, заполняющей резонатор, и потери на излучение (3.1) [37]:

$$\frac{1}{Q_{0\epsilon}} = \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_\delta} + \frac{1}{Q_{rad}}, \quad (3.1)$$

где $Q_{0\epsilon}$ – собственная добротность резонатора с образцом, Q_R – омическая добротность резонатора с образцом, Q_{rad} – добротность, связанная с потерями на излучение, Q_δ – добротность, связанная с образцом.

Добротность, связанная с потерями на излучение, выражается как (3.2) [37]:

$$\frac{1}{Q_{rad}} = \frac{P_{rad}}{\omega \cdot W_\Sigma}, \quad (3.2)$$

где P_{rad} – излученная мощность, W_Σ – суммарная энергия электрического или магнитного поля в резонаторе.

В четвертьволновом резонаторе с отрезком коаксиальной линии, переходящей в круглый волновод, работающий на частоте резонанса в закритическом режиме, $P_{rad} = 0 \Rightarrow Q_{rad}^{-1} = 0$.

Значительное паразитное влияние на добротность четвертьволнового резонатора оказывает Q_R , величина которой зависит от размеров проводников, которые в четвертьволновом резонаторе равны соответствующим размерам измеряемых изоляторов.

В резонаторах, предназначенных для изоляторов соединителей типа N, достижима собственная добротность порядка 1000 [84]. Такая добротность оказывает существенное влияние на результат измерений $tg\delta_{эфф}$ изоляторов, выполненных из материалов с малыми потерями, такими как: Ф–4, AR200,

полистирол, полиэтилен [29]. У четвертьволновых резонаторов для изоляторов субминиатюрных соединителей [11] собственная добротность будет еще ниже, поэтому необходим учет величины Q_R в процессе расчета $tg\delta_{эфф}$.

Q_R может быть выражена через энергию поля в резонаторе и мощность потерь (3.3), (3.4) [37]:

$$Q_R = \frac{P_R}{\omega \cdot W_\Sigma}, \quad (3.3)$$

$$P_R = \frac{R_S}{2} \oint_S |H_\tau|^2 dS, \quad (3.4)$$

где H_τ – касательная к стенке компонента поля H , R_S – сопротивление проводящих стенок на частоте резонанса, S – проводящая поверхность резонатора.

Q_R соответствует добротности резонатора с образцом, у которого $\varepsilon_{эфф}$ равна измеряемому, но при этом $tg\delta_{эфф} = 0$. Существование такого образца часто физически невозможно, поэтому для нахождения Q_R необходимо воспользоваться аналитическим расчетом этого параметра или аппроксимацией.

Использование в качестве Q_R добротности резонатора без образца приводит к возникновению ошибки, которая обусловлена разностью резонансных частот резонатора с образцом и без образца, а, следовательно, разным распределением поля. Частотный сдвиг зависит от $\varepsilon_{эфф}$ образца и достигает достаточно больших значений при большом $\varepsilon_{эфф}$ и из-за большого коэффициента заполнения резонатора по электрическому полю K_{IE} .

Коаксиальный резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии, поэтому можно предположить, что в нем будет наблюдаться такая же зависимость R_S от частоты (3.5) [37]:

$$R_S(f_\varepsilon) = R_S(f_0) \sqrt{\frac{f_{0\varepsilon}}{f_0}}. \quad (3.5)$$

Следовательно, Q_R можно рассчитать по формуле (3.6) [84]:

$$Q_R = Q_{\sigma\varepsilon} = \sqrt{\frac{f_0}{f_{0\varepsilon}}} \cdot Q_0, \quad (3.6)$$

где Q_0 – собственная добротность резонатора без образца, $Q_{\sigma\varepsilon}$ – собственная добротность резонатора с образцом без потерь.

Влияние образца на добротность резонанса Q_δ зависит от $tg\delta$ образца и K_{IE} (3.7) [37]:

$$\frac{1}{Q_\delta} = \frac{P_\delta}{\omega \cdot W_\Sigma} = K_{IE} \cdot tg\delta. \quad (3.7)$$

По определению, K_{IE} равен отношению электрической энергии в образце к полному запасу энергии резонатора (3.8) [37]:

$$K_{IE} = \frac{W_{1E}}{W_\Sigma}. \quad (3.8)$$

Чувствительность резонансной частоты к диэлектрической проницаемости образца связана с K_{IE} [37] и может быть выражена через (3.9):

$$K_{IE} = -2 \frac{\varepsilon_1}{\omega} \frac{\partial \omega}{\partial \varepsilon_1} = -2 \frac{\varepsilon_1}{f_0} \frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon_1}, \quad (3.9)$$

где ε_1 – диэлектрическая проницаемость интересующей области.

Выражение (3.5) удобно использовать для нахождения K_{IE} при помощи МКЭ. Для этого можно провести две симуляции с небольшим изменением ε образца, а полученный частотный сдвиг позволит рассчитать K_{IE} .

С учетом вышеизложенного, $tg\delta_{эфф}$ изолятора в четвертьволновом резонаторе может быть найден с помощью (3.10), полученного в результате подстановки (3.6) и (3.7) в (3.1) и выражения $tg\delta_{эфф}$:

$$tg\delta_{эфф} = \frac{1}{K_{IE}} \cdot \left(\frac{1}{Q_{0\varepsilon}} - \sqrt{\frac{f_{0\varepsilon}}{f_0}} \cdot \frac{1}{Q_0} \right). \quad (3.10)$$

Для расчета по (3.10) используются добротности, полученные путем измерения S -параметров четвертьволнового резонатора, включенного в измерительный тракт. На основании полученного значения нагруженной добротности рассчитывается собственная добротность (3.11) [84]:

$$Q_c = \left(\frac{Z}{W} \right) \cdot Q_n, \quad (3.11)$$

где Q_c – собственная добротность, Q_n – нагруженная добротность, Z – импеданс резонатора на резонансной частоте, W – волновое сопротивление измерительного тракта.

В однопортовых резонаторах нагруженная добротность, как правило, определяется на основании измеренного коэффициента отражения по уровню минус 3 дБ. В случае с резонатором со слабой связью, резонанс может иметь такую же величину или меньшую. В таком случае, уровень, по которому должна находиться Q_n , может быть найден через пересчет S_{11} в эквивалентный S_{21} при условии наличия только потерь на отражение, а затем нахождения S_{11} на уровнях на 3 дБ ниже S_{21} [92].

Альтернативный способ заключается в нахождении частот f_3 и f_4 , на которых фаза коэффициента отражения отличается от f_0 на плюс 45° и минус 45° соответственно, и расчете Q_n через (3.12):

$$Q_n = \frac{f_0}{f_3 - f_4}. \quad (3.12)$$

Таким образом, собственная добротность может быть найдена из (3.13), полученного путем подстановки (3.12) в (3.11):

$$Q_c = \left(\frac{Z}{W} \right) \cdot \frac{f_0}{f_3 - f_4}. \quad (3.13)$$

Описанные в данном разделе выражения использовались для расчета $tg\delta_{эфф}$ изоляторов различной конфигурации в нормальных условиях. При проведении измерений в условиях температуры окружающей среды, отличающейся от нормальных, использовалась Q_0 , измеренная в тех же условиях, что и $Q_{0\epsilon}$.

Для измерения и расчета $tg\delta_{эфф}$ по предлагаемой методике необходимо:

1. Найти нижнюю резонансную частоту пустого резонатора f_0 , которая соответствует четвертьволновому резонансу;
2. Определить собственную добротность на f_0 (Q_{n0}) с помощью (3.13);
3. Найти нижнюю резонансную частоту резонатора с образцом изолятора $f_{0\epsilon}$;
4. Определить собственную добротность на $f_{0\epsilon}$ ($Q_{n0\epsilon}$) с помощью (3.13);
5. Определить коэффициент заполнения резонатора по электрическому полю K_{1E} ;
6. Рассчитать $tg\delta_{эфф}$ с помощью (3.10).

3.2 Измерение и расчет $\text{tg}\delta$ образцов изоляторов

Экспериментальная проверка методики расчета $\text{tg}\delta_{эфф}$ проводилась путем измерения параметров группы изоляторов из AR200, прошедшей процедуру измерения и расчета $\varepsilon_{эфф}$ в подразделе 2.7.

Полученные в результате проведенных измерений значения собственной добротности резонаторов с образцами находились в пределах 600 ... 700 на частотах 8,42 ГГц ... 8,53 ГГц. Собственная добротность пустого резонатора составила 870 на частоте 9,98 ГГц.

Полученное распределение изоляторов по величине рассчитанного $\text{tg}\delta_{эфф}$ представлено на рисунке 3.1.

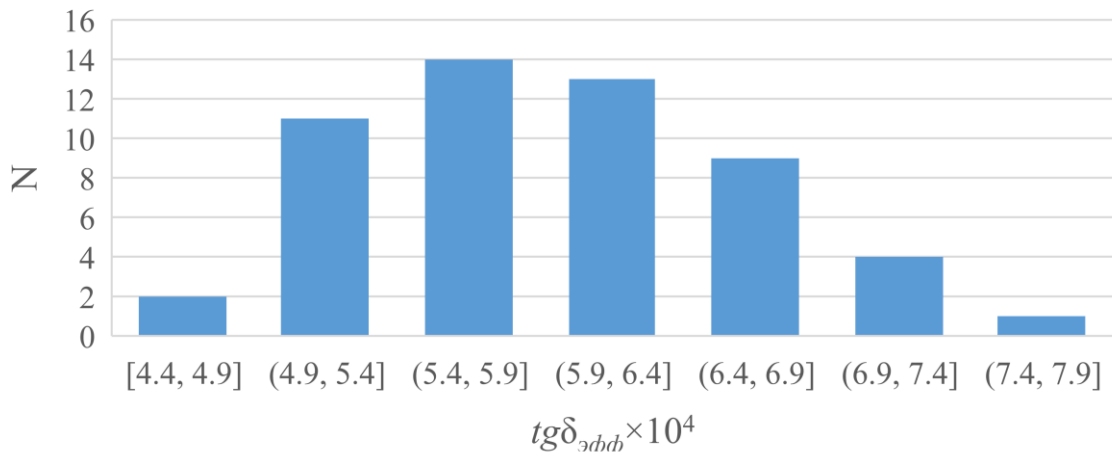


Рисунок 3.1 – Распределение изоляторов по величине $\text{tg}\delta_{эфф}$

Полученное распределение, как и в случае с расчетом $\varepsilon_{эфф}$ в разделе 2.7, имеет некоторую, хотя и менее выраженную, асимметрию из-за наличия в некоторых случаях зазоров между изоляторами и возбуждателем.

Рассчитанные значения находятся в диапазоне от $4,4 \times 10^{-4}$ до $7,5 \times 10^{-4}$. Среднее значение полученного $\text{tg}\delta_{эфф}$ составило $5,9 \times 10^{-4}$, что на 3,5% отличается от значения, полученного на эталонной установке (таблица 2.2). Максимальное отклонение от среднего значения составило 27%. Доверительный интервал составил $0,2 \times 10^{-4}$ при стандартном отклонении $0,7 \times 10^{-4}$ для вероятности 95%.

3.3 Разработка и измерение параметров модифицированного КМПП с контролем $tg\delta$ изоляторов в нормальных условиях

Одной из задач данного исследования является разработка и оптимизация параметров КМПП с рабочим температурным диапазоном до плюс 300°C.

В настоящее время на ряде отечественных предприятий серийно выпускается КМПП СРГ–50–751 (рисунок 3.2), имеющий множество аналогов, которые отличаются коаксиальным интерфейсом, типом покрытия, применяемыми материалами, категорией качества.

Диапазон рабочих частот соединителя сверху ограничен критической частотой металлостеклянного спая, которая составляет 18 ГГц. Некоторые образцы работоспособны до 20 ГГц, что объясняется малой длиной промежутка линии передачи, заполненной стеклом и малым эксцентриситетом центрального проводника металлостеклянного спая [84], благодаря чему волны высших типов не возбуждаются.



Рисунок 3.2 – Внешний вид соединителя СРГ–50–751

Герметичность КМПП обеспечивается спаем стекла С–52–1 со сплавом 29НК. Данные материалы имеют согласованный коэффициент теплового линейного расширения и обеспечивают прочность спая в широком температурном диапазоне.

Со стороны, предназначенной для подключения ответных коаксиальных соединителей тип IX вар. 1 или SMA, находится изолятор, выполненный из Ф–4 (рисунок 3.3).

Центральный проводник с двумя цангами обеспечивает необходимое по ГОСТ РВ 51914–2002 усилие сочленения ответного соединителя с центральным проводником. С помощью одной из цанг эта деталь крепится к проводнику, являющемуся частью металlostеклянного спая, и дополнительно удерживается изолятором – для исключения вырывания цанги при расчленении соединителей. Изолятор крепится к корпусу соединителя при помощи кернения в нескольких точках.

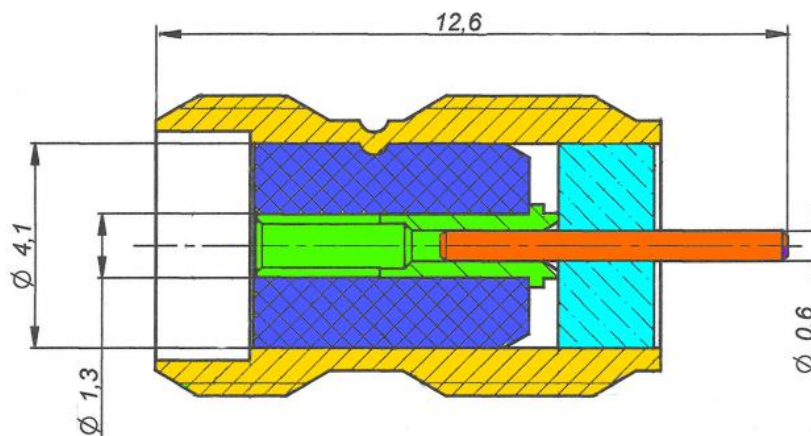


Рисунок 3.3 – Внутреннее устройство соединителя SRG–50–751. Синим цветом обозначен изолятор из Ф–4, голубым – стекло С–52, желтым – корпус, оранжевым – центральный проводник металlostеклянного спая, зеленым – центральный проводник с двумя цангами [84]

Способность соединителя работать при температурах окружающей среды до плюс 300°C ограничена тепловыми зависимостями физических характеристик Ф–4. Модуль упругости ПТФЭ падает в 3 раза при повышении температуры с плюс 150°C до плюс 250°C, твердость падает в 2 раза при повышении температуры с плюс 150°C до плюс 300°C, примерно в 4 раза падает необходимое приложенное усилие для 5% удлинения при изменении температуры с плюс 100°C до плюс 260°C [33]. Из-за этого становится невозможным закрепить изолятор с помощью кернения.

В качестве перспективной замены Ф–4 на материал с более высокой теплостойкостью было рассмотрено два варианта – ПИ и ПЭЭК. Оба этих материала превосходят Ф–4 по теплостойкости и конструкционным свойствам под

воздействием высоких температур [33] и при этом практически не подвержены присущей Ф–4 ползучести [94].

Образцы ПЭЭК [47] и ПИ [46] имеют достаточно близкое значение ϵ , поэтому конструктивно изоляторы из этих материалов могут быть одинаковы. Величина потерь, и соответственно величина $tg\delta$, у ПИ ниже, чем у ПЭЭК (таблица 2.2.).

Среди рассматриваемых материалов более удобной оказалась форма выпуска ПЭЭК – в виде прутка длиной 1000 мм диаметром 20 мм, которая позволяет уменьшить технологический отход материала по сравнению с заготовками из ПИ – шайбами разного диаметра и высотой не более 50 мм. Поэтому для отработки конструкции и проведения измерений S–параметров КМПП в нормальных климатических условиях изоляторы на замену Ф–4 были изготовлены из ПЭЭК.

Так как ПЭЭК имеет существенно большее значение ϵ чем Ф–4 (таблица 2.2), необходимо уменьшить $\epsilon_{эфф}$ изолятора путем создания аксиально направленных отверстий [45] с центрами, расположенными симметрично относительно внешнего радиуса изолятора (рисунок 3.4) [84]. Размеры отверстий и их расположение были получены путем моделирования изолятора при помощи МКЭ. Конструкция оптимизировалась для получения 50 Ом волнового сопротивления отрезка линии с изолятором. Длина равнялась длине изолятора из Ф–4 и составила 5,1 мм.

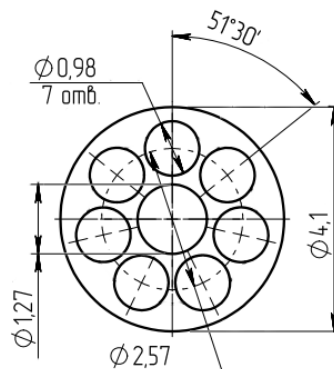


Рисунок 3.4 – Размеры отверстий в изоляторе из ПЭЭК полученные в результате расчета при помощи МКЭ

Изготовленные изоляторы из ПЭЭК, разработанной конструкции, и изоляторы из Ф–4 были измерены методом четвертьволнового резонатора для определения фактических значений $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$. Внешний вид резонатора и

изоляторов представлен на рисунке 3.4. Толщина возбуждителя составляла 2 мм, $a=1,24$ мм, $b=4,12$ мм, $L=5,5$ мм.

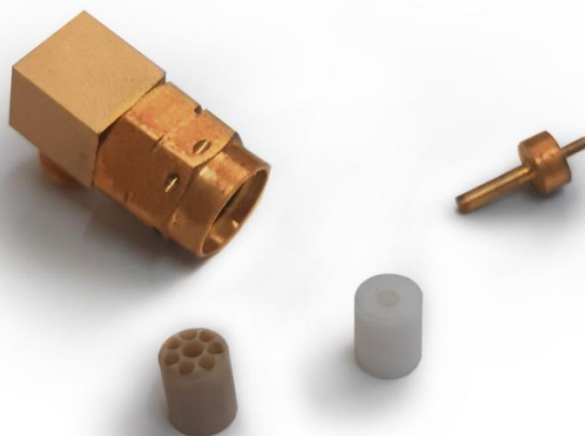


Рисунок 3.5 – Внешний вид четвертьволнового резонатора для изоляторов соединителей типа SMA. Рядом находятся изоляторы из Ф–4 и ПЭЭК

Расчет $\epsilon_{эфф}$ проводился по методике для резонатора с неполным заполнением. Результаты измерений и расчетов представлены в таблице 3.1. [84].

Таблица 3.1 – Измеренные $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ изоляторов из ПЭЭК и Ф–4 [84].

