

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«Саратовский национальный исследовательский государственный университет
имени Н.Г. Чернышевского»



На правах рукописи

САЯПИН КИРИЛЛ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**СИНТЕЗ УСТРОЙСТВ СОГЛАСОВАНИЯ И ФАЗОВОГО СМЕЩЕНИЯ
РАДИОСИГНАЛОВ**

1.3.4 – Радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель
доктор физико-математических наук, профессор
Давидович Михаил Владимирович

Саратов – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	3
ВВЕДЕНИЕ	4
Глава 1. Электродинамические структуры устройств согласования и фазового смещения радиосигналов.....	13
1.1 Структуры коаксиально-волноводных переходов	13
1.2 Структуры фиксированных фазовращателей	20
1.3 Физические процессы, возникающие в устройствах СВЧ в условиях космической среды	24
1.4 Методы анализа и синтеза электродинамических систем.....	27
1.4.1 Методы численного моделирования электродинамических систем	28
1.4.2 Методы параметрической оптимизации	31
1.5 Выводы по первой главе	34
Глава 2. Разработка и исследование коаксиально-волноводных переходов	36
2.1 Алгоритм синтеза коаксиально-волноводных переходов	36
2.2 Уголкового переходы с емкостным типом электромагнитной связи.....	38
2.2.1 Анализ электрической прочности	45
2.2.2 Тепловой анализ	54
2.3 Уголкового переходы с индуктивным типом электромагнитной связи	56
2.3.1 Анализ электрической прочности	68
2.3.2 Тепловой анализ	71
2.4 Соосные КВП с индуктивным типом электромагнитной связи	73
2.5 Структура соосных КВП с емкостным типом электромагнитной связи	86
2.6 Электродинамическая модель возбуждения частично заполненного диэлектриком резонатора.....	88
2.7 Анализ электрической прочности резонатора.....	98
2.8 Выводы по второй главе	104
Глава 3. Синтез широкополосных фиксированных фазовращателей с новыми структурами электрических цепей на основе одиночных и связанных линий передачи со шлейфами	105
3.1 Структуры на основе одиночных ступенчатых линий передачи со ступенчатым шлейфом	107
3.2 Структуры на основе одиночных плавных линий передачи с плавным шлейфом	118
3.3 Структуры на основе плавных связанных линий передачи с плавным шлейфом	124
3.4 Структуры на основе ступенчатых связанных линий передачи класса II с однородным и ступенчатым шлейфом	131
3.5 Двухэлементные структуры на основе связанных линий передачи с однородным шлейфом.....	153
3.6 Выводы по третьей главе	158
Заключение	159
Список литературы	162

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
БРА – бортовая радиоэлектронная аппаратура
БРК – бортовой ретрансляционный комплекс
ИВП – интегрированный в диэлектрическую подложку волновод
ИУ – интегральное уравнение
КВП – коаксиально-волноводный переход
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
ЛП – линия передачи
МКЭ – метод конечных элементов
ОК – опорный канал
ПВ – прямоугольный волновод
РЭА – радиоэлектронная аппаратура
СВЧ – сверхвысокие частоты
СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений
ФГ – функция Грина
ФК – фазосдвигающий канал
ФФ – фиксированный фазовращатель
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ЭМС – электромагнитная совместимость

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Устройства согласования и фазового смещения радиосигналов сверхвысоких частот (СВЧ) являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем. К таким устройствам в первую очередь относятся коаксиально-волноводные переходы (КВП) и фиксированные фазовращатели (ФФ). Они широко используются в системах радиолокации, наземной и спутниковой связи, в контрольно-измерительной аппаратуре и в радиолокационных станциях.

Значительный вклад в изучение устройств согласования линий передачи и фазового смещения радиосигналов внесли отечественные учёные: Аристархов Г.М., Воскресенский Д.И., Давидович М.В., Кац Б.М., Мещанов В.П., Михайлевский В.С., Сазонов Д.М., Салий И.Н., Фельдштейн А.Л., Шикова Л.В.

Из зарубежных учёных наибольший вклад в исследуемую тему внесли: Cohn S.B., Collin R. E., Gupta K.C., Jones E.M.T., Kammler D., Kuroda K., Levy R., Matthaei G.L., Mitra S.K., Monteath G.D., Riblet H. J., Richards P.I., Schiffman B.M., Shelton J.P., Temes G.C., Tresselt C.P., Wilkinson E.J., Yamamoto S., Young L.

Несмотря на многолетний мировой опыт исследования устройств согласования и фазового смещения радиосигналов, многие практически важные вопросы их создания остаются нерешёнными. В первую очередь это относится к устройствам, предназначенным для эксплуатации в условиях комбинированного воздействия факторов внешней среды, существенно отличающихся от нормальных. Примером могут служить КВП высокого уровня мощности, предназначенные для работы в составе негерметизированной аппаратуры бортовых ретрансляционных комплексов (БРК) спутниковых систем телекоммуникации. Аппаратура БРК должна надёжно функционировать в условиях воздействия деструктивных факторов внешней среды. Синтез КВП для таких систем является сложным итерационным процессом, в ходе которого необходимо решить радиофизические задачи, описывающие различные аспекты функционирования КВП. К ним относятся задачи следующих типов:

– электродинамическое моделирование и параметрический синтез КВП с оптимальными частотными характеристиками,

– температурный анализ для получения оценки работоспособности в условиях воздействия внешних и внутренних (генерируемых внутри КВП) потоков тепловой мощности,

– анализ устойчивости к развитию электрических пробоев газоразрядного и вторично-эмиссионного (мультипакторного) типов в условиях работы на повышенных уровнях СВЧ-мощности.

Решение этих задач требует применения специальных аналитических и численных методов моделирования и анализа, основанных на использовании мультифизических моделей устройств, т. е. моделей, реализующих несколько радиофизических задач, связанных друг с другом через общие граничные или объёмные условия. Отдельные аспекты постановки и решения таких задач рассмотрены в главе 2 настоящей диссертационной работы.

Также продолжают оставаться актуальными задачи поиска и исследования новых электродинамических структур устройств согласования и фазового смещения радиосигналов, обладающих повышенными эксплуатационными параметрами, малыми габаритными размерами и более технологичной конструкцией. В связи с миниатюризацией бортовой радиоэлектронной аппаратуры (БРА) востребованы КВП с новой конфигурацией согласуемых линий передачи (ЛП). Эффективная разработка таких устройств невозможна без предварительного изучения процессов распространения, рассеяния и трансформации волн в их электродинамических структурах.

Таким образом, можно отметить, что создание и исследование новых электродинамических структур устройств согласования и фазового смещения радиосигналов являются актуальными радиофизическими задачами, решение которых позволит создать необходимые условия для освоения новых диапазонов частот и улучшения тактико-технических характеристик радиоэлектронной аппаратуры различного назначения.

Цель работы заключается в создании новых электродинамических структур устройств согласования и фазового смещения радиосигналов с оптимальными характеристиками, в том числе для использования в условиях воздействия факторов открытого космического пространства.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие **задачи**:

1. Исследовать влияние формы емкостного зонда на частотные характеристики и электрическую прочность КВП.

2. Разработать и исследовать новые структуры малогабаритных КВП емкостного и индуктивного типов для прямоугольных волноводов, обладающие улучшенными частотными характеристиками и повышенной электрической прочностью.

3. Разработать и исследовать новые структуры электрических цепей широкополосных ФФ, состоящие из одиночных ЛП с плавно- и ступенчато-неоднородными шлейфами, обеспечивающие улучшенные фазо- и амплитудно-частотные характеристики по сравнению с известными аналогами.

4. Разработать и исследовать новые структуры широкополосных ФФ на основе связанных ЛП класса II, нагруженных короткозамкнутым шлейфом, а также структуры, состоящие из двух одинаковых соединённых каскадно четырёхполосников, каждый из которых выполнен в виде одного отрезка связанных ЛП, нагруженных короткозамкнутым шлейфом.

Предметом исследования являются синтез и анализ электродинамических структур устройств согласования и фазового смещения радиосигналов на основе новых топологий электрических цепей.

Объектом исследования являются новые электродинамические структуры устройств формирования и передачи радиосигналов: коаксиально-волноводные переходы емкостного и индуктивного типов; фиксированные фазовращатели с фазосдвигающим каналом на основе отрезков связанных и одиночных линий передачи со шлейфами различных типов; электродинамические системы в виде частично заполненного диэлектриком прямоугольного резонатора с окнами связи и коаксиально-волноводными переходами.