№	f_0 , ГГц	Z_0 , Ом	l_1 , мм	$l_{П0}$, мм	Q_n	$\epsilon_{эфф}$	K_{IE}	$tg\delta_{эфф} \times 10^4$
Воздух								
0	12,257	23,25	–	0,68	331,00	1,00	–	–
ПЭЭК								
1	10,024	39,98	5,06	0,68	304,55	1,79	0,763	19,10
2	10,025	40,98	5,06	0,68	303,55	1,78	0,763	19,20
3	10,022	37,53	5,06	0,68	301,74	1,79	0,763	17,50
4	10,023	41,07	5,06	0,68	304,88	1,78	0,763	19,10
Ф–4								
5	9,542	17,55	5,09	0,68	232,70	1,97	0,782	17,23
6	9,663	61,22	5,09	0,68	178,94	1,96	0,782	8,90
7	9,629	45,87	5,09	0,68	204,87	1,96	0,782	9,20
8	9,580	38,33	5,09	0,68	209,62	1,98	0,782	11,25

Полученные величины $\epsilon_{эфф}$ изоляторов оказались заниженными по сравнению с эталонным значением диэлектрической проницаемости Ф–4 [84]. Это объясняется тем, что диаметр центрального проводника был меньше диаметра

отверстия на 0,04 мм. Это было сделано намеренно – для облегчения процесса установки и извлечения изоляторов из резонатора.

Полученные значения $\varepsilon_{эфф}$ партии изоляторов из ПЭЭК оказались ниже расчетных из-за наличия дефектов производства, вызванных смещением осей отверстий, выполненными контршпинделем, и оплавлением пластика из-за неверно выбранного режима обработки [84].

Расчет МКЭ показал, что волновое сопротивление отрезка коаксиальной линии с размерами проводников равными размерам резонатора с изолятором с материалом с $\varepsilon = 2,06$ и при отличии в диаметре центрального проводника от диаметра отверстия в изоляторе в 0,03 мм соответствует $\varepsilon_{эфф} = 1,96$ и совпадает с результатами измерений.

Результаты измерения $tg\delta_{эфф}$ Ф–4 оказались завышенными по сравнению с полученными на эталонной установке [84]. Причиной этого является низкая собственная добротность резонатора.

Несмотря на это, данный метод позволяет проводить измерения $tg\delta_{эфф}$ материалов с более высокими потерями, а также определять изменение этого параметра при внешних воздействиях.

Измеренные изоляторы были использованы для сборки восьми соединителей с целью измерения их S -параметров. Измерения проводились с использованием специализированной оснастки, предназначенной для измерения параметров КМПП СРГ–50–751 (рисунок 3.4.).

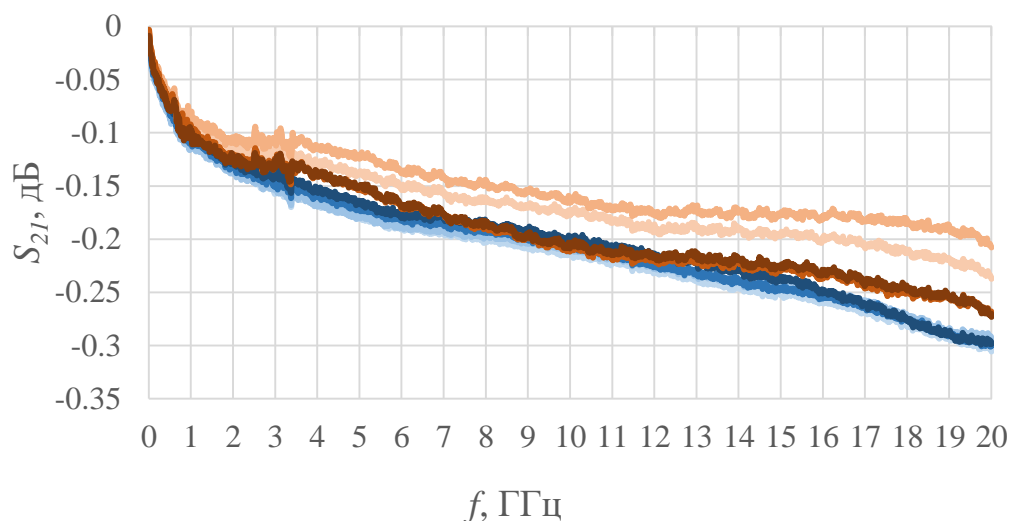
Оснастка представляет собой воздушную линию сечением 3,5/1,52 мм. На центральном проводнике установлена тонкая опорная шайба для облегчения его центрирования в корпусе. Цанга на центральном проводнике предназначена для соединения с выводом КМПП, который штатно используется для соединения с центральным проводником микрополосковой линии. Корпус оснастки с одной стороны имеет внутреннюю резьбу для соединения с КМПП, а с другой – накидную шайбу для соединения с ответной розеткой тип 3,5 мм.

На рисунке 3.6 сверху к оснастке подключается КМПП, а снизу – ответный соединитель – розетка 3,5 мм.

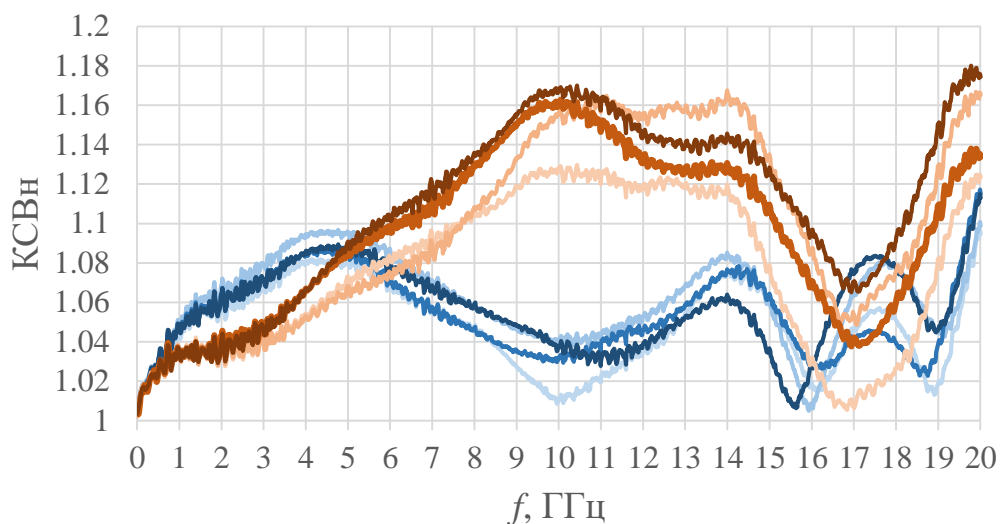


Рисунок 3.6 – Внешний вид оснастки для измерения параметров КМПП СРГ–50–751

S -параметры (рисунок 3.7) были измерены при помощи ВАЦ Keysight E5071C, калиброванного модулем автоматической калибровки [32] N4691B. Для подключения к оснастке дополнительно использовался переход 3,5 мм розетка-розетка, параметры которого исключались из результатов измерений при помощи встроенной в анализатор функции исключения цепи (de-embedding) с заранее измеренными S -параметрами [8, 15].



a



б

Рисунок 3.7 – Параметры соединителей с изоляторами из ПЭЭК и Ф-4: (а) – вносимые потери; (б) – КСВн. Оттенками оранжевого обозначены соединители с Ф-4, синего – с ПЭЭК [84]

Частотные зависимости S_{21} (рисунок 3.7а) включают потери в соединителях и в оснастке. Потери в оснастке составляют 0,15 дБ. Потери в соединителях с изоляторами из ПЭЭК стабильно более высокие, что объясняется более высокими значениями $tg\delta_{эфф}$ этих изоляторов (таблица 3.1). В качестве минимально допустимого значения S_{21} было принято минус 0,3 дБ, что соответствует техническому уровню типового герметичного коаксиального соединителя типа SMA [71]. Учитывая потери в оснастке, минимальный S_{21} должен составить не менее минус 0,45 дБ.

На приведенных зависимостях $КСВн(f)$ (рисунок 3.7б) наблюдается более низкий КСВн соединителей с изоляторами из ПЭЭК. Причину этого можно наблюдать на рисунке 3.8, путем сравнения рефлектограмм волнового сопротивления соединителей [9] с двумя различными изоляторами. Рефлектограммы получены из зависимостей $S_{22}(f)$ при помощи дискретного преобразования фурье со ступенчатой функцией с окном Ханнинга.

Заниженные $\varepsilon_{эфф}$ изоляторов приводят к увеличению волнового сопротивления участка с изолятором в соединителе, которое можно наблюдать на

рисунке 3.8. Это увеличение, возникшее при замене Ф–4 на ПЭЭК, позволило устранить емкостную неоднородность в соединителе и привело к общему снижению КСВн.

Оставшаяся некомпенсированная индуктивная неоднородность связана с рецессией стекла металлостеклянного сая КМПП и недостыковкой цанги центрального проводника оснастки.

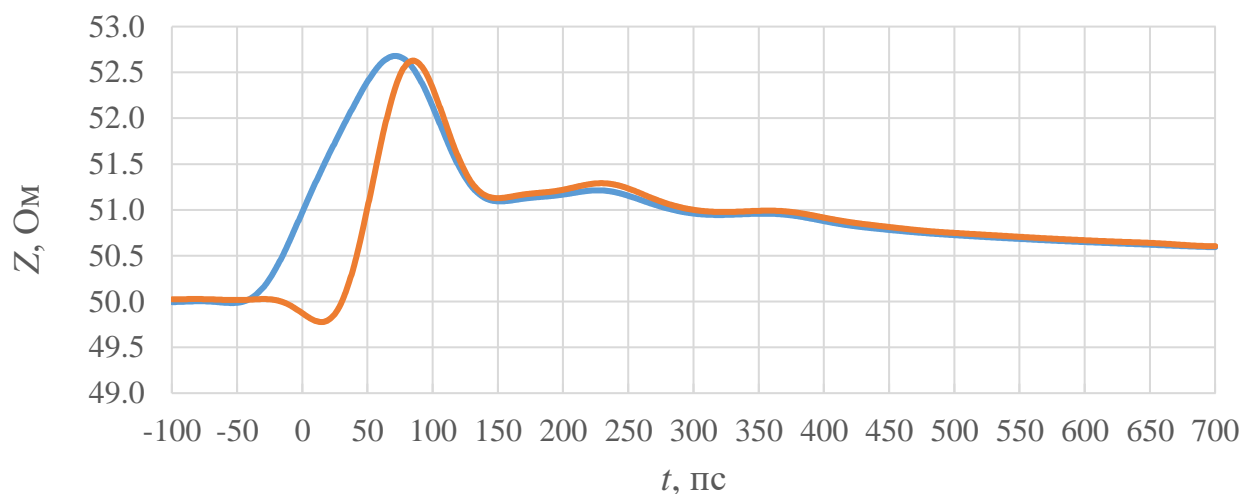


Рисунок 3.8 – Рефлектограммы волнового сопротивления соединителей с изоляторами из ПЭЭК (синий) и Ф–4 (оранжевый) [84]

В результате проведенной работы была разработана конструкция изолятора из ПЭЭК и измерены параметры модифицированных соединителей с этими изоляторами, которые демонстрируют лучший КСВн при небольшом увеличении потерь, которое согласуется с результатами измерения параметров изоляторов методом четвертьволнового резонатора.

3.4 Разработка измерительной оснастки для проведения измерений в условиях воздействия высоких температур

Проведение измерений при температурах окружающей среды выше плюс 155°C требует разработки специализированной оснастки, т.к. большинство серийно выпускаемых соединителей не рассчитано на подобные температурные воздействия.

Основными требованиями к оснастке являются стойкость к температурному воздействию в интересующем диапазоне – в рамках данного исследования до плюс

300°C, защита от температурного воздействия измерительных кабелей ВАЦ, обеспечение приемлемого уровня потерь и КСВн – для минимизации ухудшения динамического диапазона измерительной установки.

Стандартным оборудованием для проведения испытаний электронных устройств на воздействия высоких температур окружающей среды являются тепловые камеры. В рамках данной работы использовалась камера XU112 с контроллером С3000 (рисунок 3.9), однако большинство используемых в отрасли камер работает по схожему принципу.



Рисунок 3.9 – Внешний вид испытательной камеры XU112

Камера XU112 обеспечивает регулировку и стабилизацию температуры во внутреннем отсеке до плюс 300°C. Нагрев осуществляется при помощи трубчатого электронагревателя, а распределение воздуха внутри камеры – при помощи вентилятора.

Подключение ВАЦ к измерительному резонатору, находящемуся внутри камеры, возможно через окно на ее левой боковой стороне (рисунок 3.10). Измерительная оснастка должна включать линию передач с длиной, при которой на холодном конце устанавливалась бы температура, не превышающая стандартного диапазона плюс 155°C, а неизбежное охлаждение резонатора через оснастку внутри камеры было бы минимизировано [69].

Измерение температуры в камере осуществляется в одной точке термопарой, находящейся напротив вентилятора. Так как температура резонатора будет неизбежно ниже температуры в камере, необходимо использовать дополнительный измеритель температуры. В рамках проведенной работы это был Термодат 17Е6 с термопарой ТХК, закрепленной на корпусе резонатора.



Рисунок 3.10 – Внутренний отсек испытательной камеры с окном ввода измерительной оснастки на боковой стороне и двумя дополнительными измерителями температуры

Основным элементом измерительной оснастки в рамках данной работы является воздушная коаксиальная линия без опорных шайб и сечением 7/3,04 мм. Концы линии выполнены в виде розетки и вилки с интерфейсом тип III по ГОСТ РВ 51914–2002. Для соединения с четвертьволновым резонатором (рисунок 2.18), который имеет интерфейс SMA, и для поддержки центрального проводника воздушной линии используется теплостойкий коаксиальный переход тип III/тип 3,5 мм (рисунок 3.11).

Аналогичный переход находится с другой стороны воздушной линии и используется для подключения к кабельной сборке с соединителями СРГ–50–875ИрФД [95] и коаксиальным кабелем Huber+Suhner Sucoform 86 FEP [96], далее к кабельной сборке подключается ВАЦ.

При необходимости подключения резонатора с интерфейсом типа N (рисунок 2.16), он подключается вместо перехода справа, а кабельная сборка – к переходу слева (рисунок 3.11).



Рисунок 3.11 – Внешний вид измерительной оснастки [85]

В качестве переходов тип III/тип 3,5 мм использовались модифицированные адаптеры ПК2–18–01Р–13Р и ПК2–18–01–13Р ЖНКЮ.468562.002 ТУ производства НПФ «Микран». Модификация адаптеров обусловлена их низкой максимальной рабочей температурой, составляющей +85°С.

Расширение рабочего температурного диапазона адаптеров было проведено путем замены изоляторов. Анализ требуемых физико-механических параметров материала замены привел к выводу о возможном изготовлении изоляторов из ПИ–ПР–20 [30, 31, 33, 46].

Ввиду отсутствия сведений о $\varepsilon(t)$ и $tg\delta(t)$ ПИ–ПР–20 были проведены соответствующие измерения на установке ИРТХ–400 [91] с образцом в виде шайбы диаметром 50 мм и толщиной 5 мм. Пределы относительной погрешности измерения установки: $\delta_\varepsilon=2\%$, $\delta_{tg\delta}=20\%$.

Частота резонанса при комнатной температуре составила 9,036 ГГц, $Q_0 \approx 14000$. Полученная зависимость $\varepsilon(t)$ представлена на рисунке 3.12, а $tg\delta(t)$ – на рисунке 3.13.

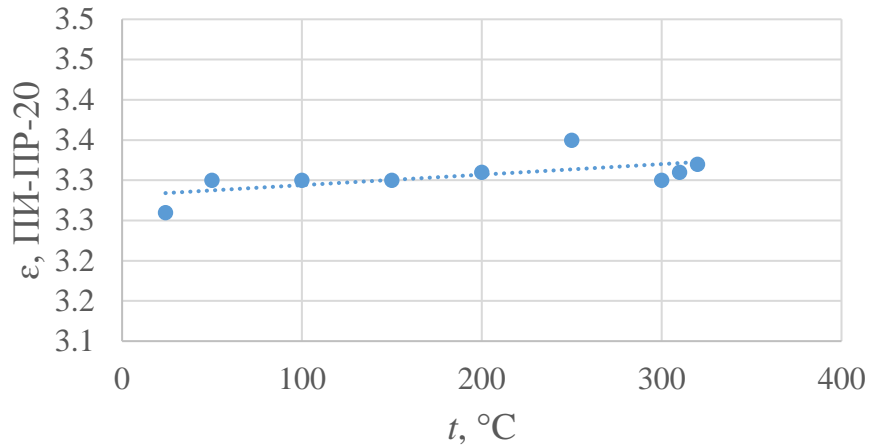


Рисунок 3.12 – Зависимость ϵ образца ПИ–ПР–20 от температуры

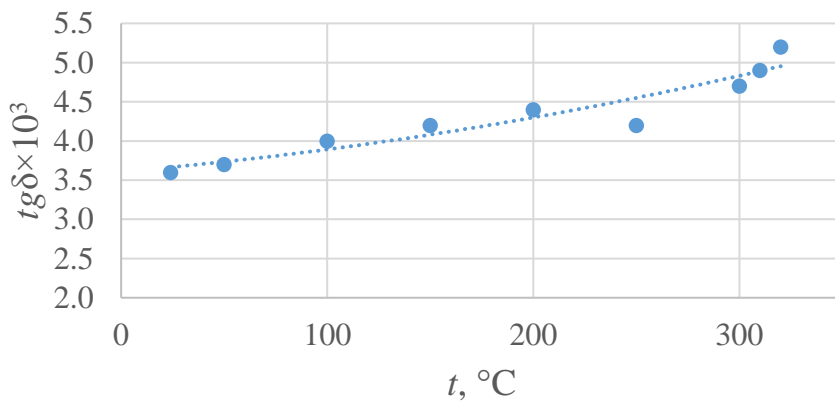


Рисунок 3.13 – Зависимость $tg\delta$ образца ПИ–ПР–20 от температуры

Изменение измеренного значения ϵ образца ПИ–ПР–20 в зависимости от температуры составляет менее 5% и сравнимо с погрешностью измерения. Изменение $tg\delta$ более значительно, но даже при температуре более плюс 300°C его величина меньше, чем у широко используемого в конструкциях соединителей стекла С–52–1 [97]. Результаты измерений позволяют сделать вывод о возможности использования ПИ–ПР–20 для модификации переходов тип Ш/тип 3,5 мм.

Внутреннее устройство переходов ПК2–18–01Р–13Р и ПК2–18–01–13Р идентично, за исключением частей, связанных с интерфейсами [36]. Габариты изоляторов модифицированных переходов одинаковы и определяются габаритами оригинальных изоляторов.

Для получения необходимого $\varepsilon_{эфф}$ в модифицированных изоляторах были выполнены отверстия (рисунок 3.12.) [85]. Для упрощения конструкции изоляторов было решено отказаться от выполнения согласующих боковых проточек, но их отсутствие было частично компенсировано увеличением волнового сопротивления изолятора относительно 50 Ом. Размер и конфигурация отверстий были определены по результатам моделирования перехода МКЭ.

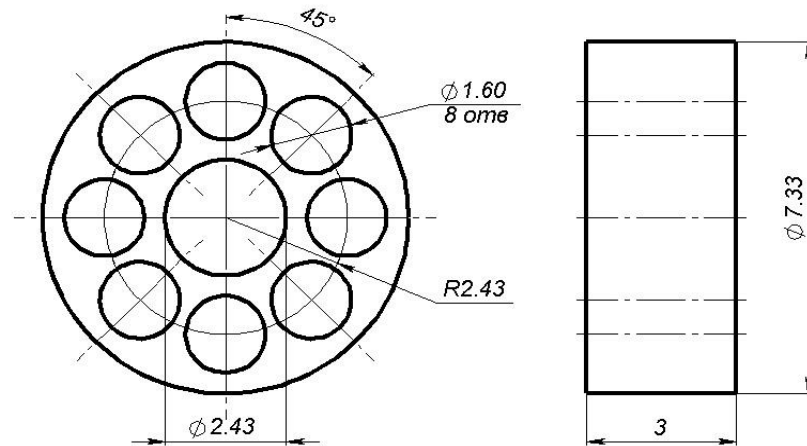


Рисунок 3.14 – Конструкция изоляторов модифицированных переходов, выполненная из ПИ–ПР–20 [85]

S -параметры получившегося перехода были измерены на ВАЦ Anritsu MS4644A (рисунок 3.15) [5]. Влияние подключающих устройств на результат измерения исключалось гибридной калибровкой с использованием калибровочных наборов Rohde&Schwarz ZV–Z229 и Микран НКММ–11, с последующей заменой измерительных адаптеров на эквивалентные с метрической резьбой.

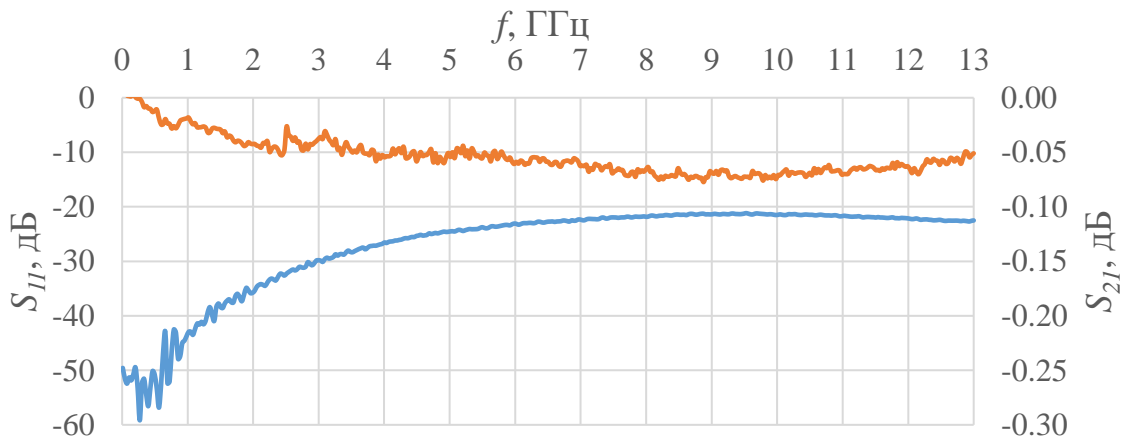


Рисунок 3.15 – S_{11} и S_{21} модифицированного перехода с широким температурным диапазоном [85]

Полученные зависимости $S_{11}(f)$ свидетельствуют об ухудшении согласования по сравнению с оригинальными адаптерами [85] из-за неоптимального согласования изолятора, однако величина S_{11} достаточна для использования модифицированных адаптеров при проведении измерений параметров резонаторов.

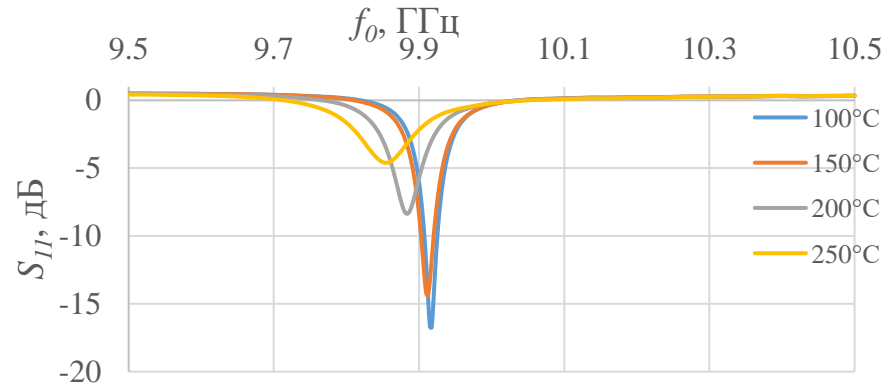
3.5 Исследование электрофизических параметров изоляторов в условиях воздействия высокой температуры среды

Исследование проводилось с использованием изоляторов из 3 материалов. В изоляторах из AR200, ПИ–ПР–20 не было дополнительных отверстий, а изолятор из ПЭЭК имел конструкцию, представленную на рисунке 3.4. Изоляторы из ПИ–ПР–20 исследовались в резонаторе, представленном на рисунке 2.12, а AR200 и ПЭЭК – в резонаторе, изображенном на рисунке 3.5. В таблице 3.2. представлены габариты изоляторов, K_{IE} и параметры резонансов при температуре плюс 25°C.

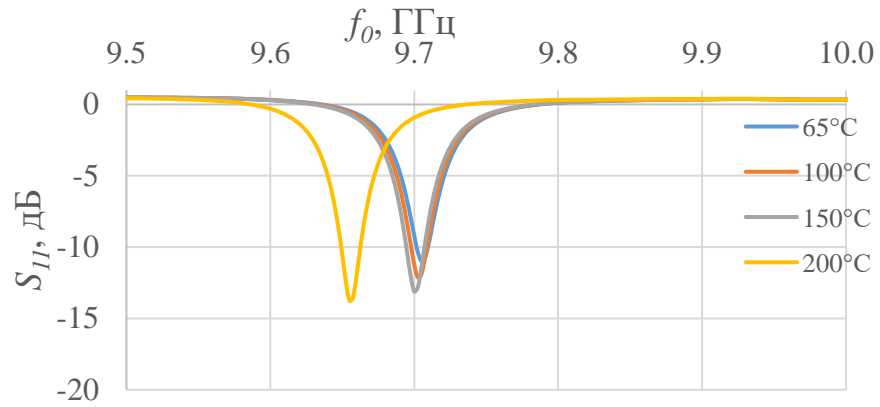
Таблица 3.2 – Геометрические размеры изоляторов, K_{IE} и параметры резонансов в нормальных климатических условиях [85]

№	Материал	d , мм	D , мм	l_I , мм	K_{IE}	f_0 , ГГц	Q_s
1	ПЭЭК	1,27	4,05	5,10	0,763	9,92	303
2	AR200	1,28	4,06	5,09	0,782	9,71	588
3	ПИ–ПР–20	1,53	6,90	5,43	0,900	7,68	193

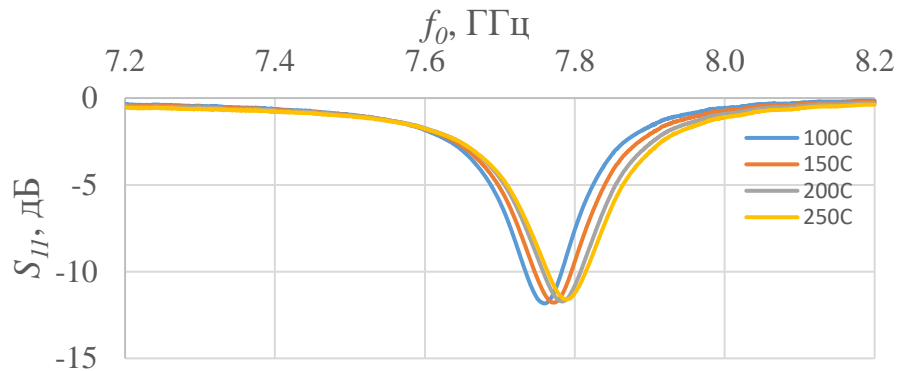
Измерения проводились с помощью ВАЦ Anritsu MS4644A [5], калиброванного набором Rohde & Schwarz ZV–Z229 в сечении ответного соединителя резонатора. Результаты в некоторых температурных точках приведены на рисунке 3.16.



а



б



в

Рисунок 3.16 – Зависимости S_{11} от частоты изоляторов из ПЭЭК – (а), AR200 – (б) и ПИ-ПР-20 – (в) при различных температурах

Нагрев резонатора с образцом приводит к изменению его геометрических размеров из-за ненулевого температурного коэффициента линейного расширения (ТКЛР) материалов.

Материал центрального проводника резонатора – БрБ2 – имеет $\text{ТКЛР}=16,6 \times 10^{-6}$ [108], а материал корпуса – ЛС59–1 – имеет $\text{ТКЛР}=20,6 \times 10^{-6}$ [108]. С учетом этих коэффициентов был произведен расчет инструментальной погрешности.

При нагреве от плюс 20°C до плюс 300°C увеличиваются размеры a и b резонатора, что приводит к погрешности определения величины проникания поля в круглый волновод, или $\Theta_{\text{лп0}}$, не более 0,5%. Изменение размеров возбuditеля влияет на величину коэффициента k , но это изменение учитывается путем расчета k в каждой температурной точке и на общую погрешность не влияет.

Более существенно тепловое увеличение длины резонатора L , которое для случая полного заполнения и при $L=5,4$ мм достигает 0,03 мм, что дает $\Theta_{\text{Лт}}=3,3\%$. В случае неполного заполнения резонатора с размерами, соответствующими резонатору из раздела 2.7, $\Theta_{\text{Лт}}=0,7\%$.

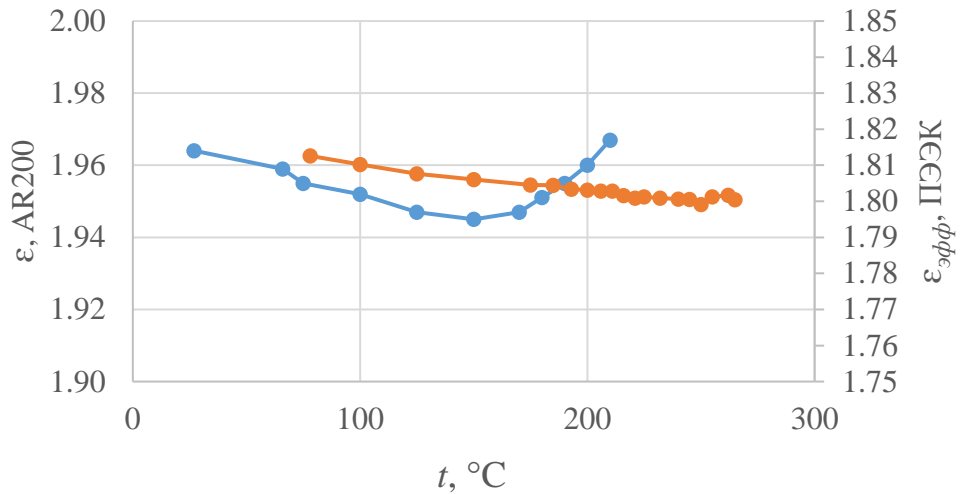
При проведении расчетов для случая с полным заполнением необходимо использовать $L(t)$, рассчитанный для каждой температуры. При неполном заполнении и при величине $\Theta_{\text{Лт}} < 1\%$ общая погрешность методики не выходит за пределы 4% в температурном диапазоне и зависимость $L(t)$ можно не учитывать.

Наибольший вклад в общую погрешность оказывает ТКЛР образцов, который, как правило, превышает ТКЛР элементов резонатора более чем на порядок. Расширение изолятора в радиальном направлении ограничено размерами проводников резонатора и на погрешность не влияет, в реальном устройстве ситуация будет идентична.

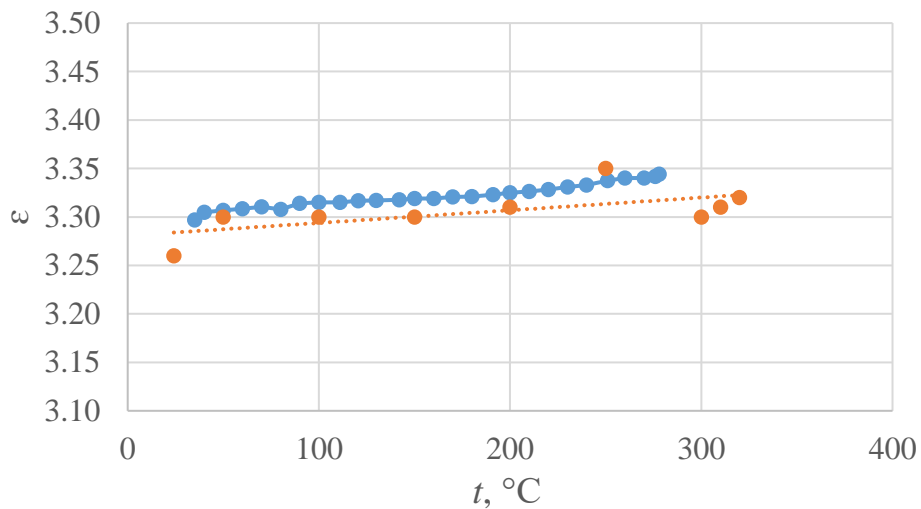
Расширение в аксиальном направлении ($l_1(t)$) должно быть учтено. Например, в случае с Ф–4 при 250°C удлинение составит 0,15 мм и, в условиях идентичных описанным в разделе 2.7, $\Theta_{\text{Лт}}=3,2\%$.

Расчет $\epsilon_{\text{эфф}}$ проводился по методике для резонатора с неполным заполнением. Для каждой температурной точки использовались параметры резонанса пустого резонатора при этой же температуре. Длина изолятора рассчитывалась в каждой температурной точке с учетом ТКЛР.

Ввиду большого количества измерений, обработка зависимостей $S_{11}(f)$ с расчетом диэлектрических параметров проводилась с помощью разработанного для этой цели программного обеспечения. Результаты расчета приведены на рисунках 3.17, 3.18.



a

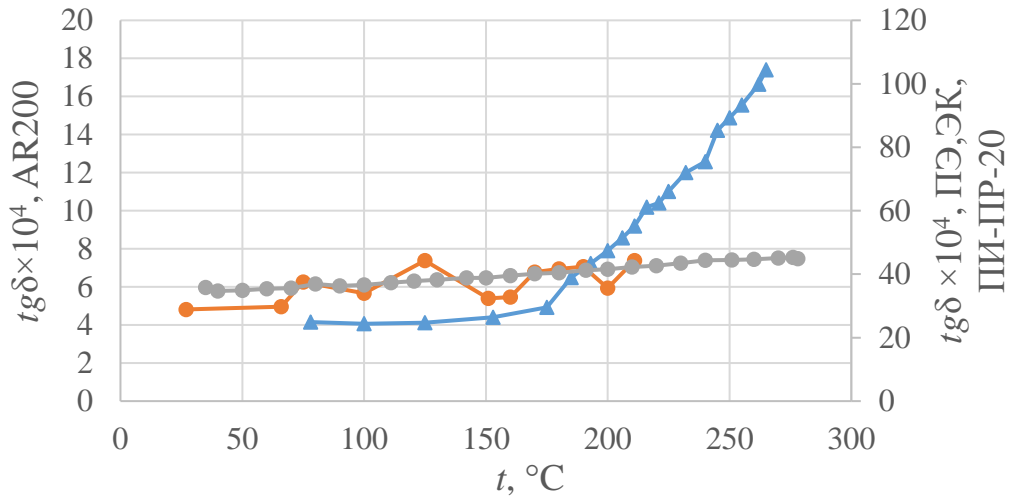


б

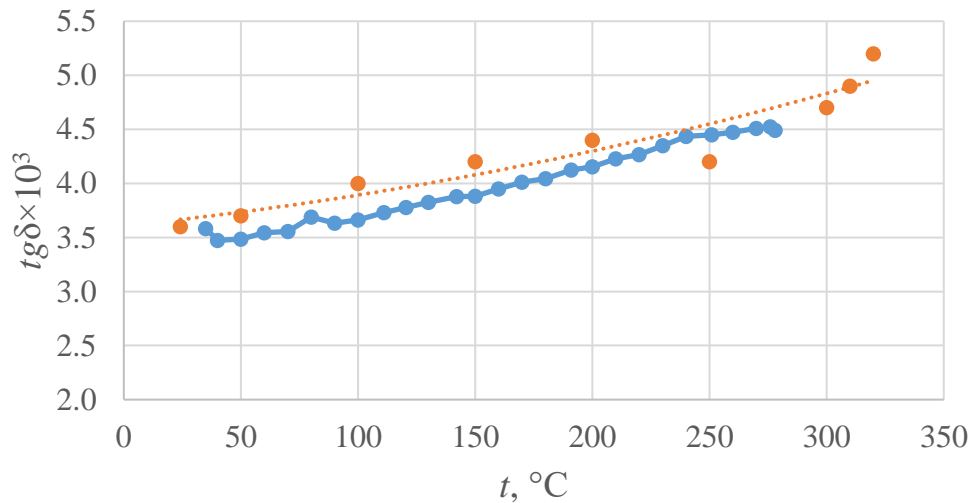
Рисунок 3.17 – Зависимость (а) – $\varepsilon_{эфф}(t)$ для изоляторов из AR200 (синий) и ПЭЭЖ (оранжевый) [85], (б) – $\varepsilon(t)$ для изоляторов из ПИ–ПР–20 (синий) в сравнении с данными, полученными на эталонной установке [91] (оранжевый)

Зависимости на рисунке 3.17. говорят о пренебрежимо малом изменении $\varepsilon_{эфф}$ ПЭЭЖ в интересующем температурном диапазоне. Изменение $\varepsilon_{эфф}$ AR200 более существенно, но оно частично связано с деформацией изолятора из-за нагрева и

связанного с этим падением жесткости материала. Зависимость $\varepsilon_{эфф}(t)$ ПИ–ПР–20 близка к полученной на эталонной установке и более выражена, чем у ПЭЭК.



a



б

Рисунок 3.16 – Зависимость (*a*) – $tg\delta(t)$ для изоляторов из AR200 (синий), ПЭЭК (оранжевый) [85] и ПИ–ПР–20 (серый). (*б*) – зависимость $tg\delta(t)$ изоляторов из ПИ–ПР–20 (синий) в сравнении с эталонным методом [91] (оранжевый)

Зависимость $tg\delta(t)$ изолятора из AR200 мала. Она имеет тенденцию к росту, но сравнимую с погрешностью измерения из-за низкой собственной добротности резонатора, которая изменялась в диапазоне от 755 при плюс 25°C до 644 при плюс 210°C [85].