Методы исследования

Результаты диссертации получены с привлечением теории волновых матриц, теории многополюсников, методов многокритериальной оптимизации и натурального моделирования. В работе использованы методы вычислительной математики и прикладной электродинамики, программные комплексы электродинамического моделирования (AWR DE, CST Microwave Studio).

Достоверность результатов, полученных в диссертационной работе, обеспечивается корректным применением методов схмотехнического и строгого электродинамического моделирования микроволновых многополюсников и подтверждается соответствием теоретических и экспериментальных данных, полученных с привлечением хорошо апробированных методов калибровки измерительной аппаратуры, а также сравнением их с результатами работ других авторов. В процессе реализации основных этапов процесса синтеза КВП и ФФ использовались корректные формулировки задач анализа и параметрической оптимизации.

Личный вклад соискателя. Результаты математического моделирования объектов исследования, представленные в настоящей работе, получены лично автором. Постановка задач и обсуждение результатов проводились совместно с научным руководителем, а также с В.П. Мещановым и Б.М. Кацем. Соискатель принимал непосредственно участие в разработке и описании новых структур синтезируемых устройств, в постановке и решении задач многокритериальной оптимизации параметров предложенных структур. Часть экспериментальных исследований КВП выполнена автором совместно с А.В. Воробьевым.

Научная новизна результатов работы, соответствующая паспорту научной специальности 1.3.4 по физико-математическим наукам, заключается в следующем:

1. Проведен анализ влияния формы зонда КВП с емкостной связью на частотные характеристики коаксиально-волноводных переходов и их электрическую прочность (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

2. Разработаны и исследованы структуры уголкового КВП индуктивного типа, отличающиеся от известных отсутствием в коаксиальном соединителе твёр-

дых прецизионных СВЧ-диэлектриков, что положительно сказывается на частотных характеристиках устройства и его электрической прочности (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

3. Разработаны и исследованы структуры соосных КВП индуктивного типа, отличающиеся от известных использованием согласующей секции на основе отрезка полосковой ЛП, позволяющей расширить рабочий диапазон частот КВП и повысить уровень согласования в нём (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

4. Разработаны и исследованы структуры соосных КВП, отличающиеся от известных использованием ёмкостного типа связи, позволяющей улучшить частотные характеристики устройства (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

5. Разработаны и исследованы структуры уголкового КВП с индуктивным типом связи, отличающиеся от известных подключением коаксиальной линии передачи через боковую узкую стенку волновода. Исследованы процессы трансформации волн в указанных структурах (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

6. Разработан специальный алгоритм электродинамического анализа возбуждения ПВ и резонатора через щели связи системой произвольно ориентированных КВП. Получены соотношения, определяющие условия возбуждения резонатора, содержащего диэлектрические элементы. Также получены соотношения, позволяющие оценить критические значения напряженности электромагнитных полей при проектировании бортовых устройств СВЧ формирования и передачи сигналов (п. 3 паспорта научной специальности).

7. Разработаны новые структуры электрических цепей широкополосных ФФ с ФК на основе неоднородных одиночных ЛП с неоднородными шлейфами, имеющие в 1,3-3,0 раза меньшие габариты, чем структуры на основе однородных шлейфов (п. 1, 3 паспорта научной специальности).

8. Проведено комплексное теоретическое и экспериментальное исследование широкополосного ФФ с новой структурой электрической цепи, представляющего собой ступенчатую структуру класса II, нагруженную короткозамкнутым шлейфом. При равном числе ступеней предложенная структура обеспечивает меньшее значение коэффициента связи линий передачи и меньшее отклонение

ФЧХ от заданного номинального значения по сравнению с ФФ на С-звеньях. Например, в случае трехступенчатой структуры для номинального фазового сдвига $\varphi_0=90^\circ$ и коэффициента перекрытия рабочего диапазона частот $\kappa=3$ коэффициент связи уменьшился с 0,663 до 0,243, а фазовая ошибка снизилась с 1,93 до 0,14; при этом габаритные размеры ФФ уменьшаются в 1,5 раза по сравнению с прототипом. Численно исследовано влияние неоднородностей в местах сочленения микрополосковых связанных и одиночных ЛП, а также в области подключения шлейфа к отрезку связанных ЛП, на процессы распространения и рассеяния волн, дана оценка их влияния на частотные характеристики ФФ (п. 1, 2, 3 паспорта научной специальности).

9. Исследована новая структура микрополоскового широкополосного ФФ с двухэлементным ФК на основе связанных ЛП со шлейфами, обеспечивающая меньший коэффициент связи между линиями, чем аналогичная структура на С-звеньях (п. 1, 3 паспорта научной специальности).

Научная и практическая значимость. Результаты диссертационной работы вносят вклад в область радиофизики. Синтезированные структуры КВП с емкостным и индуктивным типами связи, имеющие как соосную, так и уголковую конфигурацию, найдут широкое применение в прецизионных измерительных комплексах и в системах наземной и спутниковой связи. Предложенные структуры электрических цепей широкополосных и сверхширокополосных ФФ открывают перспективы освоения новых диапазонов частот.

Разработанные в диссертации алгоритмы численного электродинамического и схемотехнического анализа и оптимизации позволяют ускорить разработку устройств согласования и фазового смещения радиосигналов с улучшенными электродинамическими характеристиками и проводить исследования процессов распространения электромагнитных волн в таких системах с учетом их электрической прочности.

Часть результатов диссертации была получена в ходе выполнения НИОКР «Мультиплексор-ИИТ», ОКР «Спутник», НИР «Импульс» в ООО «НПП «НИКА-СВЧ» (г. Саратов), что подтверждается актом внедрения, приложенном к диссер-

тации. Другая часть результатов диссертации была получена в ходе выполнения гранта Российского научного фонда (проект №23-29-00879) и гранта Фонда содействия инновациям (проект №17ГРРЭС14/71669).

Результаты исследований, полученные при подготовке диссертации, были использованы при разработке СВЧ-устройств в ООО «НПП «НИКА-СВЧ», ООО «СВВ», ФГУП НИИР-СОНИИР, а также в учебном процессе подготовки бакалавров по направлению «Радиофизика» в Институте физики ФГБОУ ВО «СГУ им. Н.Г. Чернышевского».

Положения и результаты, выносимые на защиту

1. Форма емкостного зонда оказывает определяющее влияние на частотные характеристики коаксиально-волноводного перехода. Сферический зонд обеспечивает максимальную электрическую прочность устройства за счёт равномерного распределения электрического поля в области согласования. Цилиндрический ступенчатый зонд позволяет добиться согласования перехода в наиболее широком диапазоне частот, но имеет низкую электрическую прочность. Зонды в форме конуса и цилиндра с фасками занимают промежуточное положение между сферическим и цилиндрическим зондами по достигаемым частотным характеристикам и электрической прочности.

2. Реализация в соосной структуре коаксиально-волноводного перехода на основе реберного волновода области согласования в виде отрезка полосковой линии передачи позволяет эффективно трансформировать ТЕМ-волну коаксиальной линии передачи в основную волну прямоугольного волновода, что приводит к расширению рабочей полосы частот устройства и улучшению уровня согласования. Аналогичный эффект достигается при реализации в области согласования емкостной связи реберного волновода с выступающей в волновод частью центрального проводника коаксиальной линии передачи, длина которой сопоставима или больше длины секции реберного волновода. Индуктивная петля связи оптимальной топологии позволяет реализовать новую конфигурацию коаксиально-волноводного перехода с подсоединением коаксиальной линии передачи через узкую стенку волновода.

3. Использование неоднородных шлейфов в широкополосных фиксированных фазовращателях на основе неоднородных одиночных линий передачи приводит к уменьшению электрической длины структуры в 1,3-3,0 раза по сравнению со структурами на основе однородных шлейфов при сопоставимых или лучших частотных характеристиках предлагаемой структуры, что объясняется дисперсионной характеристикой шлейфа.

4. Использование короткозамкнутого шлейфа в структуре фиксированных фазовращателей на основе связанных линий передачи класса II приводит к снижению коэффициента электромагнитной связи между линиями передачи более чем в 2,5 раза по сравнению со структурой на С-звеньях, что обусловлено дисперсионной характеристикой шлейфа. При этом электрическая длина предлагаемой структуры снижается в 1,5 раза по сравнению со структурой фиксированных фазовращателей класса I со шлейфом за счёт реализации фазового принципа формирования заданных фазо- и амплитудно-частотных характеристик. Построение многоэлементной микрополосковой структуры на основе отрезков связанных линий передачи со шлейфом также позволяет обеспечить меньший коэффициент электромагнитной связи между линиями передачи по сравнению со структурой на С-звеньях.