Нагрев изолятора из ПЭЭК свыше температуры плюс 175°C приводит ускорению роста $tg\delta_{эфф}(t)$. При температуре плюс 270°C его значение превышает

0,01. Полученная зависимость $tg\delta_{эфф}(t)$ ПЭЭК не позволяет его использовать в конструкции соединителей с максимальной температурой более плюс 175°C.

В результате проведенных работ, в качестве материала изолятора высокотемпературного соединителя был выбран ПИ–ПР–20. Благодаря схожести диэлектрических параметров этого материала с ПЭЭК, изолятор соединителя имеет конструкцию, соответствующую рисунку 3.4, а сам КМПП – конструкцию, представленную на рисунке 3.3.

Разработанный КМПП обладает температурным диапазоном от минус 60°C до плюс 300°C, диапазоном рабочих частот 0 ... 20 ГГц, имеет КСВн не более 1,35. КМПП серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод» в трех исполнениях, под наименованием СРГ–50–32–011 и по техническим условиям ФИМД.430421.006 ТУ.

Выводы по главе 3

В результате проведенной работы получены следующие результаты:

1. Предложена процедура расчета $tg\delta_{эфф}$ изоляторов соединителей, входящая в состав методики измерения электрофизических параметров изоляторов.

2. Разработана измерительная оснастка, позволяющая проводить исследования температурных зависимостей электрофизических параметров изоляторов коаксиальных соединителей. Проведены исследования температурных зависимостей параметров изоляторов, выполненных из ПИ–ПР–20, ПЭЭК и AR200.

3. На основании проведенных исследований разработан КМПП с расширенным до плюс 300°C температурным диапазоном и сниженным КСВн в нормальных условиях. Соединитель в настоящее время серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод», что подтверждено актом внедрения.

4 Разработка и исследование параметров контактных систем коаксиальных СВЧ переключателей с изоляторами сложной формы

4.1 СВЧ переключатель 2П2Н с соединителями типа N

Контактная система трансферного типа со схемой коммутации 2П2Н и частотным диапазоном до 12,4 ГГц предназначена для СВЧ переключателя [89, 107] с основными характеристиками, представленными в таблице 4.1. Электрическая схема переключателя представлена на рисунке 4.1, а внешний вид – на рисунке 4.2.

Таблица 4.1 – Технические характеристики СВЧ переключателя 2П2Н [107]

Параметр	Значение
Номинальное рабочее напряжение управления, В	28
Схема соединения контактов	2П2Н
Рабочий частотный диапазон, ГГц	0 ... 12,4
КСВн	Не более 1,35
Вносимые потери, дБ	Не более 0,5
Изоляция, дБ	Не менее 75
Время переключения, мс	Не более 20
Рабочий температурный диапазон, °С	–50 ... +55
Механическая износостойкость, циклов	100 000
Вибропрочность	5g (1 ... 500 Гц)
Ударопрочность	15g
Масса, г	Не более 350

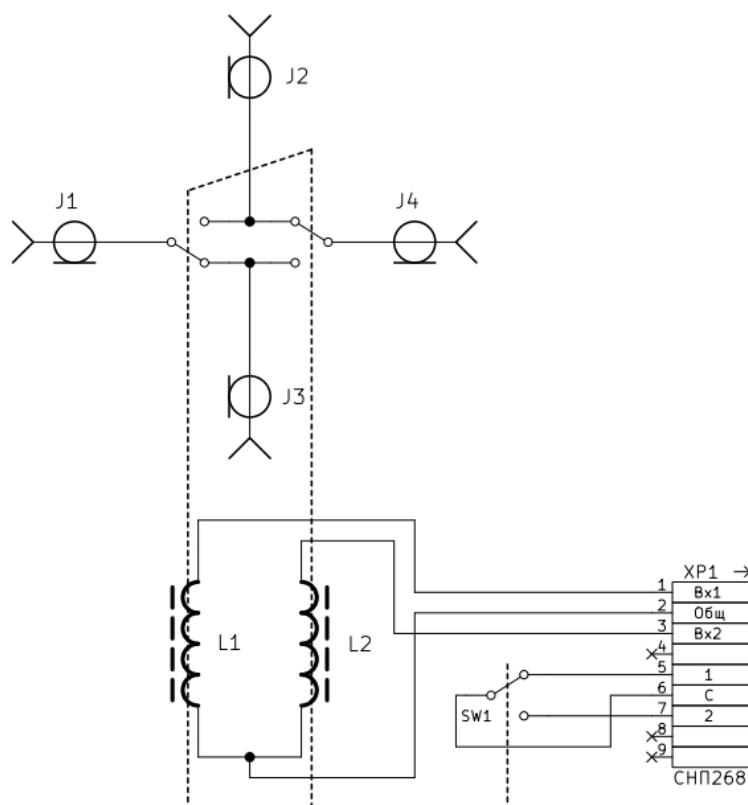


Рисунок 4.1 – Электрическая принципиальная схема СВЧ переключателя 2П2Н [24]



Рисунок 4.2 – Внешний вид СВЧ переключателя 2П2Н [24]

Данный СВЧ переключатель обладает бистабильной поляризованной электромагнитной системой, которая управляется импульсами напряжением амплитудой 28 В, длительностью от 30 мс до 50 мс. В конструкции устройства предусмотрены низкочастотные индикаторные контакты (*SW1*, рисунок 4.1), которые используются для определения положения контактной системы СВЧ.

4.2 Конструкция высокочастотной контактной системы переключателя

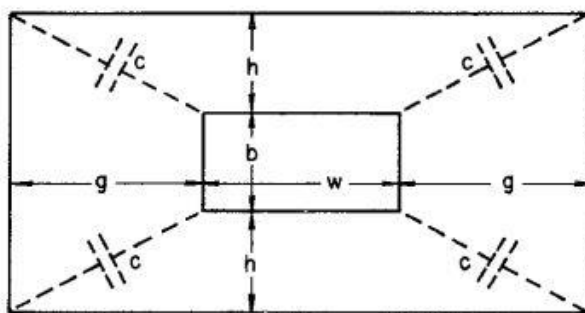
Высокочастотная контактная система переключателя состоит из четырех коаксиальных соединителей типа N (рисунок 4.1) и четырех отрезков прямоугольной коаксиальной линии (ПКЛ). Коммутация производится с помощью четырех подвижных контактов, находящихся в ПКЛ. Контакты приводятся в движение электромагнитной системой.

Длина ПКЛ равна расстоянию между соединителями и составляет 22,35 мм – стандартная величина для переключателей такого типа. Габариты линии – результат компромисса между требованиями к изоляции и максимальной пропускаемой мощности [24].

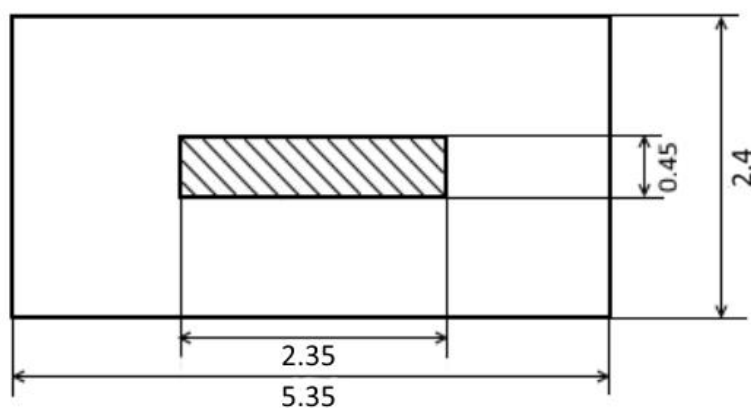
Расчет волнового сопротивления Z_0 ПКЛ (рисунок 4.3.) проводился по формуле (4.1) [24, 27].

$$Z_0 = \frac{376.62}{4 \frac{C}{\varepsilon} + 2 \frac{w}{h} + 2 \frac{b}{g}}, \quad (4.1)$$

где $w = 2,35$ мм – ширина центрального проводника, $h = 0,975$ мм – расстояние между центральным проводником и широкой стороной наружного проводника, $g = 1,5$ мм – расстояние между центральным проводником и узкой стороной наружного проводника, $b = 0,45$ мм – толщина центрального проводника, $C/\varepsilon = 0,55$ – величина, характеризующая угловую емкость, которая определялась по диаграмме 6 из [27].



a



б

Рисунок 4.3 – Поперечное сечение прямоугольной коаксиальной линии СВЧ переключателя. (а) – размеры для расчета, (б) – рассчитанные значения для переключателя

В разомкнутом состоянии центральный проводник ПКЛ притянут к стенке и вместе с крышкой и корпусом образует П-образный волновод (рисунок 4.4) [24]. Критическая частота моды TE_{10} для разработанной линии составляет 25,5 ГГц, а коэффициент передачи в рабочей полосе частот переключателя не превышает минус 90 дБ [24].

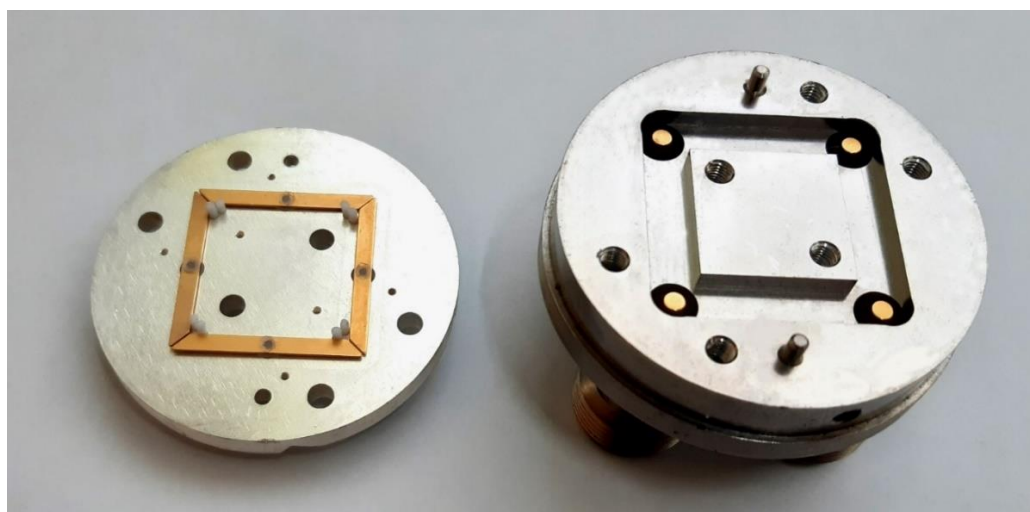


Рисунок 4.4 – Внешний вид высокочастотной контактной системы [24]

Ширина подвижного контакта w и диаметр центрального проводника соединителя имеют близкие размеры, что сделано для облегчения согласования перехода с ПКЛ на соединитель, которое осуществляется выбором зазора между подвижными контактами (0,2 мм, рисунок 4.5).

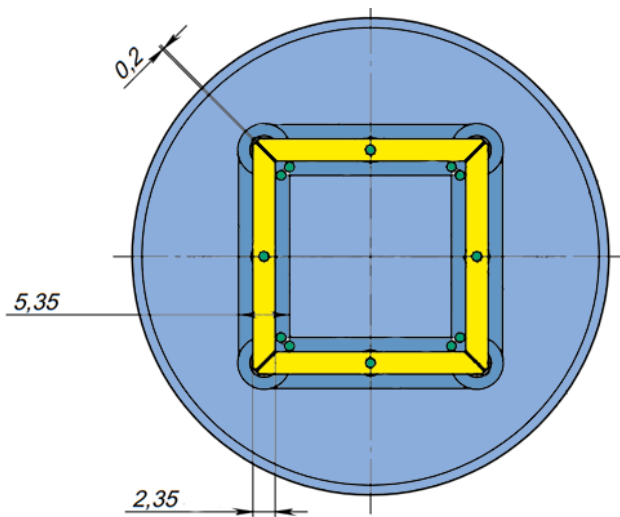


Рисунок 4.5 – Вид сверху на контактную систему с подвижными контактами

При любом положении контактной системы полезный сигнал проходит через два соединителя типа N и один отрезок ПКЛ с подвижным контактом (рисунок 4.6) [24, 89]. На рисунке 4.6 зеленым цветом обозначены толкатель и изоляторы соединителей, желтым – центральные проводники и подвижный контакт, синим – корпус переключателя, фиолетовым – крышка, серым корпуса соединителей.

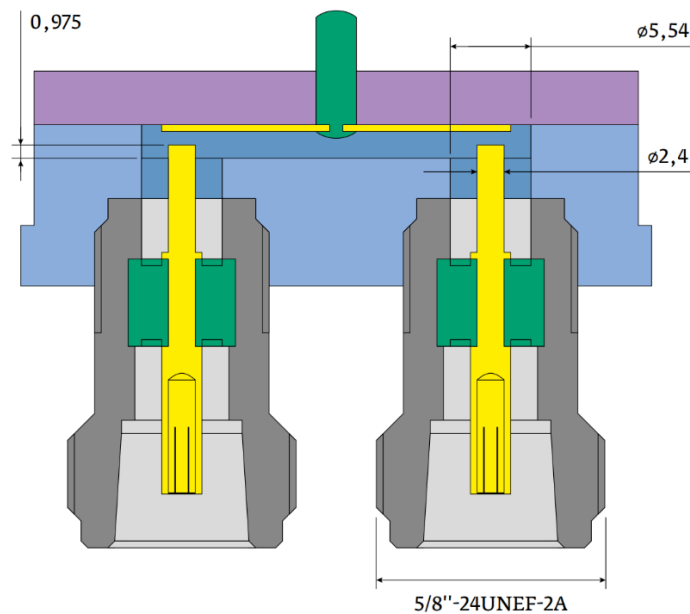


Рисунок 4.6 – Конструкция СВЧ тракта переключателя [24]

Ключевым элементом переключателя является соединитель в виде розетки с интерфейсом типа N (рисунок 4.7). Его центральный проводник, с одной стороны, соединяется через цангу с ответным штырем вилки типа N, а с другой – он образует контактную пару с подвижным контактом [26].

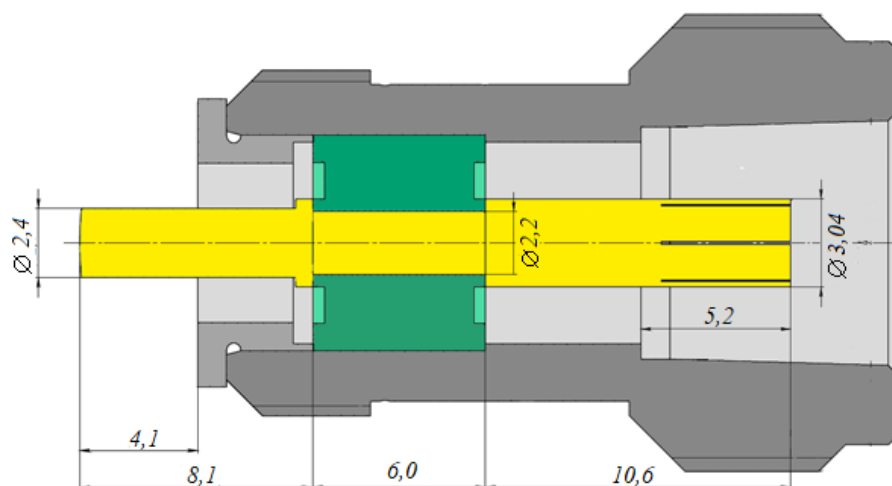


Рисунок 4.7 – Соединитель переключателя 2П2Н с изолятором из AR200 [23]

В ходе разработки переключателя было изготовлено два варианта изолятора – из материалов ПЭЭК и AR200. Применение ПЭЭК обусловлено его более высокой жесткостью и стойкостью к механическим нагрузкам. Изоляторы сделаны взаимозаменяемыми, а из-за разности в ϵ этих материалов в изоляторе из ПЭЭК были выполнены внутренние полости.

С точки зрения простоты изготовления и контроля предпочтительны полости с круглым поперечным сечением. Их максимальный диаметр определяется шириной выступов боковых проточек (рисунок 4.8).

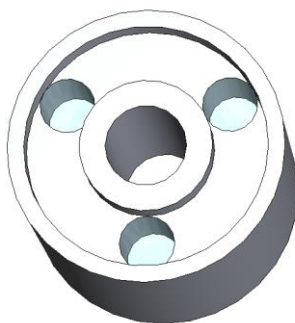


Рисунок 4.8 – Изолятор с отверстиями круглой формы

Воздействие на центральный проводник соединителя приводит к деформации центрального выступа изолятора (рисунок 4.9.) и выступа вдоль наружного диаметра с противоположной стороны. Ширина этих выступов влияет на величину деформации изолятора и задается требованиями к ней и свойствами материала для данного изолятора: $d_1=3.6$ мм и $d_2=6,6$ мм (рисунок 4.10)

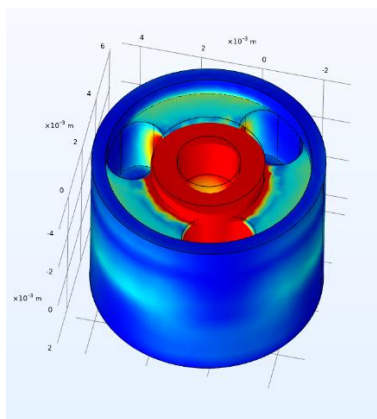


Рисунок 4.9 – Результат моделирования деформации изолятора при давлении на центральный проводник. Красным цветом обозначена зона максимальной деформации

Полости выполнены на глубину до середины изолятора – по 3 с каждой стороны со смещением в 60° . Такая конфигурация обусловлена требованием к отсутствию сквозных отверстий и равномерности $\epsilon_{эфф}$ вдоль всей длины изолятора. Сквозные отверстия недопустимы, так как через них внутрь контактной системы потенциально могут попасть посторонние частицы. Если они окажутся между подвижным контактом и крышкой – это серьезно ухудшит изоляцию, а если между подвижным контактом и центральным проводником соединителя – это увеличит вносимые потери.

При габаритах изолятора $D_o = 7,5$ мм, $d_i = 2,2$ мм максимальный диаметр круглых отверстий составляет 1,5 мм, что позволяет получить волновое сопротивление отрезка линии с изолятором 43,2 Ом, а $\epsilon_{эфф} = 2,9$.

Уменьшение диаметра центрального проводника нежелательно, так как приведет к необходимости уменьшения диаметра резьбы, которое сложно выполнить. С помощью МКЭ получена зависимость волнового сопротивления изолятора Z от ее наружного диаметра D_o с пропорциональным увеличением диаметров отверстий (рисунок 4.10). Исходя из зависимости, для получения $Z = 50$ Ом с такой конструкцией отверстий необходимо увеличение наружного диаметра изолятора до 8,8 мм, что в свою очередь приведет к снижению критической частоты до 10,5 ГГц.