Апробация результатов диссертационной работы. Основные положения и результаты работы были доложены на десяти всероссийских и международных научно-технических конференциях, в том числе трех Всероссийских конференциях «Электроника и микроэлектроника СВЧ», (г. Санкт-Петербург, ЛЭТИ, 2021-2023 гг.), пяти Международных научно-технических конференциях «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, ВГУ, 2019-2023 гг.), III Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике» (г. Брянск, БГТУ, 2019 г.), 31-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (г. Севастополь, СевГУ, 2021 г.), Международном симпозиуме и Молодежной научной школе «Saratov Fall Meeting» (г. Саратов, СГУ, 2018 г.). Результаты диссертационного исследования были также доложены на заседаниях научно-технического совета ООО «НПП «НИКА-СВЧ»

(Саратов, 2017-2023) и научных семинарах кафедры радиотехники и электродинамики Института физики СГУ имени Н.Г. Чернышевского.

Публикации. По теме диссертации опубликована 41 научная работа, в том числе 12 научных статей в ведущих периодических научных изданиях, рекомендованных ВАК России, 2 статьи в изданиях, индексируемых в международных базах данных Web of Science и Scopus, 7 статей, индексируемых в РИНЦ, 1 коллективная монография. Получен 1 патент РФ на изобретение.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, трех глав и заключения. Работа содержит 181 страницу, 82 рисунка, 22 таблицы. Список используемой литературы включает 205 наименований.

Глава 1. Электродинамические структуры устройств согласования и фазового смещения радиосигналов

Первая глава посвящена обзору известных электродинамических структур коаксиально-волноводных переходов и фиксированных фазовращателей. Приведены численные методы их анализа и синтеза. В том числе рассмотрена процедура параметрической оптимизации. Отдельно рассмотрены факторы и физические эффекты воздействия космической среды на функционирование СВЧ-устройств.

1.1 Структуры коаксиально-волноводных переходов

Коаксиально-волноводные переходы (КВП) предназначены для соединения и согласования волноводной и коаксиальной линий передачи (ЛП). Основными требованиями, предъявляемыми к структурам КВП в процессе их синтеза, являются малые значения прямых потерь и коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) портов в рабочем диапазоне частот. Важными являются также требования по работоспособности КВП в условиях воздействия механических и температурных факторов внешней среды, массе и габаритным размерам, технологичности конструкции. Конструкции КВП, предназначенные для работы при высоких уровнях мощности, должны исключать риск возникновения газового либо вторично-эмиссионного резонансного (или мультипакторного) пробоя.

Структура КВП в общем случае образована соединителем волноводного порта, отрезком однородной волноводной ЛП, областью согласования, отрезком однородной коаксиальной ЛП и соединителем коаксиального порта. Область согласования можно рассматривать как низкодобротный резонатор, с которым электромагнитно связаны коаксиальный и волноводный порты. Широкополосность КВП обеспечивается сильными электромагнитными связями волноводного и коаксиального портов с областью согласования. Для коаксиальных портов, в зависимости от типа структуры, связь может иметь либо ёмкостной (рисунок 1.1, а), либо индуктивный (рисунок 1.1, б) характер. При этом сочленяемые ЛП могут

располагаться либо под прямым углом (рисунок 1.1, а), либо соосно (рисунок 1.1, б).

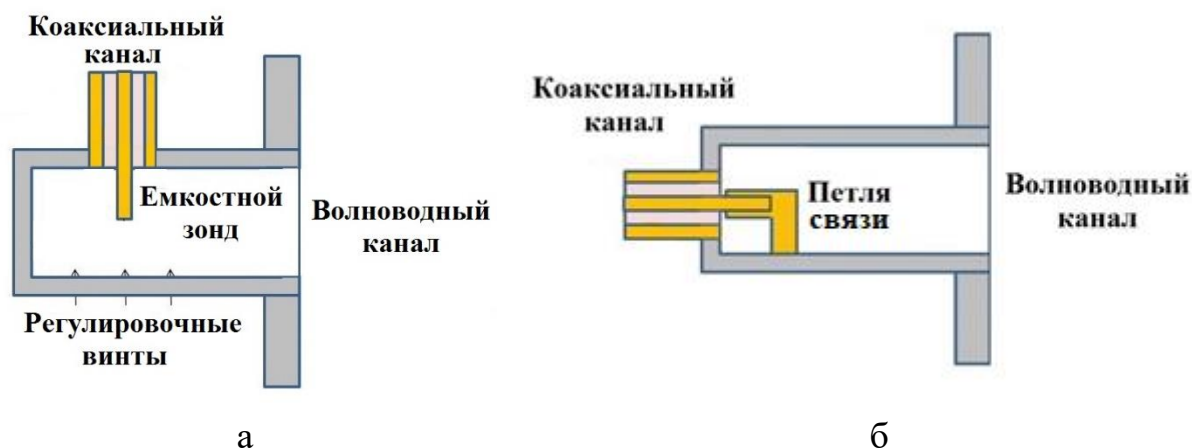


Рисунок 1.1. Коаксиально-волноводные переходы емкостного (а) и индуктивного (б) типов

Простейшим способом возбуждения волны H_{10} в прямоугольном волноводе (ПВ) является введение внутрь волновода зонда через его широкую стенку параллельно узкой [1]. Улучшение согласования такой структуры КВП возможно при использовании ступенчатой коаксиальной ЛП [2], а также за счет применения различных настоечных элементов: штырей, винтов и т.д. Основные недостатки зондовой конструкции: низкая электрическая прочность, обусловленная концентрацией электрического поля между зондом и противоположной стенкой ПВ, а также узкая полоса согласования. В общем случае некоторое расширение рабочих диапазонов частот возможно за счет оптимального выбора положения штыря относительно середины широкой стенки волновода [3, 4]. Однако даже при этом увеличить рабочий диапазон частот более чем на 10...15 % невозможно.

Развитием идеи перехода зондовой структуры стали изобретения [5, 6], где с целью расширения рабочей полосы частот и уменьшения фазовых искажений предлагается использовать диэлектрическую гайку на диэлектрической втулке, способную перемещаться вдоль оси зонда. Известны структуры с коническими диэлектрическими втулками [7]. Также было предложено полностью заполнить диэлектриком волноводный канал КВП, что позволяет упростить технологию его сборки и настройки, а также снизить уровень КСВН [8].

Другое усовершенствование зондовой конструкции было предложено в работе [9], где предлагается снабдить устройство согласования соосным с зондом отрезком запредельного волновода, заполненным специальным поглощающим материалом для подавления нежелательных гармоник.

Расширить полосу согласования примерно в два раза по сравнению с конструкцией, показанной на рисунке 1.1, а, удастся с помощью перехода с диэлектрической опорой в виде втулки, в которую помещен зонд [10, 11]. Такое конструктивное решение также позволяет повысить электрическую и механическую прочность устройства [12].

Одним из способов расширения полосы согласования зондовых КВП стало использование дополнительного цилиндрического элемента, являющегося продолжением зонда, но имеющего больший диаметр [13]. Преимуществом данного КВП является простота, отсутствие в конструкции элемента связи диэлектрических материалов, малая длина, технологичность. В зависимости от технологии корпус КВП может быть изготовлен из одной либо двух деталей. К недостатку можно отнести ограниченную механическую и электрическую прочность элемента связи.

Известны варианты КВП с элементами связи шарообразной и полусферической формы. Такие КВП могут быть использованы для работы при высоких уровнях мощности, поскольку уменьшают риск газового пробоя. Например, широкополосный КВП Ку диапазона (12,0...18,5 ГГц), основанный на применении полусферического элемента связи с двумя настроечными винтами, исследован в работе [14]. Оптимизированная конструкция КВП имеет обратные потери не более -25 дБ в полном диапазоне частот волновода.

Поиску оптимальной формы зонда КВП посвящена работа [15]. В результате параметрической оптимизации сферической структуры, названной авторами суперформой, было показано, что наилучшие частотные характеристики обеспечивает каплевидный зонд. Так, в случае КВП для волновода WR90 величина коэффициента отражения составила не более -15 дБ в диапазоне частот 7,5...15,0 ГГц. Оценка электрической прочности синтезированного КВП проведена на основе

сравнения максимальных значений напряженности электрического поля в волноводном канале в окрестности зонда с известными значениями электрической прочности воздуха.