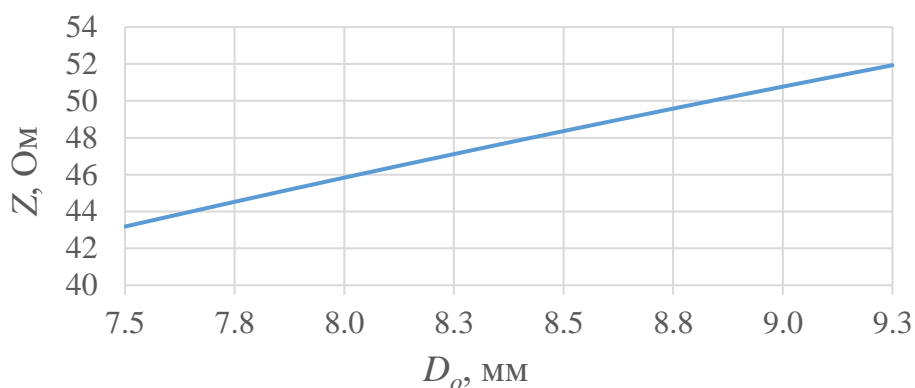


Рисунок 4.10 – Зависимость Z линии с изолятором от наружного диаметра для изолятора с круглыми отверстиями

Применение в конструкции изолятора полостей сложной формы (рисунок 4.11) позволило снизить ее $\epsilon_{эфф}$ до 2,15 или на 26%. Однако такая конфигурация вызывает определенные сложности при контроле ее размеров, поэтому в производственном процессе был использован метод четвертьволнового резонатора, который позволяет упростить контроль, сведя его к измерению внешних габаритов изоляторов и размеров согласующих проточек.

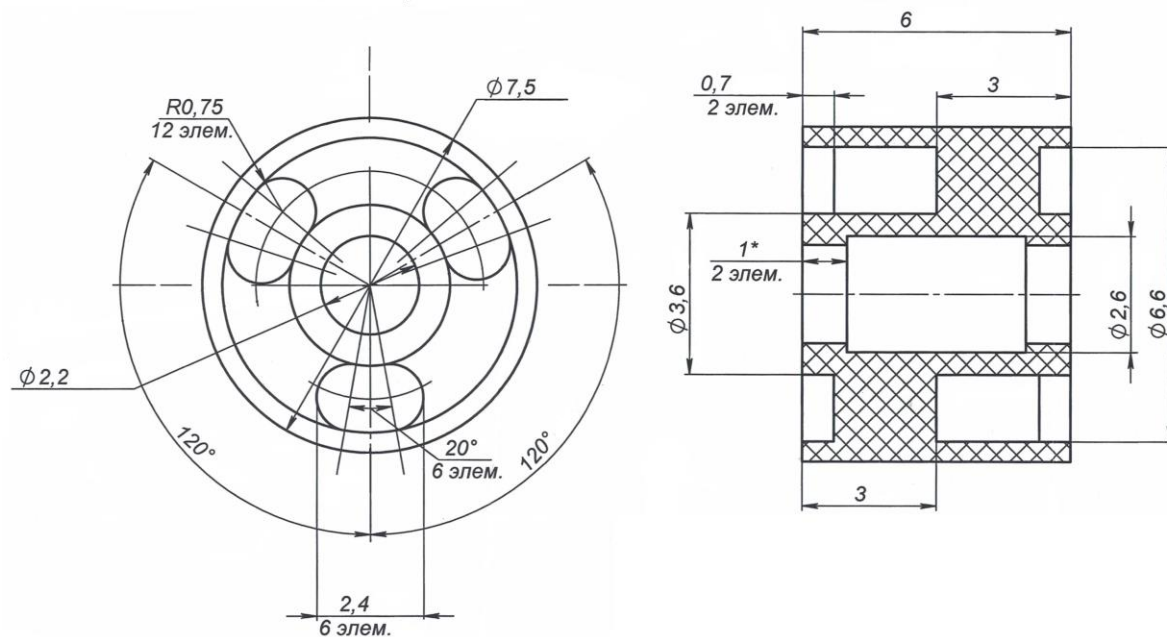


Рисунок 4.11 – Изолятор СВЧ переключателя из ПЭЭК

Примеры результатов измерения параметров изоляторов методом четвертьволнового резонатора приведены в таблице 2.3 [16]. Наличие проточки в изоляторе со стороны возбуждителя на результаты измерения не влияет из-за малой напряженности E -поля. Проточка со стороны открытого конца приводит к

увеличению f_0 резонатора с изолятором и при измерениях не учитывалась, но может быть учтена по методике для случая неполного заполнения резонатора с введением дополнительного отрезка линии с известной длиной и W .

4.3 Экспериментальное исследование высокочастотных параметров переключателя 2П2Н

Измерение высокочастотных параметров контактной системы проводилось с помощью векторного анализатора цепей Keysight E5071C. Для калибровки использовался калибровочный набор Микран НКММ–11Р. Опорная плоскость находилась у соединителей контактной системы СВЧ переключателя. Измерялись S -параметры всех четырех направлений. Измерения КСВн и вносимых потерь (S_{21}) проводились при замкнутом контакте между портами анализатора. Измерения изоляции – при разомкнутом контакте, при этом к неиспользуемым соединителям переключателя были подключены согласованные нагрузки с КСВн не более 1,35 в полосе частот до 12,4 ГГц. Результаты измерения представлены на рисунках 4.12, 4.13 и 4.14 [24].

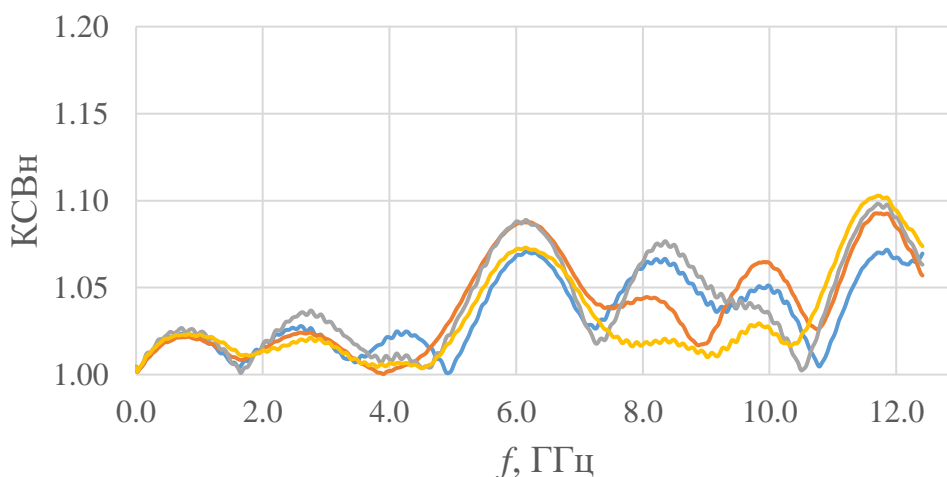


Рисунок 4.12 – КСВн контактной системы СВЧ переключателя 2П2Н

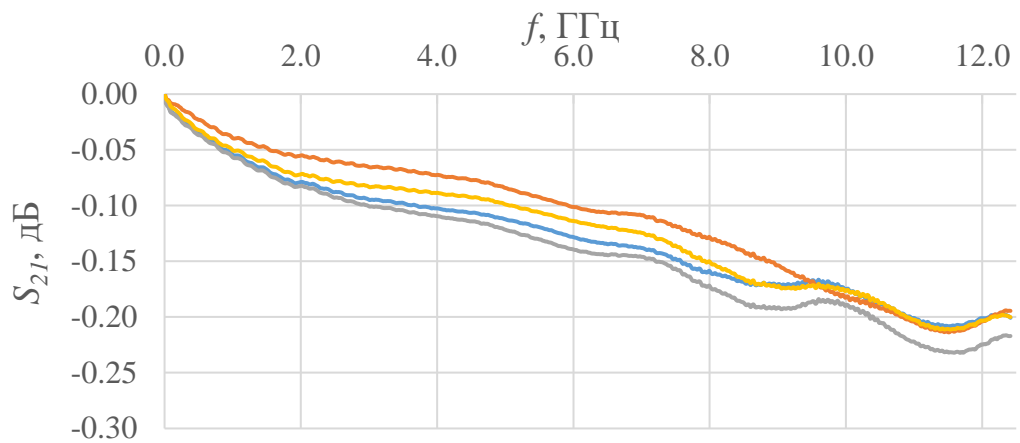


Рисунок 4.13 – Вносимые потери контактной системы СВЧ переключателя 2П2Н

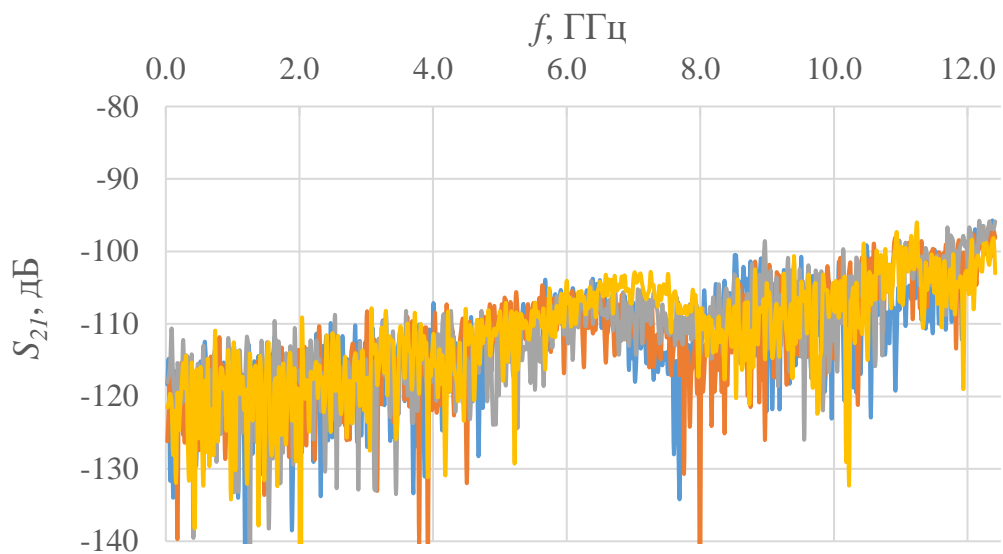


Рисунок 4.14 – Изоляция контактной системы СВЧ переключателя 2П2Н

Полученные СВЧ параметры контактной системы существенно лучше аналогичных параметров переключателей зарубежных фирм (таблица 1.3).

Для определения мест возникновения отражений в переключателе был проведен анализ S_{11} контакта J1–J3 во временной области (рисунок 4.15). Для преобразования использовался расчет для ступенчатого воздействия с окном Хамминга и нормализацией к амплитуде импульса [8, 9, 88].

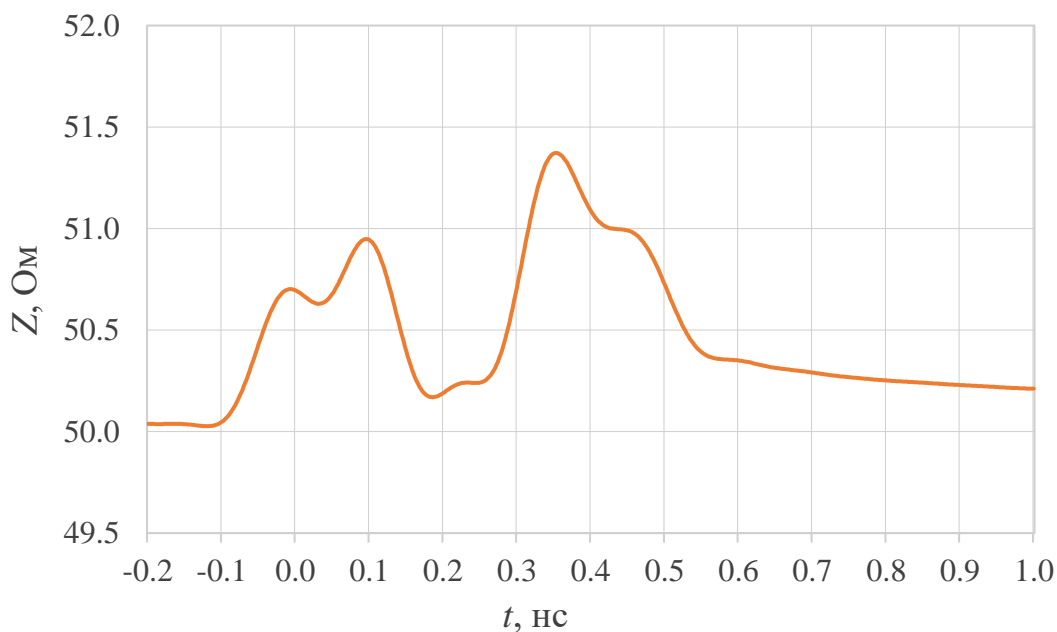


Рисунок 4.15 – Временная диаграмма волнового сопротивления замкнутого контакта J1–J3 2П2Н

Электрическая длина измеряемого контакта с соединителями составляет 225 пс, что соответствует 450 пс на диаграмме коэффициента отражения. Временная диаграмма симметрична, характер и амплитуда неоднородностей практически совпадают.

Среди неоднородностей присутствуют индуктивные выбросы, связанные с наличием рецессии цапг соединителей в опорной плоскости. Еще одна пара индуктивных неоднородностей соответствует завышенным волновым сопротивлениям участков с изоляторами, но Z на этих участках не превышает 51,5 Ом.

В центре диаграммы, на отметке в 225 пс, находится участок ПКЛ. Волновое сопротивление участка близко к 50 Ом, что говорит о правильном расчете его геометрических размеров.

Определение повторяемости параметров контактной системы в процессе коммутации проводилось с помощью автоматизированного стенда, включающего ПК, ВАЦ и коммутирующее устройство с источником питания, которое предназначено для формирования импульсов управления переключателем по команде с ПК.

С помощью стенда проводились измерения S -параметров замкнутого контакта в каждом цикле коммутации. Цикл коммутации – процесс переключения контактной системы из состояния 1 в состояние 2 и обратно.

При измерениях проводилось накопление максимального и минимального значений S_{21} и S_{11} в каждой частотной точке. Расчет величины стабильности S_{21} проводился по формуле (4.2), а S_{11} по (4.3) [8].

$$dS_{21}[dB] = S_{21max}[dB] - S_{21min}[dB], \quad (4.2)$$

$$dS_{11}[dB] = 20 \cdot \lg(S_{11max} - S_{11min}), \quad (4.3)$$

где dS_{21} – стабильность S_{21} , S_{21max} и S_{21min} – соответственно максимальное и минимальное значения коэффициента передачи, dS_{11} – стабильность S_{11} , S_{11max} и S_{11min} – максимальное и минимальное значение коэффициента отражения, выраженное в размах.

Полученные частотные зависимости dS_{21} и dS_{11} представлены, соответственно, на рисунках 4.16 и 4.17.

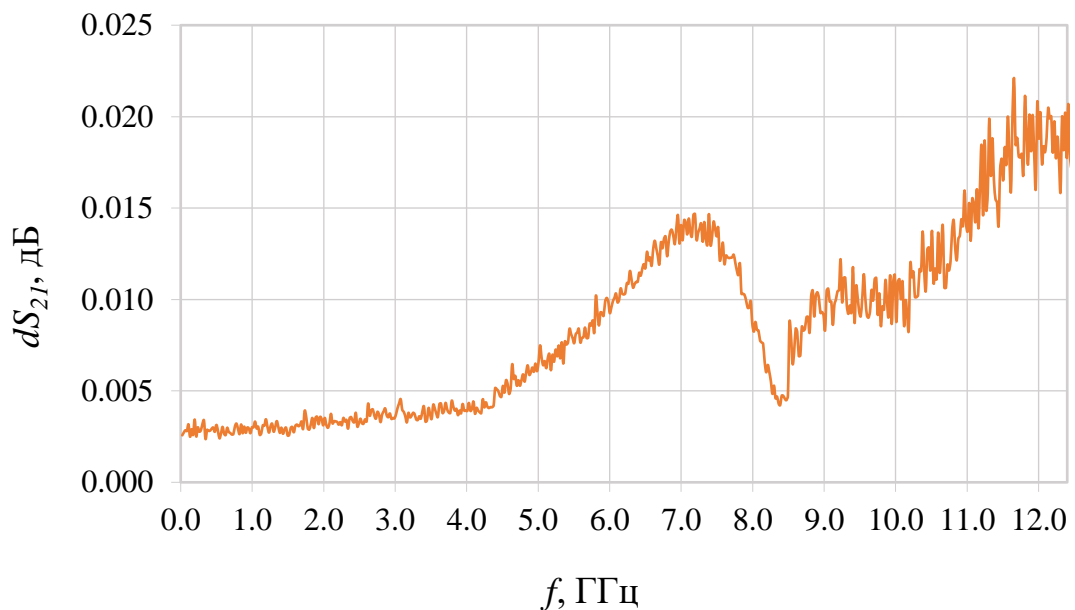


Рисунок 4.16 – Стабильность S_{21} за 500 циклов коммутации [24]

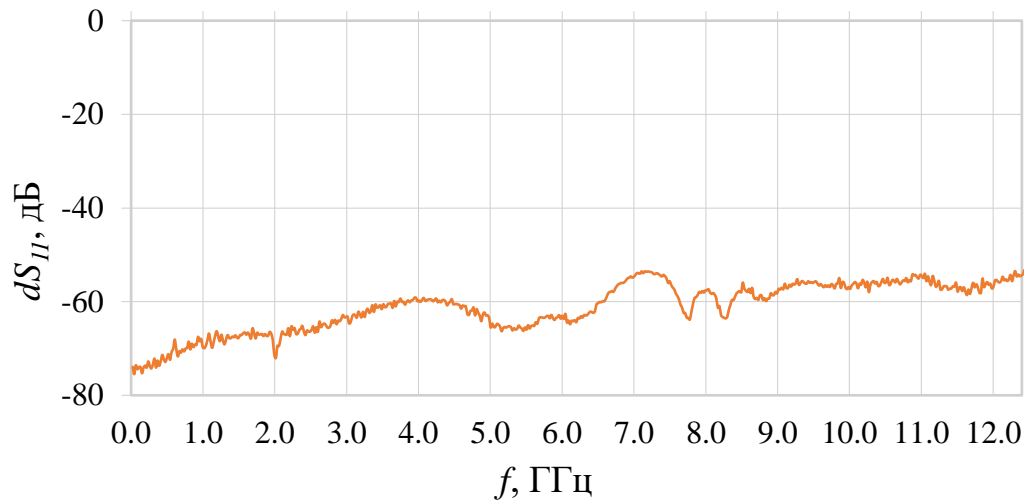


Рисунок 4.17 – Стабильность S_{11} за 500 циклов коммутации [24]

Достигнутая стабильность контактной системы позволяет применять СВЧ переключатель в автоматизированных измерительных стендах, для снижения трудоемкости измерений и улучшения их стабильности [8, 15] по сравнению с ручным присоединением измерительных устройств.