Известно также исследование [16], целью которого являлось нахождение оптимальной формы зонда с помощью генетического алгоритма параметрической оптимизации. Зонд был выполнен в виде печатного проводника на диэлектрической подложке, помещенной в волноводный канал КВП. Было определено, что оптимальной является форма, близкая к окружности.

Применяют также элементы связи в виде цилиндров со ступенчатым изменением диаметра [17] и в виде конусов [18]. Известны также конические зонды, помещенные в диэлектрик, частично заполняющий волноводный канал КВП [19].

Волноводы сложных сечений часто применяются в качестве вспомогательных (трансформирующих) элементов конструкций КВП как уголкового, так и соосного типов. При этом внутренний профиль таких КВП может быть как ступенчатым, так и плавным. В частности, в [20-22] были рассмотрены два варианта уголкового широкополосных КВП X-диапазона (8,0...12,0 ГГц) и Ku-диапазона (12,0...18,0 ГГц), обладающих КСВН < 1,2. Их конструкция включает металлическое ребро, диэлектрическую втулку и цилиндрический элемент на конце зонда, что позволяет добиться широкополосности КВП.

Полезный способ реализации КВП зондового типа для волноводов уменьшенной высоты предложен в работе [23]. Он основан на формировании волноводной полости с большей высоты, чем основной волновод, в которой размещен цилиндрический элемент связи. В этой же работе отмечена возможность улучшения согласования КВП за счёт смещения оси коаксиальной ЛП относительно середины широкой стенки, однако результаты численного моделирования и параметрической оптимизации, полученные в работе [24], показали, что лучшее качество согласования КВП может быть достигнуто и при симметричном расположении оси коаксиальной ЛП. Дальнейшим развитием такой структуры является КВП с плавным переходом между согласующей полостью и основным волноводом, исследованный в работе [25]. Такое конструктивное решение позволяет снизить

максимальное значение напряженности электрического поля в области согласования и тем самым повысить стойкость устройства к возникновению СВЧ-разрядов.

Менее изучены соосные КВП с ёмкостным типом связи. Известна структура в виде короткозамкнутого отрезка ПВ, с одной стороны которого подключен волновод стандартного сечения, а с другой – осуществлен ввод центрального проводника коаксиального соединителя [26]. При этом волновое сопротивление согласующего отрезка имеет большее значение, чем основной волновод.

Известна также структура соосного малогабаритного КВП с ёмкостным типом связи [27], в волноводном канале которого имеется согласующая полость и прямоугольный выступ. В работе [28] в КВП использовано два выступа, образующих отрезки П-образного волновода, что позволило обеспечить согласование с коэффициентом отражения не более -20 дБ в диапазоне частот 9,5...11,0 ГГц. Однако при этом остается актуальной задача расширения рабочей полосы частот КВП до ширины рабочего диапазона используемого прямоугольного волновода.

Другой широко распространенной разновидностью КВП являются структуры с индуктивным типом связи. В них внутренний проводник коаксиального соединителя находится в гальваническом контакте с волноводом, т.е. механически соединен с корпусом КВП [1, 29]. Поэтому ряд структур КВП, в которых предполагается использование коаксиальных соединителей с воздушным заполнением (например, 3,5 мм; 7 мм), может быть изготовлен без использования твердых диэлектриков для фиксации внутренних проводников соединителей. Это исключает риск пробоя в объеме и на поверхности диэлектриков и, следовательно, позволяет повысить устойчивость работы устройства при высоких уровнях мощности.

Наиболее простая конструкция КВП индуктивного типа реализована на основе металлической петли, размещенной в короткозамкнутой секции волновода (рисунок 1.1, б). Один конец петли соединен с внутренним проводником коаксиальной линии, другой – с металлической стенкой волновода. Аналитические модели КВП с петлей прямоугольной формы, образованной продолжением внутреннего круглого проводника коаксиальной линии, предложены в работах [30-33]. На основе полученных результатов решения задачи синтеза в работе [32] разработан

КВП для волновода WR229 с обратными потерями $S_{11} < -35$ дБ ($K_{СВН} < 1,035$) в диапазоне частот 3,7...4,2 ГГц.

Преимуществом рассмотренного КВП является сравнительная простота конструкции и возможность изготовления корпуса на универсальных фрезерных станках. В то же время индуктивный элемент связи в форме металлической петли позволяет реализовать только узкополосные КВП. Широкополосные варианты таких КВП характеризуются неудовлетворительными частотными характеристиками. Так, разработанный в [33] КВП для рабочего диапазона частот 7,5...10,5 ГГц имеет $K_{СВН}$ до 2,0.

Даже применение трудоемких компьютерных технологий моделирования и параметрической оптимизации не позволяет существенно увеличить рабочие диапазоны частот КВП на основе металлической петли. Характерный пример имеется в работе [34], где приведены результаты исследования КВП для волновода WR90 на основе плоской широкой металлической петли. В результате параметрической оптимизации структуры были найдены оптимальные размеры элемента связи, соответствующие центральной частоте рабочего диапазона 9,375 ГГц. Однако достигнутая относительная ширина полосы частот КВП по уровню обратных потерь $S_{11} < -20$ дБ оказалась менее 2%. Можно отметить, что в работе [34] был исследован случай только соосного расположения коаксиального и волноводного портов. Данные работ [32, 35] показывают, что смещение оси коаксиального порта относительно волноводного позволяет расширить рабочий диапазон частот до 10...15 %. Близкие по свойствам типы КВП описаны в работах [36, 37]. Отличие от ранее рассмотренных КВП состоит в использовании дополнительного отрезка проводника, являющегося продолжением центрального проводника коаксиальной ЛП и выполняющего функцию согласующего шлейфа. Однако, как и в ранее рассмотренных случаях, относительная ширина полосы рабочих частот перехода не более 2%. Известен также вариант КВП индуктивного типа на основе элемента связи Т-образной и пуговичной формы [38]. Не отличаясь какими-либо технологическими преимуществами, такие КВП также являются относительно узкополосными.

Существенное увеличение ширины рабочего диапазона частот КВП с возможностью перекрытия полного диапазона одномодового режима волновода достигается в конструкциях, в которых элемент связи имеет сложную форму [39]. Принцип работы широкополосных КВП основан на последовательной трансформации основной моды H_{10} прямоугольного волновода сначала в моду реберного волновода, а затем в ТЕМ-моду электромагнитной волны коаксиальной ЛП. Трансформация волноводных мод выполняется с помощью плавных или ступенчатых переходов между прямоугольным и реберным волноводами [39]. Преобразование мод реберного и коаксиального волноводов выполняется с помощью дополнительных элементов конструкции, которые могут также выполнять функции элементов настройки [40].

Наиболее простой структурой КВП на основе реберного волновода является одноступенчатая узкополосная структура [41], имеющая высокую электрическую прочность при малых габаритах.

Широкополосные согласующие переходы для трансформации основной моды H_{10} прямоугольного волновода в моду реберного волновода реализуют в виде соединения отрезков реберных волноводов П- или Н-образного профиля с различными волновыми сопротивлениями и длинами [42-44]. Длины отрезков чаще всего задают близкими к четвертьволновым. Важную роль в конструкции КВП играет элемент согласования реберного и коаксиального волноводов, образованный зазором между короткозамыкателем, через который осуществляется ввод центрального проводника коаксиальной линии, и отрезком реберного волновода. С целью улучшения частотных характеристик КВП данный элемент согласования может иметь сложную структуру, образованную дополнительными полостями [45]. При этом проводник, соединявший коаксиальную ЛП с ребром волновода, может иметь отличный от центрального проводника диаметр либо иметь прямоугольное сечение [46].

До широкого использования численных методов моделирования и оптимизации проектирование широкополосных КВП было основано на аналитических результатах синтеза ступенчатых согласующих трансформаторов синхронного типа,

образованных каскадным соединением отрезков линий передачи с монотонным изменением волновых сопротивлений и длиной, равной четверти длины волны на центральной частоте рабочего диапазона частот [47, 48]. Структуры таких трансформаторов являются оптимальными для случая согласования генератора и нагрузки с чисто активными и независимыми от частоты импедансами. В настоящее время использование указанных работ ограничено только заданием начальных приближений для геометрий согласующих переходов.

Известны также структуры трансформаторов более сложных типов, реализованных на основе соединения отрезков линий передачи различных длин с немонотонным в общем случае изменением их волновых сопротивлений [49, 50].

Таким образом, на данный момент исследовано достаточно большое количество возможных конфигураций согласующих элементов и процессов трансформации волн в них. Однако практически не исследованы электродинамические структуры КВП с соединением ЛП через узкую стенку волновода. При этом в большинстве работ проектирование выполнялось без использования эквивалентных схем и без системной оценки электрической прочности устройств.

1.2 Структуры фиксированных фазовращателей

Фиксированные фазовращатели на ЛП с распределёнными электрическими параметрами относятся к пассивным устройствам, обеспечивающим в заданной рабочей полосе частот постоянный фазовый сдвиг между сигналами на выходах опорного (ОК) и фазосдвигающего (ФК) каналов [51-54]. Для обеспечения широкополосных характеристик фиксированный фазовращатель должен обладать выраженной нелинейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ). Чаще всего нелинейной ФЧХ обладает только ФК.

Исследования структур электрических цепей широкополосных и сверхширокополосных ФФ на основе линий передачи с Т- и квази-Т-волнами ведутся с середины прошлого века [51-102]. За этот промежуток времени были изучены новые структуры электрических цепей ФК фазовращателей как на связанных ЛП, так и на одиночных. Следует отметить, что более половины исследованных к настоя-

щему времени новых структур электрических цепей фазосмещающих каналов ФФ принадлежат отечественным учёным, среди которых выделяются научные школы советских и российских физиков В.П. Мещанова и Г.М. Аристархова.

Среди множества известных типов ФК наибольшее распространение получили структуры электрических цепей на основе одиночных ЛП со шлейфами [55–59] и на основе связанных ступенчатых ЛП с согласованными [60–66] и несогласованными [67–69] нагрузками. В них ОК обычно выполняется в виде отрезка однородной ЛП [58, 65–68], однако в работах [57, 59, 61–63] с целью улучшения частотных характеристик и уменьшения габаритных размеров предлагаются ФФ с более сложной структурой ОК.

Простейшая структура ФК образована отрезком связанных однородных ЛП, выходные плечи которых соединены между собой отрезком одиночной однородной ЛП [70, 71]. Рабочий диапазон таких структур не превышает октаву. Для его увеличения используют ступенчатые связанные ЛП [72–76], а также многоэлементные структуры [77] и структуры с тандемным включением отрезков связанных ЛП [78].

В известных ФФ на связанных ступенчатых ЛП [64–66] опорный канал образован отрезком одиночной однородной ЛП, а ФК представляет собой связанные ступенчатые ЛП классов I или II, у которых выходные плечи последнего отрезка связанных ЛП соединены между собой отрезком одиночной ЛП «нулевой» длины [65] или отрезком одиночной однородной ЛП фиксированной длины [66]. Согласно классификации, введенной в [79], связанные ступенчатые ЛП класса I представляют собой каскадное включение отрезков однородных распределенно-связанных линий передачи с равными электрическими длинами с разными значениями коэффициентов связи, а связанные ступенчатые ЛП класса II образуются каскадным включением отрезков однородных распределенно-связанных ЛП с разными электрическими длинами и с двумя чередующимися значениями коэффициента связи.

Исследована также структура ФК, представляющая собой каскадное включение отрезков связанных ЛП класса I, нагруженных на короткозамкнутый шлейф

[69, 80-85]. В этом случае шлейф выполняет роль соединительного отрезка. Кроме того, очевидно, что специфика электрической цепи короткозамкнутого шлейфа и способ его подключения «обогащают» математическую модель фазовращателя дополнительными варьируемыми параметрами. ФК становится несогласованным и ненаправленным, и задача синтеза ФФ становится в отличие от [65, 66] двухкритериальной: приходится кроме отклонения фазочастотной характеристики от номинального значения в заданной полосе частот минимизировать и величину КСВН фазосдвигающего канала. Также может использоваться разомкнутый шлейф [80] или комбинация разомкнутого и короткозамкнутого шлейфов [87], что, однако, не приводит к существенному улучшению частотных характеристик по сравнению со структурами с короткозамкнутыми шлейфами.

Известны структуры ФК на основе плавных связанных ЛП [88, 89]. Они не имеют скачкообразных нерегулярностей, присущих ступенчатым структурам, что благоприятно сказывается на частотных характеристиках ФФ, но приводит к усложнению процесса синтеза и снижению технологичности.

Несмотря на то, что структуры на основе связанных ЛП позволяют реализовать сверхширокополосные устройства, обладающие в общем случае идеальным согласованием [51], они обладают рядом недостатков, главными из которых являются технологические трудности реализации малого зазора между связанными линиями. Фиксированные фазовращатели на основе одиночных ЛП со шлейфами лишены этих недостатков, однако не позволяют достичь идеального согласования устройства даже теоретически.

Структуру ФК на базе одиночной ЛП со шлейфами предложил Роберт Вилдс в 1978 году [90]. Она образована (рисунок 1.2, а) отрезком однородной ЛП с длиной $\lambda_g/2$ (где λ_g – длина волны в ЛП) и волновым сопротивлением Z , в центре которой параллельно включены разомкнутый и короткозамкнутый шлейфы длиной $\lambda_g/8$ и сопротивлением $Z_{шл}$.

Аналитически задача синтеза ФФ с ФК в виде однородного отрезка одиночных ЛП длиной $\lambda_g/2$ и волновым сопротивлением Z с параллельно включенным в центре четвертьволновым короткозамкнутым шлейфом (рисунок 1.2, б) решена в

работе [91]. В этой же работе рассмотрена структура с двумя короткозамкнутыми шлейфами, параллельно включенными в крайние точки одиночной ЛП, а также предложены структуры с разомкнутыми шлейфами, дуальные описанным.

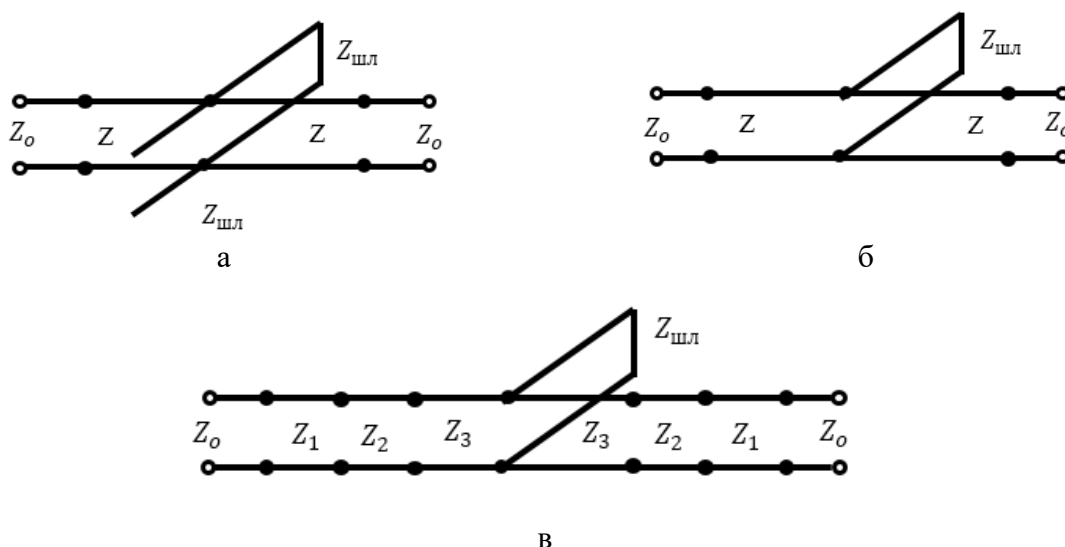


Рисунок 1.2. Схематическое изображение фазосдвигающих каналов на основе одиночных линий передачи [91-95].

В дальнейшем, с целью расширения рабочего диапазона частот и улучшения частотных характеристик, были исследованы структуры ФК на основе одиночных ступенчатых ЛП классов I [92-94] и II [95-97] с параллельно включенными короткозамкнутыми шлейфами (рисунок 1.2, в). В работе [98-101] проведено исследование ФФ с ФК на основе одиночной плавной ЛП со шлейфом.

Однако во всех известных работах проводились исследования структур ФФ на одиночной ЛП с однородными короткозамкнутыми шлейфами или радиальным разомкнутым шлейфом [102] и его вариациями [103, 104]. В то же время известно эффективное использование неоднородных короткозамкнутых шлейфов в устройствах фильтрации радиосигналов [105]. В этой связи вызывает практический интерес изучение возможности улучшения частотных характеристик и массогабаритных параметров ФФ за счет использования в их структуре неоднородных шлейфов.

Известны также структуры ФК, в которых использованы комбинации связанных и одиночных ЛП со шлейфами [106].