Для определения максимальной пропускаемой мощности контактной системы был проведен ряд испытаний в режимах, представленных в таблице 4.2 [24].

Таблица 4.2 – Режимы испытаний на максимальную пропускаемую мощность

Номер режима	Частота, МГц	Пиковая мощность, Вт	Скважность	Максимальная температура нагрева корпуса, °С
1	1030	12300	625	–
2	1500	10300	625	–
3	2775	870	10	46,9
4	9600	600	10	57,7

Во время проведения испытаний проводился контроль температуры поверхности корпуса переключателя в разных точках при помощи тепловизора Fluke Ti400 [24]. Наиболее горячим местом оказалась точка на корпусе между соединителями типа N. Величины перегрева этой точки относительно температуры окружающей среды представлены в таблице 4.2.

Наиболее сложным в тепловом отношении оказался режим №4. Режимы №1 и №2 имели высокую пиковую, но низкую среднюю мощность, и использовались для определения величины пробоя в переключателе.

По результатам испытаний контактная система СВЧ переключателя выдержала оказанные на нее воздействия и сохранила все свои параметры в пределах погрешности измерений. Проведение испытаний при более высоких уровнях мощности было невозможно из-за отсутствия необходимого оборудования, но достаточно умеренный нагрев контактной системы говорит о наличии запаса по максимальной пропускаемой мощности относительно описанных режимов.

4.4 СВЧ переключатель 2ПЗН с соединителями типа SMA

Разработка контактной системы с соединителями SMA велась в рамках разработки семейства СВЧ переключателей с рабочим диапазоном частот до 18 ГГц.

Разработанная контактная система универсальна, а ее составные элементы могут быть использованы в конструкции переключателей 2ПЗН, 1П2Н и 1П2Н с согласованными нагрузками (рисунок 1.5).

Ближайшими аналогами с подобными контактными системами являются переключатели Teledyne CRS-33, Dow-Key 521, Radiall R595 (таблица 1.2). Согласно техническому заданию на разработку контактной системы, она должна обладать КСВн не более 1,5, вносимыми потерями не более 0,5 дБ, изоляцией не менее 60 дБ во всем рабочем диапазоне частот [86].

Контактная система была использована в конструкции прототипов коаксиальных переключателей ПСВЧ 2ПЗН в АО «Иркутский релейный завод» (рисунок 4.18) [22].



Рисунок 4.18 – Внешний вид СВЧ–переключателя ПСВЧ 2ПЗН [22]

Контактная система построена по такому же принципу, как и у переключателя 2П2Н (рисунок 4.6). Необходимость в более высоком рабочем диапазоне частот привела к использованию миниатюрных соединителей с интерфейсом SMA и уменьшению общих габаритов прямоугольной коаксиальной линии. Устройство контактной системы изображено на рисунке 4.19.

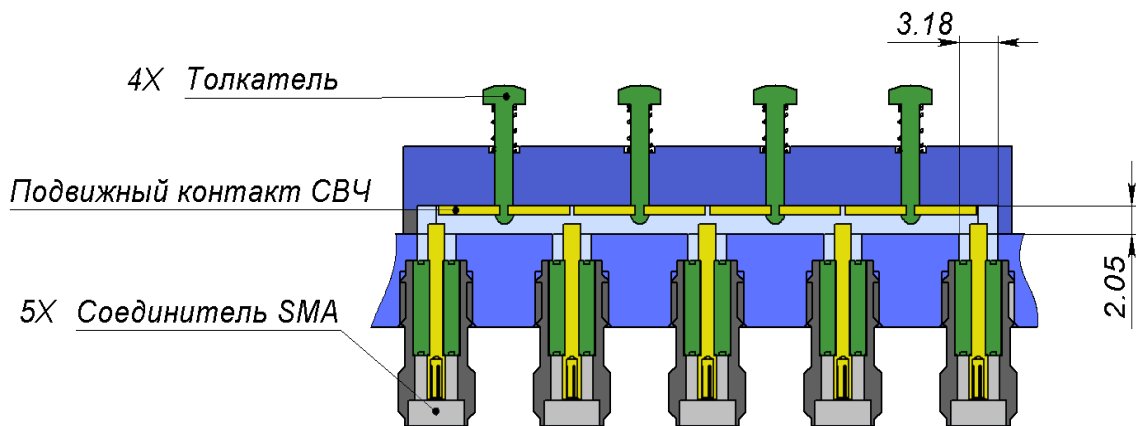


Рисунок 4.19 – Устройство контактной системы 2ПЗН [22]

Изоляторы соединителей и толкатели (зеленый) выполнены из материала AR200, центральные проводники соединителей и подвижные контакты (желтый) выполнены из бериллиевой бронзы (БрБ2) и покрыты золотом. Корпус контактной системы (синий), крышка корпуса (фиолетовый) и корпуса соединителей (серый) покрыты никелем.

ПКЛ (рисунок 4.20) рассчитывалась по формуле (4.1). Габариты линии выбирались исходя из величины изоляции при разомкнутом контакте не более 70дБ

на длине линии равной расстоянию между соединителями 11,18 мм, которое соответствует стандартному значению для переключателей в таком форм-факторе.

Толщина подвижного контакта (0,63 мм) для удобства изготовления выбиралась с учетом использования листа БрБ2 стандартной толщины. Ширина центрального проводника (1,38 мм) и ширина линии (3,18 мм) равняются, соответственно, диаметру центрального вывода и диаметру отверстия коаксиальной линии соединителя SMA – для облегчения согласования. Согласование всей конструкции проводилось путем ее моделирования при помощи МКЭ в среде CST Microwave Studio.

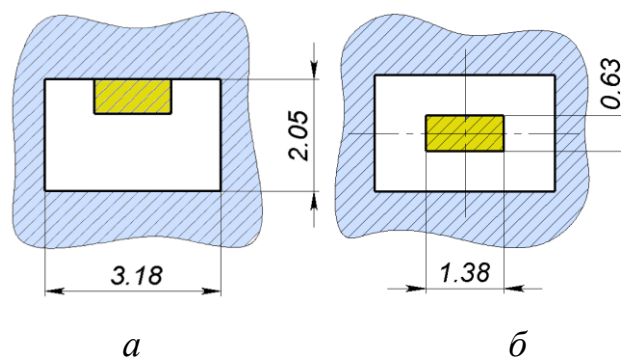


Рисунок 4.20 – Подвижный контакт прямоугольной коаксиальной линии в разомкнутом (*a*) и в замкнутом (*б*) положении [22]

Соединитель переключателя 2ПЗН (рисунок 4.21) имеет меньшие габариты коаксиальной линии по сравнению с соединителем типа N переключателя 2П2Н. Из-за этого невозможно применить тот же способ крепления изолятора, так как резьба на центральном проводнике должна быть слишком маленькой.

Применение эпоксидной смолы для фиксации изолятора приведет к увеличению вносимых потерь. Использование защелок не позволит обеспечить требуемые усилия сочленения/расчленения с сохранением допусков на геометрические размеры интерфейса согласно ГОСТ РВ 51914–2002.

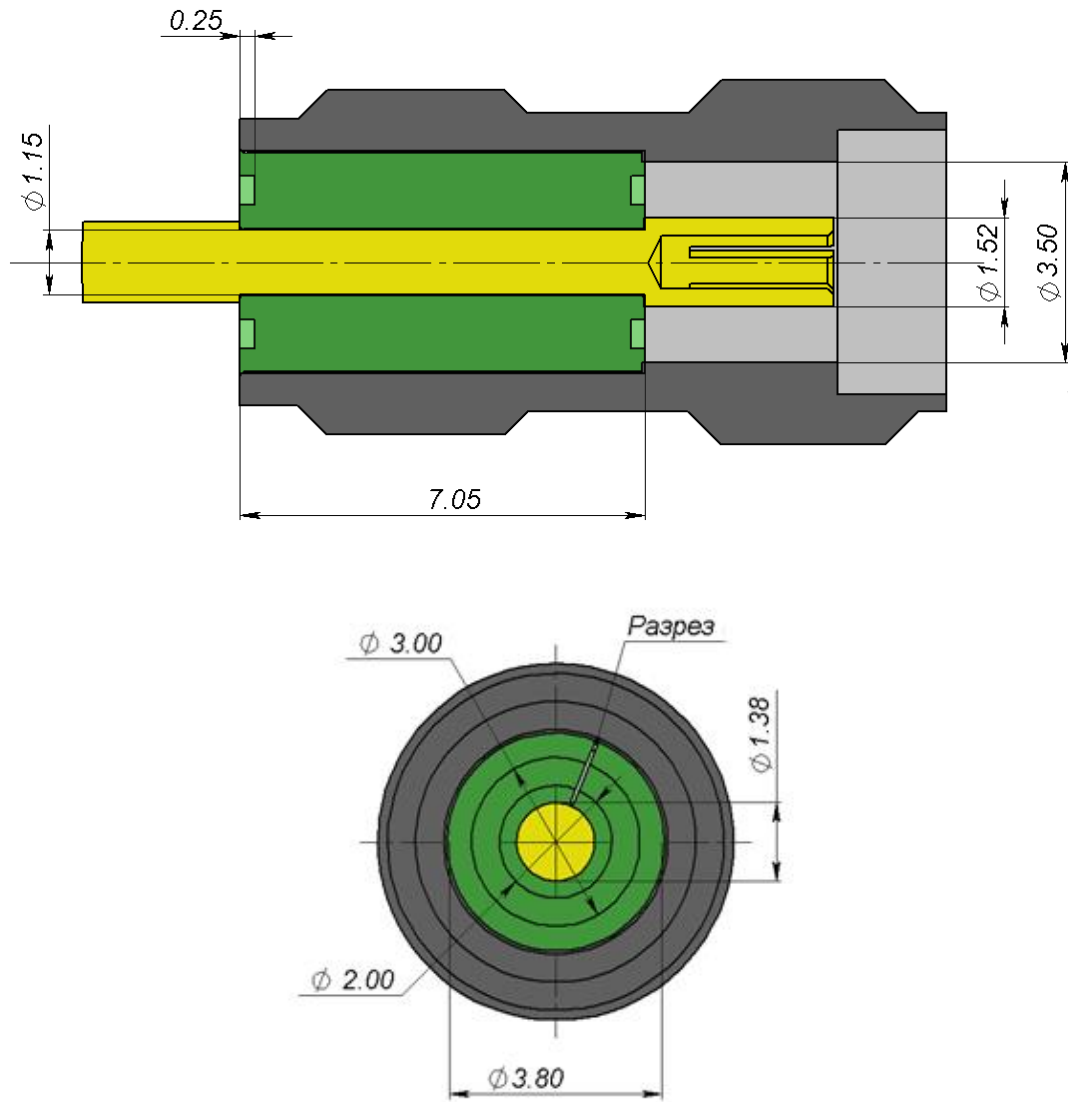


Рисунок 4.21 – Конструкция коаксиального СВЧ соединителя переключателя [86]

В разработанном соединителе выбран способ крепления изолятора с помощью уступов и скачков диаметра [22]. Изолятор устанавливается в проточке в центральном проводнике. Этот же изолятор с центральным проводником зажимается между корпусом соединителя и корпусом контактной системы (рисунок 4.19).

Согласование изолятора в соединителе в рабочей полосе частот переключателя осуществляется при помощи боковых проточек. Проточки одинаковы с обеих сторон изолятора – для исключения ошибок при сборке. Проточки обеспечивают оптимальное согласование в диапазоне рабочих частот переключателя для средних значений диаметров центрального и наружного проводника – 3,44/1,45 мм.

Разработанная конструкция стала возможной благодаря наличию радиального разреза в изоляторе (рисунок 4.21), через который в нее устанавливается центральный проводник, но наличие разреза приводит к уменьшению $\varepsilon_{эфф}$ изолятора.

4.5 Экспериментальное исследование разреза в изоляторе соединителя контактной системы 2ПЗН

Для определения применимости метода четвертьволнового резонатора для контроля $\varepsilon_{эфф}$ изолятора с разрезом было проведено исследование зависимости резонансной частоты такого резонатора с изолятором от формы и размеров поперечного сечения разреза.

Разрез моделировался с сечением в виде прямоугольника с шириной l_g и в виде сектора с углом раскрыва Θ_g . Зависимости резонансной частоты резонатора от Θ_g и l_g представлены на рисунке 4.22 [86].

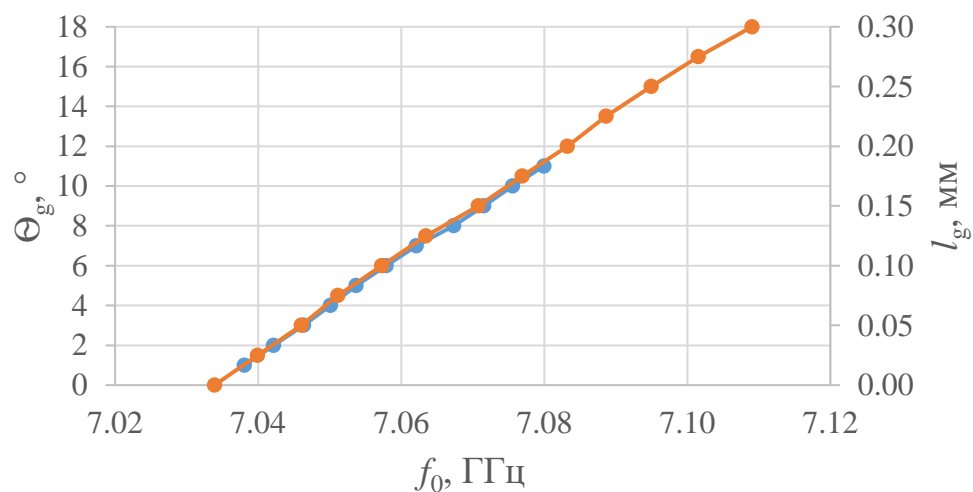


Рисунок 4.22 – Зависимость резонансной частоты от величины разреза с сечением в виде сектора с заданным углом (оранжевый), а также в виде прямоугольника с заданной шириной (голубой) [86]

В реальном изоляторе конфигурация поперечного сечения разреза будет отличаться от моделированной, однако в рамках данного исследования принято, что она равномерна вдоль всей длины изолятора.

Сам разрез в процессе изготовления выполняется вручную, поэтому внедрение контроля $\varepsilon_{эфф}$ изоляторов позволит проводить отбраковку на раннем этапе и приведет к снижению потерь от брака.

Для проведения измерений параметров изоляторов был рассчитан и изготовлен четвертьволновый коаксиальный резонатор (рисунок 4.23) [86]. Размеры проводников резонатора соответствуют размерам изоляторов. Возбудитель обеспечивает коэффициент связи, при котором S_{11} на резонансной частоте составляет минус 15 дБ. Центральный проводник выполнен на 0,45 мм длиннее номинальной длины изоляторов, а расчет проводился для случая резонатора с неполным заполнением. Все проводники резонатора покрыты золотом.

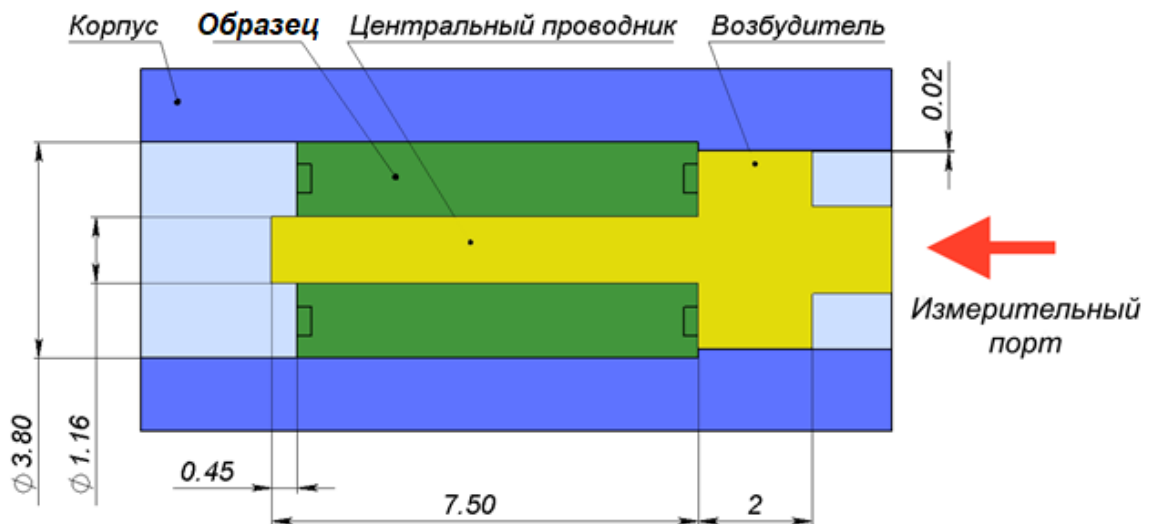


Рисунок 4.23 – Четвертьволновый коаксиальный резонатор, предназначенный для измерения эффективной диэлектрической проницаемости изоляторов соединителей СВЧ–переключателя 2ПЗН [86]

С помощью резонатора (рисунок 4.23) были проведены измерения партии изоляторов и рассчитана их $\varepsilon_{эфф}$. В таблице 4.3 приведены результаты измерений и расчетов для изоляторов с максимальным и минимальным $\varepsilon_{эфф}$.

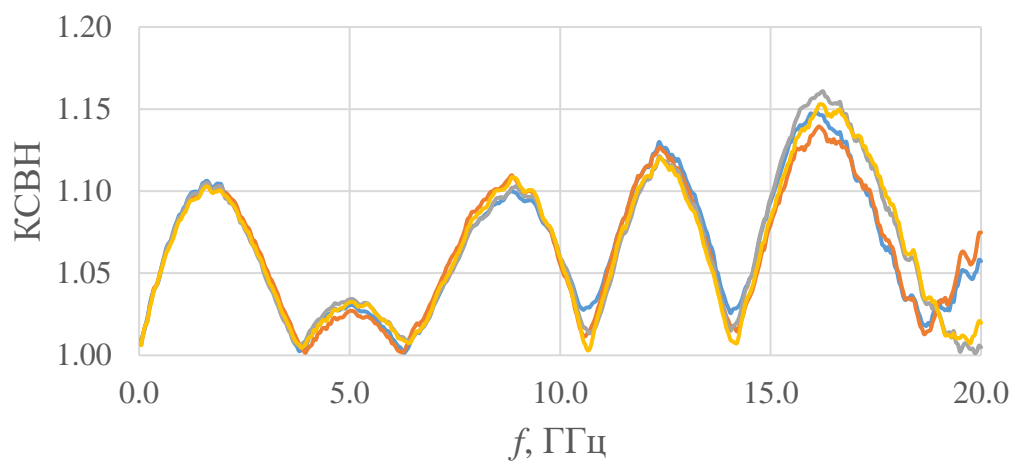
Все измеренные изоляторы имеют $\varepsilon_{эфф}$, которая меньше ε материала изолятора ($\varepsilon_{AR200}=2,06$). Результаты расчета показывают, что в процессе разработки конструкции изолятора с разрезом, выполненным таким способом, следует пользоваться $\varepsilon_{эфф}=2,00$ [86].