В последние годы значительно увеличился интерес к структурам ФФ, в которых ОК также имеет сложную структуру электрической цепи. В частности, акту-

альной является задача уменьшения электрической длины ОК. Например, её решению посвящена работа [107]. Другой актуальной задачей, решению которой посвящена работа [108], является снижение коэффициента связи между связанными ЛП в ФК и ОК. Это позволило упростить физическую реализацию ФФ.

Структура ФФ с однородными короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами, параллельно включенными в крайних точках ступенчатой ЛП, как в ФК, так и в ОК, рассмотрена в [109]. Исследования схожей структуры, отличающейся использованием однородной ЛП, проведены в работе [110]. Для её параметрической оптимизации использован генетический алгоритм.

Более сложные структуры ФК и ОК, реализованные на основе балансных схем, рассмотрены в работах [111-113]. Они позволяют обеспечить согласование ФФ и заданную ФЧХ в широком диапазоне частот, однако отличаются сложностью конструкции и значительными габаритами. Так, например, зазор между связанных ЛП в ФФ, синтезированной авторами работы [114], составляет менее 0,2 мм, что усложняет физическую реализацию структуры. Развитием схем балансных схем ФФ можно считать структуру [115], реализованную на волноводе, интегрированном в диэлектрическую подложку (ИВП).

Подводя итог, можно отметить, что наиболее исследованными типами ФФ являются структуры на основе связанных ЛП с согласованными нагрузками и структуры на основе одиночных ЛП с однородными короткозамкнутыми шлейфами. При этом не исследовано влияние неоднородных (ступенчатых, плавных) шлейфов в структуре ФК на основе одиночных и связанных ЛП на оптимальные параметры ФФ.

1.3 Физические процессы, возникающие в устройствах СВЧ в условиях космической среды

Работа СВЧ-устройств при высоком уровне мощности в условиях космической среды создает условия для возникновения в них специфических физических процессов, способных привести к нарушению функционирования бортового ретрансляционного комплекса (БРК) и даже выходу его из строя. Наиболее значи-

мыми из таких процессов являются газовый и мультипакторный разряды, возникающие, соответственно, при пониженном атмосферном давлении и вакууме. Наиболее подвержены электрическим разрядам и пробоям выходные антенно-фидерные тракты БРК.

Многообразие физических и химических явлений, возникающих в процессе воздействия на среды электромагнитных полей высокой мощности, и их взаимное влияние существенно затрудняют создание общих теорий и моделей разряда в устройствах СВЧ. Тем не менее, на текущий момент имеется понимание основных процессов функционирования СВЧ-устройств в условиях низких давлений и космического пространства при мощностях в трактах до 2 кВт [116].

Современная РЭА систем космической связи работает в условиях негерметизированной открытой платформы космического аппарата. Для стравливания остаточных газов в СВЧ-трактах обычно используются специальные дренажные (вентиляционные) отверстия, расположенные, например, на фланцах в центре широкой стенки волновода, где величина поверхностных токов минимальна (рисунок 1.3, а). Однако количество и размер этих отверстий ограничены требованиями электромагнитной совместимости (ЭМС), что приводит к значительному времени дегазации системы. Кроме этого, неизбежные загрязнения внутренних поверхностей тракта и газовыделение используемых в них материалов повышают концентрацию остаточных газов, и несмотря на многочисленные эффективные методы дегазации материалов, включая термическую обработку, полностью устранить адсорбированные газы нельзя. При недостаточном времени выдержки давление газов внутри СВЧ-трактов может быть выше, чем у окружающей среды, на несколько порядков, что создаёт условия для возникновения и развития газового разряда.

Газовый разряд возникает в СВЧ-трактах с высокой напряженностью электрического поля при пониженном давлении остаточной газовой среды. В этом случае длина свободного пробега электронов в среде достаточна для набора ими кинетической энергии, необходимой для ионизации газа. При определенных условиях, зависящих от состава газа, давления, температуры, напряженности электрического поля, в области внутреннего объема может развиваться лавинооб-

разный процесс газового разряда – электрический пробой. Газовые разряды подчиняются закону Пашена, в соответствии с которым диапазон давлений $10 \dots 10^{-2}$ мм рт. ст. наиболее благоприятен для их возникновения. Поэтому анализ и разработка методов повышения электрической прочности электродинамических систем в этом диапазоне давлений представляет наибольший практический интерес.

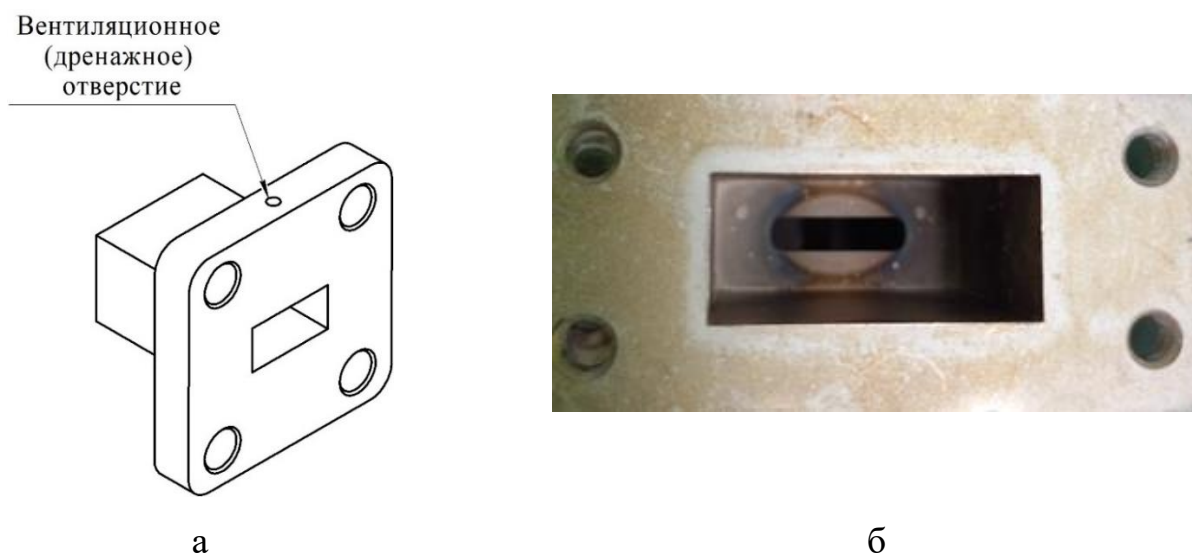


Рисунок 1.3. Эскиз фланца с отверстием для дегазации внутреннего объема волноводного тракта (а) и последствия возникновения газового пробоя в резонаторе полосно-пропускающего фильтра мультиплексора X-диапазона (б)

При достаточно высокой степени вакуума (порядка 10^{-5} мм рт. ст. и ниже) в электродинамической системе повышается риск возникновения мультипакторного, или вторично-эмиссионного резонансного, разряда. Он проявляется как лавинообразное увеличение числа свободных электронов во внутреннем пространстве мощных СВЧ-устройств за счет вторичной электронной эмиссии с их внутренних поверхностей в условиях воздействия потоков электронов высокой энергии. Ускорение электронов в зазорах между металлическими и диэлектрическими элементами внутреннего пространства устройства происходит в условиях низкого давления за счет воздействия электрических полей высокой напряженности. Развитие мультипакторного разряда зависит от уровня передаваемой СВЧ-мощности и формы сигнала, топологии устройства, конфигурации электромагнитного поля в нём, используемых материалов и покрытий.

Мультипакторный разряд приводит к повышению уровня шума, увеличению потерь в СВЧ-трактах и разрушению материалов их покрытий (рисунок 1.3, б). Кроме этого, за счет повышенного локального газовыделения он может спровоцировать газовые разряды, имеющие более разрушительный эффект. Мультипакторный разряд в фильтрах может привести к изменению их резонансных частот и снижению добротности.

В этой связи в зарубежных стандартах [117], устанавливающих требования к РЭА для космических аппаратов, считается обязательным проведение испытаний бортового оборудования на устойчивость к мультипакторному разряду. В случае планарной и коаксиальной конфигурации системы, учитывая частоту сигнала, величину зазора и материал покрытия, можно графически определить предельно допустимое пиковое значение напряжения в зазоре, при превышении которого возможно развитие мультипакторного разряда [118, 119]. Принимая во внимание сложность математического описания реального развития мультипакторного разряда, европейские стандарты требуют учитывать запас не менее 6 дБ при численной оценке пороговых значений мощности.

В коаксиальных соединителях КВП мультипакторный разряд может возникать как между центральным и внешним проводниками, так на поверхности диэлектриков. Для его предотвращения целесообразно использовать соединителя с перекрытием диэлектриков в области соединения (например, TNC).

В случае микрополосковых ЛП существенно увеличивается риск возникновения мультипакторного разряда при использовании связанных ЛП. Снизить его можно за счёт использования технических решений, позволяющих увеличить зазор между ЛП до приемлемых значений (например, с помощью шлейфов).

1.4 Методы анализа и синтеза электродинамических систем

Численные методы продолжают оставаться основным инструментом решения различных электродинамических задач и, в частности, используются для моделирования устройств согласования и фазового смещения радиосигналов.

При выборе метода электродинамического анализа необходимо учитывать сложность и неоднородность среды, доступные вычислительные ресурсы. С учетом опыта решения предшествующих электродинамических задач, в данной работе использованы метод конечных элементов и метод моментов.

Поскольку устройства согласования и фазового смещения радиосигналов являются достаточно сложными электродинамическими структурами, синтезировать которые только с помощью аналитических методов проблематично, то их параметрический синтез осуществлялся при помощи оптимизационного алгоритма Нелдера-Мида (симплекс-метод), который, как показала практика, является наиболее эффективным оптимизационным алгоритмом для решения данных задач.

1.4.1 Методы численного моделирования электродинамических систем

Метод конечных элементов

Одним из наиболее эффективных инструментов анализа сложных электродинамических систем является метод конечных элементов (МКЭ), основы теории которого изложены в работах [120-123]. Он заключается в аппроксимации электрического и магнитного полей моделью, построенной на основе множества кусочно-непрерывных функций. Эти функции определены на конечном числе подобластей, составляющих в совокупности искомую область.

В рассматриваемой области задаётся конечное число точек, называемых узлами. При этом значение непрерывной величины, подлежащей определению в узлах, является переменной. Далее область определения $\Omega(x, y, z)$ разбивается на конечное число подобластей, называемых элементами. В результате этого строится дискретизационная сетка (рисунок 1.4), аппроксимирующая трехмерную область определения.

При решении трехмерных задач в этом методе элементом разбиения являются тетраэдры $\Omega^e(x, y, z)$. Общее число таких тетраэдров формирует сетку конечных элементов, описывающую трехмерный геометрический объект произвольной конфигурации. Чем меньше размер элементов разбиения, тем выше точность вычислений и тем больше потребление вычислительных ресурсов.

В случае распространения электромагнитной волны в воздушной среде, свободной от источников, электрическое поле внутри элемента разбиения описывается уравнением Гельмгольца:

$$\nabla^2 \bar{E}^e - k_0^2 \bar{E}^e = 0, \quad (1.1)$$

где k_0 - волновое число свободного пространства. Кроме этого, удовлетворяются граничные условия на металлических поверхностях $\bar{n} \times \bar{E} = 0$, а также выполняется условие излучения Зоммерфельда.

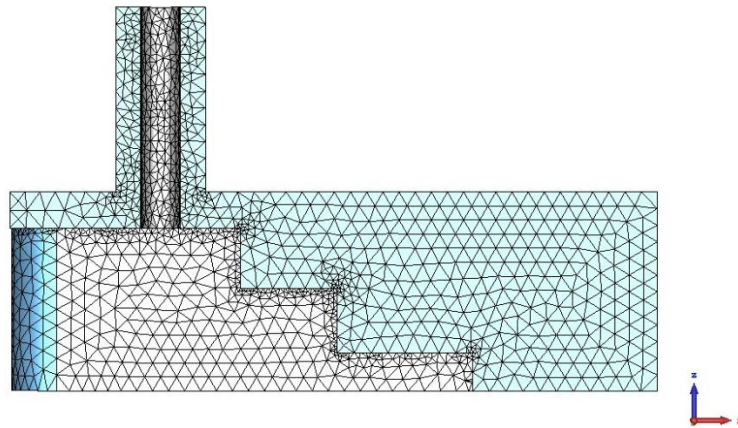


Рисунок 1.4. Расчётная конечно-элементная сетка для модели коаксиально-волноводного перехода с индуктивной связью

Аппроксимация электрического поля \bar{E}^e осуществляется с помощью реберных функций формы W_k^e :

$$\bar{E}^e = \sum_{k=1}^6 E_k^e W_k^e, \quad (1.2)$$

где E_k^e - коэффициенты разложения, представляющие собой интегралы от касательной компоненты электрического поля \bar{E} вдоль k -го ребра тетраэдрического элемента между i -м и j -м узлом. Реберные функции формы тетраэдрического элемента, имеющие шесть неизвестных (в соответствии с числом ребер), имеют вид:

$$W_k^e = l_k (L_i^e \nabla L_j^e - L_j^e \nabla L_i^e) \bar{e}, \quad i, j = 1 \dots 4; \quad k = 1 \dots 6, \quad (1.3)$$

где l_k - длина k -го ребра тетраэдрического элемента между i -м и j -м узлом; L_{ij}^e - линейные скалярные функции формы, связывающие между собой координаты i -го узла (x_i, y_i, z_i) и координаты любой точки внутри тетраэдра [122].

Подстановка аппроксимаций, учитывая граничные условия, в уравнениях Максвелла или их эквиваленты даёт систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), решение которой определяет значения искомой величины в узлах а, следовательно, даёт приближенное решение задачи.

Для моделирования источника возбуждающего сигнала на одном из портов рассматриваемой электродинамической системы задается источник электромагнитного поля:

$$\bar{E}^{(1)} = M_{11} \exp(-j\beta_{11}z) + \sum_{m=1}^{\infty} S_{1m} M_{1m} \exp(-j\beta_{1m}z), \quad (1.4)$$

а для остальных портов:

$$\bar{E}^{(n)} = \sum_{n,m=1}^{\infty} S_{nm} M_{nm} \exp(-j\beta_{nm}z), \quad (1.5)$$

где M_{nm} – собственные функции n -ой моды m -го порта; S_{nm} – элементы матрицы рассеяния; β_{nm} – фазовые постоянные n -ой моды m -го порта.

Метод моментов

Достоинством метода моментов является удобство моделирования рассеяния на металлических телах, поскольку анализ сводится к решению поверхностных интегральных уравнений и не требуется дискретизация области решения вне тел. В методе моментов задача решается относительно токов и на конечные элементы разбиваются только области неоднородностей, которые могут быть заменены эквивалентным распределением объемных или поверхностных токов. Существует несколько вариантов метода моментов, суть которого заключается в замене интегрального уравнения системой алгебраических уравнений.

В общем случае метод моментов состоит в следующем. Интегральное уравнение, решение которого требуется получить, можно записать в виде

$$Lf = g, \quad (1.6)$$

где L – интегральный оператор, g и f – известная и неизвестная функции соответственно. Полученное соотношение сводится к матричному уравнению путём разложения неизвестной функции f в ряд по базисным функциям ϕ_n :

$$f = \sum_{n=1}^N C_n \phi_n, \quad (1.7)$$

где C_n – неизвестные коэффициенты разложения. Тогда матричное уравнение можно записать в следующем виде:

$$\sum_{m=1}^N C_m \langle \chi_m, L\phi_n \rangle = \langle g, \chi_m \rangle, \quad (1.8)$$

где треугольные скобки обозначают соответствующим образом определенное скалярное произведение, а χ_m – функции, называемые пробными или весовыми.

Полученную систему алгебраических уравнений можно решать либо с помощью обращения матрицы, либо с помощью итеративных методов. Также иногда применяется метод исключения главного элемента.

При моделировании микрополосковых структур, рассматриваемых в данной диссертационной работе, ключевое значение имеет функция Грина (ФГ), которая является решением уравнения Гельмгольца и используется при формировании интегральных уравнений (ИУ). Скалярная ФГ имеет вид:

$$G(r, r') = \frac{e^{-ikR}}{4\pi R}, \quad (1.9)$$

где $R = |r - r'|$ – радиус-вектор между точкой наблюдения и источником. Решение строится, как правило, аналитически и может быть построено для ограниченного числа геометрий простых форм, таких как цилиндр, шар, параллелепипед, слоистые структуры. При построении ФГ замкнутых областей простых форм обычно используется метод собственных функций. Зная ФГ среды, можно найти поле от произвольного распределения источников и составить ИУ на основе оставшихся граничных условий, которые не учитывались при построении ФГ [124].