Таблица 4.3 – Исходные данные и результаты расчета $\varepsilon_{эфф}$ изоляторов [86]

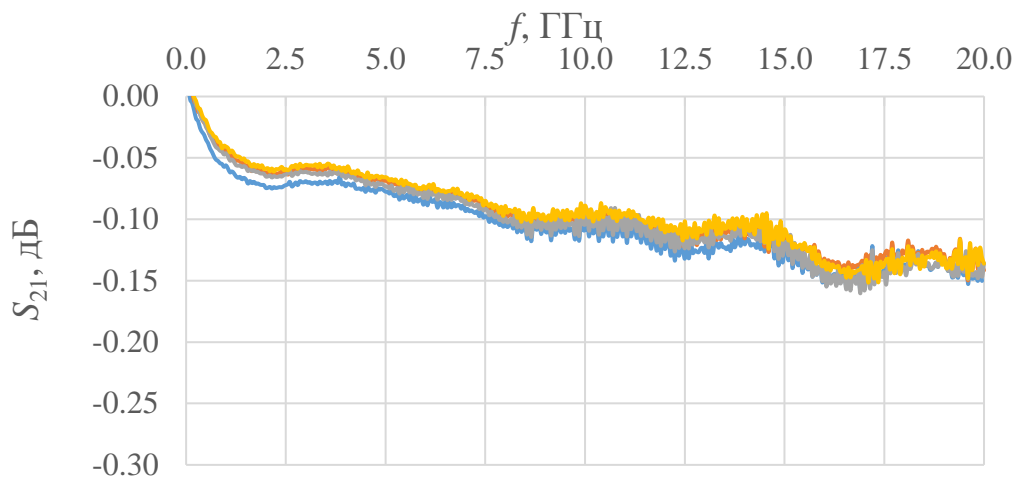
Изолятор	f_0 , ГГц	Z_0 , Ом	l_1 , мм	$l_{П0}$, мм	$\varepsilon_{эфф}$
Воздух					
–	9,3235	38,084	–	0,629	1,00
AR200					
$min \varepsilon$	7,1090	52,15	7,05	0,68	1,98
$max \varepsilon$	7,0381	52,76	7,05	0,68	2,02

4.6 Результаты измерения высокочастотных параметров контактной системы 2ПЗН

S -параметры контактной системы переключателя 2ПЗН были измерены с помощью ВАЦ Keysight E5071C калиброванного модулем автоматической калибровки N4691B. Во время проведения измерений все порты, не подключенные к ВАЦ, были соединены с согласованными нагрузками с КСВН<1,2, это необходимо для исключения возникновения отраженных волн большой амплитуды, которые значительно влияют на результаты измерения изоляции. Результаты измерений S -параметров контактной системы представлены на рисунках 4.24, 4.25 [86].



a



б

Рисунок 4.24 – Измеренные значения КСВН (а) и вносимых потерь (б) СВЧ переключателя 2ПЗН

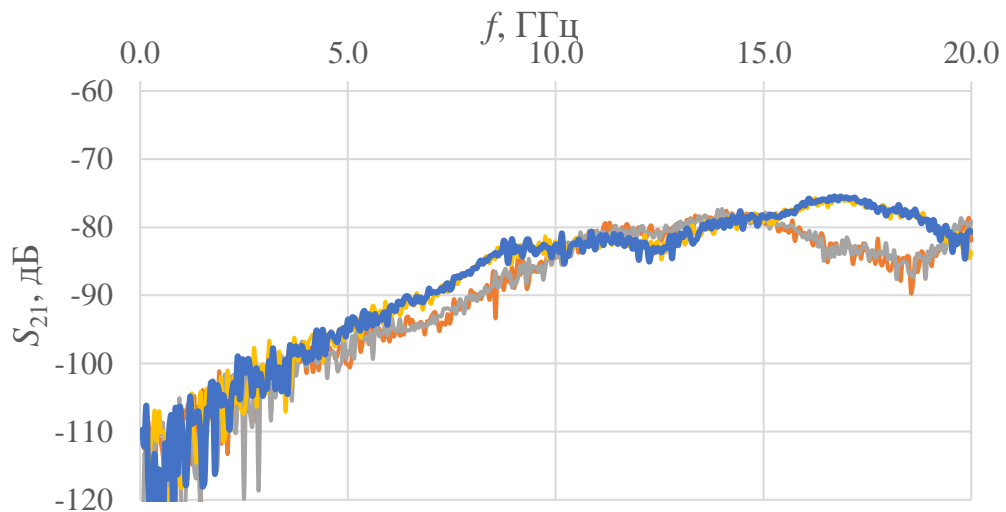


Рисунок 4.25. Измеренные значения изоляции СВЧ переключателя 2ПЗН

Анализ характера неоднородностей и их расположения в переключателе был проведен путем преобразования зависимости $S_{11}(f)$ контакта J1–J2 (рисунок 4.18) во временную область (рисунок 4.26). Преобразование проводилось таким же образом, как и для получения диаграммы на рисунке 4.15.

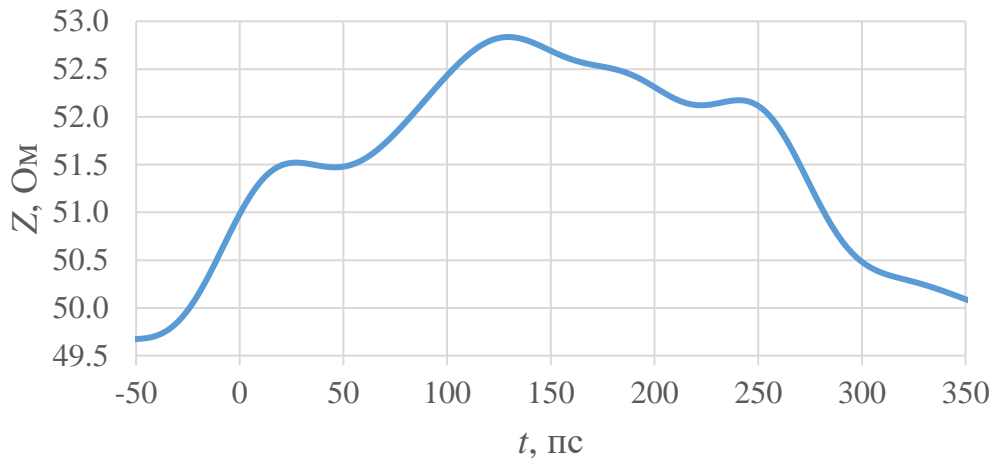


Рисунок 4.26 – Временная диаграмма волнового сопротивления контактной системы СВЧ переключателя 2ПЗН

Электрическая длина переключателя в направлении J1–J2 составляет 135 пс, что соответствует 270 пс на диаграмме на рисунке 4.25. Согласно временной диаграмме, Z переключателя находится в пределах 51 ... 53 Ом, но без значительных скачков, благодаря чему КСВн контактной системы находится на низком уровне.

В центре диаграммы находится область с наибольшим волновым сопротивлением. Она соответствует прямоугольной коаксиальной линии. Отклонение Z от 50 Ом связано с точностью изготовления проводников, размеры которых имели близкие к максимальным отклонения от номиналов [86].

В местах соединения контактной системы с ВАЦ, на краях временной диаграммы, находятся индуктивные неоднородности, связанные с наличием зазоров в местах соединений цанг со штырями в коаксиальных соединителях.

Волновое сопротивление участков с изоляторами составляет 51.5 ... 52 Ом (50 пс и 220 пс на диаграмме на рисунке 4.26). Данные значения соответствуют $\epsilon_{эфф} \approx 1,9 \dots 1,93$ при номинальных значениях диаметров центрального и наружного проводников. Наличие допусков на изготовление деталей привело к тому, что диаметр наружного проводника фактически больше номинального, а центрального – меньше. Это привело к снижению $\epsilon_{эфф}$ на величину не более 0,09 относительно измеренных в таблице 4.3.

Результаты измерений параметров изоляторов методом четвертьволнового резонатора и анализ измеренных S -параметров во временной области согласуются между собой. Уменьшение Z участков с изоляторами нецелесообразно, т.к. приведет к появлению дополнительных скачков импеданса и увеличению КСВн контактной системы.

Выводы по главе 4

1. Разработана контактная система СВЧ переключателя 2П2Н с рабочим диапазоном частот до 12,4 ГГц и с соединителями типа N. Контактная система обладает высокочастотными характеристиками на уровне лучших мировых аналогов и является частью серийно выпускаемого на АО «Иркутский релейный завод» электромеханического СВЧ переключателя, что подтверждается актом внедрения.

2. В конструкции контактной системы 2П2Н применен изолятор с внутренними отверстиями сложной формы. Применение такой конструкции изолятора позволило добиться снижения эффективной диэлектрической проницаемости на 26% с сохранением механической жесткости. Метод четвертьволнового резонатора использован для контроля электрофизических параметров изоляторов в производственном процессе.

3. Разработана контактная система СВЧ переключателя 2П3Н с рабочим диапазоном частот до 18 ГГц. Контактная система входит в состав прототипа электромеханического СВЧ переключателя, разрабатываемого в настоящее время на АО «Иркутский релейный завод».

4. В составе соединителей контактной системы 2П3Н использована конструкция изоляторов с разрезом, которая позволила упростить конструкцию соединителей и добиться высокочастотных характеристик, которые не уступают лучшим зарубежным аналогам.

Заключение

В результате выполнения работы поставленная цель достигнута, задачи решены.

1. Разработана методика измерения электрофизических параметров изоляторов коаксиальных СВЧ соединителей с использованием метода четвертьволнового резонатора. Методика была успешно применена при разработке СВЧ устройств и в технологическом процессе их производства для контроля изоляторов сложной формы.

2. Исследованы температурные зависимости электрофизических параметров изоляторов коаксиальных соединителей, выполненных из материалов AR200, ПИ–ПР–20 и ПЭЭК–5Г. Разработана и описана измерительная оснастка, которая, с помощью разработанной методики, использована для проведения измерений.

3. Разработана конструкция коаксиально-микроразъемного перехода с интерфейсом типа SMA и рабочим температурным диапазоном до плюс 300°C, что превышает соответствующий параметр аналогов. Разработанный переход обладает более низким КСВн по сравнению с оригиналом и серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод», что подтверждено актом внедрения.

4. Разработана конструкция высокочастотной контактной системы СВЧ переключателя 2П2Н с использованием оригинальной конструкции изоляторов, которая позволила снизить эффективную диэлектрическую проницаемость на 26% с сохранением жесткости конструкции. Контактная система обладает высокочастотными характеристиками на уровне лучших мировых аналогов и используется в конструкции СВЧ переключателя ПСВЧ 2П2Н, который серийно выпускается на АО «Иркутский релейный завод», что подтверждается актом внедрения. В производственном процессе изготовления изоляторов соединителей контактной системы использована разработанная методика, что позволило исключить измерение геометрических размеров внутренних отверстий.

5. Разработана конструкция высокочастотной контактной системы СВЧ переключателя 2П3Н с рабочим диапазоном частот до 18 ГГц. В конструкции применены изоляторы с разрезом, исследовано влияние разреза на $\epsilon_{эфф}$ изоляторов,

благодаря чему удалось упростить конструкцию коаксиальных соединителей и добиться высокочастотных характеристик на уровне лучших мировых аналогов.

Дальнейшие работы в рамках данной тематики могут быть продолжены в направлении доработки конструкции резонатора с целью улучшения повторяемости результатов измерений, оптимизации возбуждителя.

Список литературы

1. Исаков А.В. Научные и технические аспекты разработки и производства высокочастотных соединителей: дис. ... канд. т. н.: 05.12.07 / Исаков Алексей Владимирович. – Екатеринбург, 2007. – 172 с.
2. Прокимов А., Лобанов А., Джурицкий К., Кузнецов Р. Фазовая стабильность кабельных сборок СВЧ с диэлектриком ПТФЭ // Компоненты и технологии. – 2015. – N 6. – С. 58–63.
3. IEEE Standard 287–2007. IEEE Standard for Precision Coaxial Connectors (DC to 110 GHz). – NY: IEEE, 2007. – 129 p.
4. Microwave Push-on Interconnects / Corning Gilbert Inc. – Glendale: Corning Gilbert. – 2011. – 190 p.
5. Anritsu Company, MS4640A Series Vector Network Analyzers. Calibration and Measurement Guide. P/N 10410-00269L [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.anritsu.com/en-GB/test-measurement/support/downloads/manuals/dwl008928>, свободный (дата обращения: 22.09.2023).
6. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ / Л.Г. Малорацкий. – М.: Сов. Радио, 1976. – 216 с.
7. Mario A. Maury Jr. Microwave coaxial connector technology: A continuing evolution / Mario A. Maury // Microwave Journal 1990 State of the Art Reference. – 1990. – pp. 1–21.
8. Дансмор Джоэль П. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Дансмор Джоэль П. – М.: Техносфера, 2018. – 736 с.
9. Southwest Microwave, Utilizing Time Domain Test Methods For Maximizing Microwave Board Performance. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://mpd.southwestmicrowave.com/wp-content/uploads/2018/07/Utilizing-Time-Domain-TDR-Test-Methods-For-Maximizing-Microwave-Board-Performance.pdf>, свободный (дата обращения: 22.09.2023).

10. Плодукин Б.В. Коаксиальные диапазонные резонаторы / Б.В. Плодукин. – М.: Советское радио, 1956. – 240 с.
11. Джурицкий К.Б., Королев А.Н. Зарубежные и отечественные радиочастотные соединители. Современное состояние. / К.Б. Джурицкий, А.Н. Королев // Электронная техника. Серия 1: СВЧ–техника. – 2013. – N 1 (516). – С. 13–30.
12. E.W. Risley, Discontinuity Capacitance of a Coaxial Line Terminated in a Circular Waveguide // Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on. – 1969. – vol. 17, – N 2. – pp. 86–92.
13. Вайнштейн Л.А. Теория дифракции и метод факторизации / Л.А. Вайнштейн. – М.: Советское радио, 1966. – 64 с.
14. M. Razaz, J.B. Davies, Capacitance of the Abrupt Transition from Coaxial-to-Circular Waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1979. – vol. 27, – N 6. – pp. 564–569.
15. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель. – пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.: ил., с.110.
16. Корнев А.В., Гошин Г.Г. Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора // Ural Radio Engineering Journal. – 2021; – N 5(3):207–319. С. 272–284.
17. Кочемасов В. Электромеханические переключатели СВЧ сигналов – основные типы и производители. Ч.1 – Ч.3. / В. Кочемасов // Электроника: НТБ. – 2016. – N 7. С. 114–121, – N 8. С. 96–106, – N 9. С. 128–135.
18. Radiall Technical Data Sheet. High Performance DP3T–SPDT switches. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.radiall.com/media/files/SwitchesCatalog_2016_WEB.pdf, свободный (дата обращения 22.09.2023).
19. Teledyne Series CCRS–33S/CRS–33S Miniature DC–18GHz Latching 2P3T Coaxial Switch Datasheet. CCRS–33S\CRS–33S\022019\Q1. [Электронный

ресурс]. Режим доступа:
https://www.teledynedefenseelectronics.com/relays/ourproducts/coaxswitches/Datasheets/CCRS-33S_CRS-33%20LATCHING.pdf, свободный (дата обращения 22.09.2023).

20. Галлагер Р. Метод конечных элементов. Основы: Пер. С англ. / Р. Галлагер. – М.: Мир, 1984. – 430 с.
21. Dow–Key Microwave Product catalog №: 214b. [Электронный ресурс]. Режим доступа:
https://www.mpgdover.com/content/dam/mpg/documents/catalogs/product_catalog-dkm.pdf, свободный (дата обращения 22.09.2023).
22. СВЧ Переключатель ПСВЧ–2ПЗН–SMA–1–28. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://irzirk.ru/catalog/dev/psvch-2p3n-sma-1-28/>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
23. Корнев А.В., Гошин Г.Г. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ устройств // Наука и практика: проектная деятельность — от идеи до внедрения. Мат. VIII рег. конф. – Томск: Изд-во ТУСУРа, – 2019. – ч.2. – С. 546–548.
24. Корнев А., Гошин Г. Особенности разработки электромеханического СВЧ–переключателя // Электроника: НТБ. – 2021. – N 1. С. 92–96.
25. RF connector guide / Huber+Suhner AG. – 4th edition. – Herisau: HUBER+SUHNER AG., 2007. – 165 p.
26. Design Guide Microwave Switches and RF Coaxial Relays. // AN2001–01 Dow–Key Microwave Corporation, 2015, 04 47P. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.dowkey.com/wp-content/uploads/2015/04/AN2001-01-DesignGuide_MicrowaveSwitches&RFCoaxialSwitches.pdf, свободный (дата обращения 22.09.2023).
27. Cruzan O.R., Garver R.V. Characteristic Impedance of Rectangular Coaxial Transmisson Lines // IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques. – 1964. – pp. 488–495.

28. Faubrice Janot. Technology guide for power calculation. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.radiall.com/products/rf-microwave-switches.html>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
29. А. Прокимов, К. Джурицкий, Ю. Смирнова. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей /А. Прокимов, К. Джурицкий, Ю. Смирнова // Компоненты и технологии. – 2017. – N 2. – С. 105–113.
30. Михайлин Ю.А. Термоустойчивые полимеры и полимерные материалы / Ю.А. Михайлин. – Спб.: Профессия, 2006. – 624 с., ил.
31. Полиимиды — класс термостойких полимеров / Бессонов М.П., Котов М.М., Кудрявцев В.В., Лайус Л.А. – Л: Наука, 1983. – 328 с.
32. Ладур А.А. Электронный калибратор векторного анализатора цепей: автореф. дис. канд. тех. Наук: 05.12.07 / Ладур Александр Анатольевич. – Томск, 2013. – 18 с.
33. Laurence W. McKeen The Effect of Temperature and other Factors on Plastics and Elastomers, Plastics Design Library / Laurence W. McKeen. – 2nd ed. – Norwich: William Andrew. – 2008. – 822 p.
34. Гуреньков В.М., Горшков В.О., Чеботарев В.П., Прудскова Т.Н.; Андреева Т.И. Полиэфирэфиркетон. Свойства, применение, производство. // Полимерные композиционные материалы и производственные технологии нового поколения: материалы IV Всероссийской научно-технической конференции (г. Москва, 18 окт. 2019г.). – М.: ВИАМ, – 2019. – С. 51–65.
35. S. Soldatov, T. Kayser, G. Link, T. Seitz, S.Layer, J. Jelonnek Microwave cavity perturbation technique for high temperature dielectric measurements // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2013. – pp. 1–4.
36. Михеев Ф.А., Морозов О.Ю., Фатеев А.В. Исследование влияния производственных допусков на параметры отрезка коаксиального тракта // Всероссийская научно-техническая конференция "Научная сессия ТУСУР–2009". –Томск: В–Спектр. – 2009. – Ч. 4, с. 34–35.

37. Егоров В.Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ // Приборы и техника эксперимента. – 2007. – N 2. С. 5—38.
38. Егоров В.Н., Костромин В.В., Романов Б.С., Черницкий А.П. Метод цилиндрического резонатора E010 для исследования диэлектриков на СВЧ // Кабель-news. – 2009, – N 9. С. 53–55.
39. Егоров В.Н., Кащенко М.В., Масалов В.Л., Токарева Е.Ю., Нонг К.К. Государственный первичный эталон единиц комплексной диэлектрической проницаемости в диапазоне частот от 1 до 178,4 ГГц // Измерительная техника. – 2014, – N 1. С. 3–7.
40. М. П. Пархоменко, Д. С. Калёнов, И. С. Ерёмин, Н. А. Федосеев, В. М. Колесникова, Ю. Л. Баринов Волноводный метод измерений электромагнитных параметров материалов в СВЧ диапазоне и оценка погрешности измерений // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – N 9. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep18/6/text.pdf>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
41. Bethe, H.A. and Schwinger, J. Perturbation Theory for Cavities / Hans Albrecht Bethe, Julian Schwinger. – Massachusetts: MIT. Radiation laboratory, 1943. – 38 p.
42. V. Ramopoulos, S. Soldatov, G. Link, T. Kayser, M. Gehringer, J. Jelonnek Microwave system for in-situ dielectric and calorimetric measurements in a wide temperature range using a TE111-mode cavity // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – 2015. – pp. 1–4.
43. Jyh Sheen, Chung-Ming Weng Modifications of the cavity perturbation technique for permittivity measurements of laminated samples // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. – 2016. – vol. 23. – N 1. pp. 532—536.
44. Xiufeng Shi, David M Klymyshyn Cavity Perturbation Technique to Characterize Dielectric Materials at Ka-band // 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. – 2018. – pp. 1–3.

45. Фатеев А.В. Сверхширокополосные пассивные устройства СВЧ и КВЧ диапазонов на основе нерегулярных линий с потерями: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Фатеев Алексей Викторович. – Томск, 2011. – 150 с.
46. ТУ 6–06–19–88 Детали и заготовки из полиимидных прессматериалов. Технические условия. М–5885
47. ТУ 20.16.40–563–00209349–2017. Полиэфирэфиркетон. Технические условия. АО «Институт пластмасс».
48. Б. С. Кирин, К. Р. Кузнецова, Г. Н. Петрова, А. Е. Сорокин Сравнительный анализ полиэфирэфиркетониров отечественного и зарубежного производства // Труды ВИАМ. – 2018. – N 5 (65). С. 34–43.
49. Ullmann's Polymers and Plastics. Products and Processes / ed. Dr. Barbara Elvers. Weinheim: Wiley–VCH Verlag, 2016. – 1869 p.
50. D.W. Van Krevelen, K. Te Nijenhuis Properties of polymers. Their correlation with chemical structure; their numerical estimation and prediction from additive group contributions / D.W. Van Krevelen, K. Te. Nijenhuis. – 4th ed. – Amsterdam: Elsevier, 2009. – 1032 p.
51. Silicon Dioxide Cable Assemblies / Times Microwave Systems. – Wallingford: Times Microwave Systems. – 2019. – 4 p.
52. A. Parkash, J.K. Vaid, A. Mansingh Measurement of Dielectric Parameters at Microwave Frequencies by Cavity–Perturbation Technique // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1979. – N 27(9). – pp. 791–795.
53. Бирюков В.Н., Губин С.И., Федоренко О.В. Определение свойств материалов для изоляторов СВЧ–соединителей / В.Н. Бирюков, С.И. Губин, О.В. Федоренко // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2021. – Т.1. – С. 35–39.
54. В. Геворкян, В. Кочемасов Объемные диэлектрические резонаторы – основные типы, характеристики, производители // Электроника – НТБ. – 2016. – N 4 (154). – С. 62–76.

55. B. Galwas, J. Piotrowski, J. Skulski Dielectric measurements using a coaxial resonator opened to a waveguide below cut-off // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 1997. – vol. 46. – N 2. – pp. 511–514.
56. Y. Xu, R. Bosisio Analysis of different coaxial discontinuities for microwave permittivity measurement // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 1993. – vol. 42. – pp. 538–543.
57. J. Piotrowski, J. Chramniec Broad-Band Dielectric Probe with a Coaxial Line – Circular Waveguide Junction // 2000 30th European Microwave Conference, Paris, France. – 2000. – pp. 1–4.
58. A. Gregory, R. Clarke A review of RF and Microwave Techniques for Dielectric Measurements on Polar Liquids // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. – 2006. – vol. 13. – N 4. – pp. 727–743.
59. D. K. Misra A quasi-static analysis of open-ended coaxial lines // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1987. – vol. MTT-35. – N 10. – pp. 925–928.
60. P. I. Somlo The computation of coaxial line step capacitances // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1967. – vol. MTT-15. – N 1. – pp. 48–53.
61. M. R. Taherian, D. J. Yuen, T. M. Habashy and J. A. Kong A coaxial–circular waveguide for dielectric measurement // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. – 1991. – vol. 29, – N 2, – pp. 321–330.
62. A.P. Orfanidis, G.A. Kyriacou and J.N. Sahalos A mode-matching technique for the study of circular and coaxial waveguide discontinuities based on closed-form coupling integrals // IEEE Transactions on MTT. – 2000. – vol. 48, – pp. 880–883.
63. J. Chramiec, J.K. Piotrowski Universal formula for frequency-dependent coaxial open–end effect // Electronics Letters. – 1999. – vol. 35. – pp. 1474–1475.
64. J. Müller, T. Sokoll and A.F. Jacob Sensitivity Analysis of Microwave Sensors for the Permittivity Measurement of Liquids // 2009 German Microwave Conference, Munich, Germany, – 2009. – pp. 1–4.
65. W. K. Gwarek Computer-aided analysis of arbitrary shaped coaxial discontinuities // IEEE Trans. MTT. – 1988. – Vol.36. – N 2. – pp. 337–342.

66. Xiangrui Bu, Weihua Xiong, Chunhua Wen The design of a wide-band SP6T electromechanical coaxial switch // 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Beijing. – 2016. – pp. 931–933.
67. J.H. Bryant Coaxial Transmission lines, related two-conductor transmission lines, connectors, and components: A U.S. historical perspective // IEEE Trans. On MTT. – 1984. – vol. 32. – N 9. – p. 970–981.
68. T. Zhang, C. Weng, W. Xiong A novel design of ultra-wideband SP10T electromechanical coaxial switch // 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Shanghai, China. – 2020, – pp. 1–3.
69. B. Clarke, A. Gregory et al. A guide to the characterization of dielectric materials at RF and microwave frequencies / B. Clarke, A. Gregory, D. Cannel, M. Patrick, S. Wylie, I. Youngs, G. Hill. – London: Crown, 2003. – 179 p.
70. D. Kajfez Q Factor / D. Kajfez. – Oxford: Vector Fields, 1994. – 174 p.
71. Джури́нский К.Б. Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ. Соединители, коаксиально – микрополосковые переходы, адаптеры, СВЧ – вводы, низкочастотные вводы, изоляционные стойки, фильтры помех / К.Б. Джури́нский. 2-е изд. исп. и доп. – М.: Техносфера, 2006. – 216 с.
72. Джури́нский К. Зарубежные радиочастотные соединители. Ключ к информации о соединителях / К. Джури́нский // Компоненты и технологии. – 2008. – N 11 (88). – С. 35–40.
73. Джури́нский К., Чебу́нин М. Радиочастотные SMP–соединители. Новый взгляд / К. Джури́нский, М. Чебу́нин // Компоненты и технологии. – 2011. – N 6 (119). – С. 34–40.
74. Джури́нский К. Все радиочастотные соединители мира. Часть 1. Классификация зарубежных радиочастотных соединителей / К. Джури́нский // Компоненты и технологии. – 2012. – N 10 (135). – С. 44–48.
75. Hill, Morgan Coax Connector Design Above 110 GHz / Morgan Hill // Cables & Connectors supplement Microwave Journal. – 2015. – vol. 58. – pp. 28 – 32.

76. MIL–STD–348B w/CHANGE 2. Interface standard. Radio frequency connector interfaces for / United States of America Department of defense, 2016. – 223 p.
77. IEC 61169 – 16. International standard. Radio Frequency connectors. – International electrotechnical commission, 2006. – 15 p.
78. ГОСТ РВ 51914–2002. Элементы соединения СВЧ трактов электронных измерительных приборов. Присоединительные размеры. – М: Стандартиформ, 2003. – 61 с.
79. ГОСТ 20265–83. Соединители радиочастотные коаксиальные. Присоединительные размеры. – М: Издательство стандартов, 1984. – 13 с.
80. Gogioso L., M. Marchesi, M. Parodi A variational approach to compute the equivalent capacitance of coaxial line discontinuities // IEEE MTT–S International Microwave Symposium Digest. – 1979. – pp. 580–582.
81. William W. Oldfield Reaching beyond 100GHz with coaxial connectors // Microwaves&RF. – 2014. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.mwrf.com/technologies/passive-components/article/21845760/reaching-beyond-100-ghz-with-coaxial-connectors>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
82. Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств в CST Studio Suite / А.А. Курушин. – М.: МЭИ, 2016. – 433 с.
83. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике / О. Зенкевич. – М.: Мир, 1975. – 320 с.
84. Корнев А.В., Гошин Г.Г. Модифицированная методика измерения электрофизических параметров опорных шайб соединителей методом четвертьволнового резонатора // Ural Radio Engineering Journal. – 2022; – N 6(1). – С. 67–81.
85. Корнев А.В., Гошин Г.Г. Исследование диэлектрических параметров опорных шайб соединителей при воздействии высоких температур // Шарыгинские чтения. IV межд. н. конф. ...: мат. конф. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2022. – С. 89 – 94.

86. Коренев А.В. Особенности разработки контактной системы СВЧ переключателя диапазона частот до 18ГГц // Ural Radio Engineering Journal. – 2023; – N 7(1). – С. 23–36.
87. Коренев А.В., Гошин Г.Г. Измерение эффективной диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей // СВЧ–техника и телекоммуникационные технологии. – 2021. – N 3. – С. 332–333.
88. Коренев А.В., Гошин Г.Г. Разработка печатных плат для измерения S–параметров соединителей для печатного монтажа типа SMP. СВЧ–2020 // VIII Всерос. н.-т. конф. – Омск: изд-во ОмГТУ. – 2020. – С. 110–117.
89. Коренев А.В., Гошин Г.Г. Мощный электромеханический СВЧ переключатель диапазона частот до 12,4 ГГц // СВЧ–техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – N 2. – С. 227–228.
90. Коренев А.В. Особенности применения коаксиально-микроразветвляемых переходов для поверхностного монтажа типа SMP // Электроника: НТБ. – 2019. – N 5. – С. 106–111.
91. Егоров В. Н., Кащенко М.В., Масалов В.Л., Токарева Е.Ю. Измеритель диэлектрической проницаемости материалов на СВЧ при температуре до 420 °С // Материалы медунар. Сиб. Конф. «Сибкон». – 15–16 сент.2011. – Красноярск: Сиб. Фед. Универ. – 2011. – С. 493–496.
92. Walker B. Determining resonator Q factor from return loss measurement alone. Copper Mountain Technologies. June 23, 2020. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://coppermountaintech.com/determining-resonator-q-factor-from-return-loss-measurement-alone/>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
93. Kajfez D., Guillon P., eds. Dielectric resonators – 2nd ed. / D. Kajfez, P. Guillon. – Atlanta: Noble, 1998. – 571 p.
94. McKeen, Laurence W. The effect of creep and other time related factors on plastics and elastomers / Laurence W. McKeen. – 2nd. Ed. – Oxford: Elsevier, 2009. – 401 p.
95. Вилка кабельная СР–50–875ИрФД ФИМД.430421.002 ТУ. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://irzirk.ru/catalog/element/>

vilka_sr50875irfd_fimd430421002_tu/, свободный (дата обращения 22.09.2023).

96. Huber+Suhner. Formable microwave cable, Sucoform_86_FEP. Datasheet. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://amel.ru/upload/iblock/14c/SM086-FEP.pdf>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
97. Джуринский К.Б. Особенности герметизации радиочастотных соединителей для микроэлектроники / К.Б. Джуринский // СВЧ-электроника. – 2018. – N 2. – С. 14–17.
98. Teledyne Series CCS-47/CS-47 High Power DC-12GHz Latching Transfer Coaxial Switch Datasheet. CCS-47\CS-47\022019\Q1. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.teledynedefenseelectronics.com/relays/ourproducts/coaxswitches/Datasheets/CCS-47S_CS-47S%20LATCHING.pdf/, свободный (дата обращения 22.09.2023).
99. Координатные измерительные машины и их применение / В.–А. А. Гапшис, А.Ю. Каспарайтис, М.Б. Модестов и др. – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с., ил.
100. Зайцев С.А. Технические измерения: учебник для студ. учреждений сред. проф. образования/ С.А. Зайцев, А.Н. Толстов. – 3-е изд., испр. – М.: Академия, 2019. – 368 с.
101. Li, B. Application of machine vision technology in geometric dimension measurement of small parts // EURASIP Journal on Image Video Proc. – 2018, – N 127 (2018).
102. Игловский И.Г., Владимиров Г.В. Справочник по слаботочным электрическим реле / И.Г. Игловский, Г.В. Владимиров. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 560 с.: ил.
103. ТУ 20.16.30-002-06335753-2017. Антифрикционные уплотнительные материалы Арфлон.
104. Omnexus. The material selection platform. High Temperature Thermoplastics – A Comprehensive Guide. [Электронный ресурс]. Режим доступа:

<https://omnexus.specialchem.com/selection-guide/high->, свободный (дата обращения 22.09.2023).

105. АО «Институт пластмасс» имени Г.С. Петрова. Материал полиимидный прессовочный ПИ-ПП-20. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://instplast.ru/ru/material-poliimidnyy-pressovochnyy-pi-pr-20/>, свободный (дата обращения 22.09.2023).
106. RPC–1.0. 01K241–40ML5. Right angle jack PCB. Datasheet. Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH&Co. KG. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://products.rosenberger.com/_ocassets/db/01K241-40ML5.pdf, свободный (дата обращения 22.09.2023).
107. Электромеханические коаксиальные переключатели ПСВЧ–2П2Н–N–1–28. ФИМД.460831.001ТУ. АО «Иркутский релейный завод». Технические характеристики. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://irzirk.ru/catalog/element/psvc2p2nn128_fimd460831001tu/, свободный (дата обращения 22.09.2023).
108. Конструкционные материалы: Справочник / Б. Н. Арзамасов, В. А. Брострем, Н. А. Буше и др.; Под общ. Ред. Б.Н. Арзамасова. – М.: Машиностроение, 1990, – 688 с.

Приложения**Иркутский релейный завод**
АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

Россия, 664075, Иркутская область, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239, тел.: приемная - (3952) 22-60-30;
сбыт - (3952) 24-76-19; маркетинг - (3952) 35-23-18; факс (3952) 24-57-45; e-mail: dirirz@irzirk.ru
Baikalskaya str., 239, Irkutsk, 664075, Russia, tel./ fax: (7-395-2) 226-030,
ОКПО 07525591, ОГРН 1023801537792, ИНН 3811016215, КПП 381101001

Справка о внедрении результатов исследования

Настоящим подтверждаю, что научные результаты диссертационного исследования и публикации Коренева Андрея Викторовича были применены при проведении опытно-конструкторских работ по разработке и освоению в серийном производстве коаксиального электромеханического переключателя СВЧ на 2 входа и 2 выхода — ПСВЧ-2П2Н (ОКР «Луч»).

На основании проведенных расчетов и измерений была разработана конструкция контактной системы СВЧ переключателя, серийно выпускаемого на нашем предприятии по техническим условиям ФИМД.460831.001ТУ.

Использование результатов исследования Коренева А.В. позволило оценить эффективную диэлектрическую проницаемость опорных шайб коаксиальных соединителей СВЧ переключателя, минимизировать КСВН контактной системы, а также внедрить контроль параметров опорных шайб в производственный процесс.

И.О. Генерального директора
АО «Иркутский Релейный Завод»

Д.В. Максименко



22.09.22



Иркутский релейный завод

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

Россия, 664075, Иркутская область, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239, тел.: приемная - (3952) 22-60-30;
сбыт - (3952) 24-76-19; маркетинг - (3952) 35-23-18; факс (3952) 24-57-45; e-mail: dirirz@irzirk.ru
Baikalskaya str., 239, Irkutsk, 664075, Russia, tel./ fax: (7-395-2) 226-030,
ОКПО 07525591, ОГРН 1023801537792, ИНН 3811016215, КПП 381101001

Справка о внедрении результатов исследования

Настоящим подтверждаю, что результаты диссертационного исследования и публикации Коренева Андрея Викторовича были применены при проведении опытно-конструкторских работ по разработке и освоению в серийном производстве коаксиально-микроразъемных переходов СРГ-50-011ИрПиМ-В, СРГ-50-011ИрПиД-В, СРГ-50-011ИрПиДМ-В. В настоящее время эти переходы серийно выпускаются на нашем предприятии по техническим условиям ФИМД.430421.006 ТУ.

Корневым А.В. были проведены исследования эффективных диэлектрических параметров изоляторов выполненных из различных высокотемпературных полимерных материалов. По результатам этой работы им была разработана конструкция изолятора из материала ПИ-ПР-20 использующаяся в конструкции соединителей. Применение разработанной опорной шайбы позволило расширить рабочий температурный диапазон соединителей до плюс 300 °С.

Заместитель Генерального директора
по техническому развитию
АО «Иркутский Релейный Завод»

Д.В. Максименко

«10» мая 2023 г.





ДИПЛОМ

Настоящим дипломом награждается

КОРЕНЕВ Андрей Викторович

Иркутский релейный завод

за лучшую научную работу,
представленную молодым ученым
на 30-й Международной Крымской конференции

**СВЧ-техника
и телекоммуникационные технологии**

Сопредседатель
Программного комитета



проф. ГИМПЛЕВИЧ Ю. Б.

Председатель Оргкомитета



к.т.н. ЕРМОЛОВ П. П.

Севастополь, 12 сентября 2020 г.