1.4.2 Методы параметрической оптимизации

Одним из основных этапов синтеза электродинамических структур (электрических цепей) СВЧ-устройств является параметрическая оптимизация [125]. Она представляет собой процесс поиска значений вектора варьируемых параметров математической модели, при которых обеспечивается оптимальность функционирования устройства по заданным критериям. На практике чаще всего задача оп-

тимизации является многопараметрической. Частным видом параметрической оптимизации можно считать аппроксимацию, т.е. задачу определения таких значений параметров устройства, при которых его характеристика меньше всего отличается от заданной.

Для решения задачи синтеза устройства СВЧ сначала необходимо задать его электродинамическую структуру (или схему цепи), построить математическую модель, а затем решить задачи аппроксимации характеристик структуры (цепи) и значений её электродинамических параметров. Этот этап синтеза называется полным синтезом устройства СВЧ.

Аппроксимация формулируется как задача минимизации некоторой функции $G(V)$ вектора варьируемых параметров V , характеризующую близость характеристик устройства $F(V, \theta)$ к заданным $F_0(\theta)$:

$$G(V) = \|F_0(\theta) - F(V, \theta)\|_E \rightarrow \min_{V \in D} G(V) \text{ или } \max_{V \in D} G(V), \quad (1.10)$$

где $F_0(\theta)$ – заданная характеристика устройства, E – множества значений переменной θ , D – множество точек n -мерного пространства параметров E_n , $\|\cdot\|$ – критерий близости функций $F_0(\theta)$ и $F(V, \theta)$.

В качестве аппроксимирующей функции $F(V, \theta)$ выступает какая-либо характеристика электродинамической структуры (электрической цепи): АЧХ, ФЧХ и т.д.

Поскольку функции цепей СВЧ в подавляющем большинстве гладкие, для них часто используется среднестепенной критерий:

$$G(V) = \left(\int_E \rho(\theta) |F_0(\theta) - F(V, \theta)|^p dp \right)^{1/p}, \quad (1.11)$$

где $\rho(\theta) > 0$, p – целое число. Решение, полученное при использовании среднестепенного критерия, может быть эффективно использовано как начальное приближение при поиске более лучших решений.

Самым распространенным и наиболее совершенным является чебышевский критерий, также называемый минимаксным:

$$G(V) = \max_{\theta \in E} \rho(\theta) |F_0(\theta) - F(V, \theta)|. \quad (1.12)$$

На практике часто при использовании критерия (1.12) переходят к дискретной совокупности точек $\{\theta_i\}$, и тогда выражение (1.10) примет вид:

$$G(\mathbf{V}) = \min_{\mathbf{V} \in D} \max_{i \in I} \rho(\theta_i) |F_0(\theta_i) - F(\mathbf{V}, \theta_i)| = \min_{\mathbf{V} \in D} \max_{i \in I} R_i(\mathbf{V}), \quad (1.13)$$

где I - конечное множество индексов, соответствующих числу дискретной совокупности точек.

С точки зрения затрат машинного времени чебышевский критерий обладает преимуществом по сравнению со среднестепенным.

Для минимизации функции $G(\mathbf{V})$ существует огромное количество разнообразных алгоритмов оптимизации. Наиболее распространенными являются:

- методы Розенброка и Пауэлла,
- метод покоординатного спуска,
- градиентный метод (метод наискорейшего спуска),
- генетические алгоритмы,
- симплексный метод.

Из них наиболее эффективным и универсальным для решения задач оптимизации структур СВЧ-устройств является симплексный метод. Поэтому большая часть устройств, исследованных в данной работе, синтезирована с его использованием.

Симплексный метод [127] широко используется при решении многопараметрических задач оптимизации и относится к прямым методам минимизации. Он позволяет найти крайнюю точку выпуклого многогранника (симплекса) и определить, является ли она точкой экстремума целевой функции. Если она не является таковой, то происходит переход в соседнюю крайнюю точку, где значение целевой функции меньше или больше предыдущего. Данная операция повторяется до тех пор, пока точка экстремума не будет найдена или признана несуществующей.

Симплекс имеет четыре вершины в трехмерном пространстве и три вершины – в двумерном. Для построения симплекса задается некоторая базовая точка $x^{1,1}$, координаты остальных n вершин симплекса с длиной ребра l определяются соотношениями:

$$x_j^{(1,i)} = \begin{cases} x_j^{(1,1)} + l \frac{\sqrt{n+1}-1}{n\sqrt{2}}, & i = j+1; \\ x_j^{(1,1)} + l \frac{\sqrt{n+1}+n-1}{n\sqrt{2}}, & i \neq j+1, \end{cases} \quad (1.14)$$

Затем вычисляется значение рассматриваемой функции в вершинах симплекса. Выбирается вершина, в которой это значение максимально, и строится её зеркальное отражение относительно плоскости, в которой лежат другие вершины симплекса. В результате этого появляется второй симплекс, образованный новой вершиной и вершинами первого симплекса. Данная операция называется отражением. Точка, расположенная на одинаковом удалении от вершин, называется центром тяжести симплекса.

На следующем этапе вычисляют значение искомой функции в новой вершине, и если оно меньше, чем в предыдущей вершине, операции отражения вершин новых симплексов продолжают до тех пор, пока значение искомой функции в новой вершине не станет меньше, чем в предыдущей. Условием остановки поиска может являться выполнение каких-либо заданных условий, например, выражения

$$\sqrt{\frac{1}{n+1} \sum_{i=1}^{n+1} [f(x_i) - f(c)]^2} \leq \varepsilon, \quad (1.15)$$

где ε – заданное число.

Описанный алгоритм использует регулярные симплексы, в связи с чем может использоваться только для целевых функций с достаточно простой топологией поверхности. В более сложных случаях целесообразно использовать алгоритм с деформируемым симплексом, называемый методом Нелдера-Мида. Помимо процедуры отражения, в нем присутствуют операции сжатия и растяжения [128].

1.5 Выводы по первой главе

Несмотря на значительное число научных работ, посвященных исследованиям структур КВП и ФФ, многие вопросы их создания остаются открытыми. В первую очередь это относится к устройствам, предназначенным для эксплуатации в составе радиоэлектронной аппаратуры негерметизированных платформ косми-

ческих аппаратов, когда необходимым является комплексный анализ электрической прочности и тепловых режимов работы.

Помимо этого, не исследован ряд новых топологий устройств согласования и фазового смещения радиосигналов, представляющих значительный научный и практический интерес.

Таким образом, можно сделать следующие выводы о целесообразности исследований новых электродинамических структур КВП и ФФ, представленных в последующих главах диссертационной работы:

1. На данный момент недостаточно исследовано влияние формы ёмкостного зонда на электрическую прочность КВП и его частотные характеристики. Выбор оптимальной формы зонда может позволить значительно увеличить электрическую прочность устройства.

2. Практически не исследованы КВП с соединением ЛП через узкую боковую стенку волновода. В то же время широко известны индуктивные КВП с вводом коаксиальной ЛП через торцевую стенку. Это создаёт предпосылки для исследования электродинамических структур КВП с индуктивной связью через узкую боковую стенку волновода.

3. Исследования соосных КВП с ёмкостной связью находятся в начальной стадии. Однако они имеют значительный практический потенциал, связанный, в первую очередь, с возможностью значительного увеличения технологичности и повышения частотных характеристик.

4. Не исследованы микрополосковые ФФ на одиночных ЛП с неоднородными шлейфами, которые, как показывают исследования фильтров, могут обеспечить значительное уменьшение габаритов устройств и повышение их частотных характеристик.

5. Не исследованы микрополосковые ФФ на связанных ЛП класса II со шлейфом. Шлейф в этом случае может позволить уменьшить электромагнитную связь между ЛП, а, следовательно, увеличить электрическую прочность ФФ и его технологичность.

Глава 2. Разработка и исследование коаксиально-волноводных переходов

В данной главе решаются задачи разработки и исследования КВП с ёмкостным и индуктивным типами электромагнитной связи. Рассмотрены методики проектирования, мультифизического анализа и измерения параметров КВП.

2.1 Алгоритм синтеза коаксиально-волноводных переходов

Разработка прецизионных коаксиально-волноводных переходов с повышенными требованиями к электрической и механической прочности является нетривиальной задачей, решение которой значительно упрощается при использовании предлагаемого алгоритма (рисунок 2.1). Он, в отличие от известных методов решения [42-46], позволяет учитывать при синтезе не только частотные характеристики устройства, но и предельно допустимую мощность СВЧ.

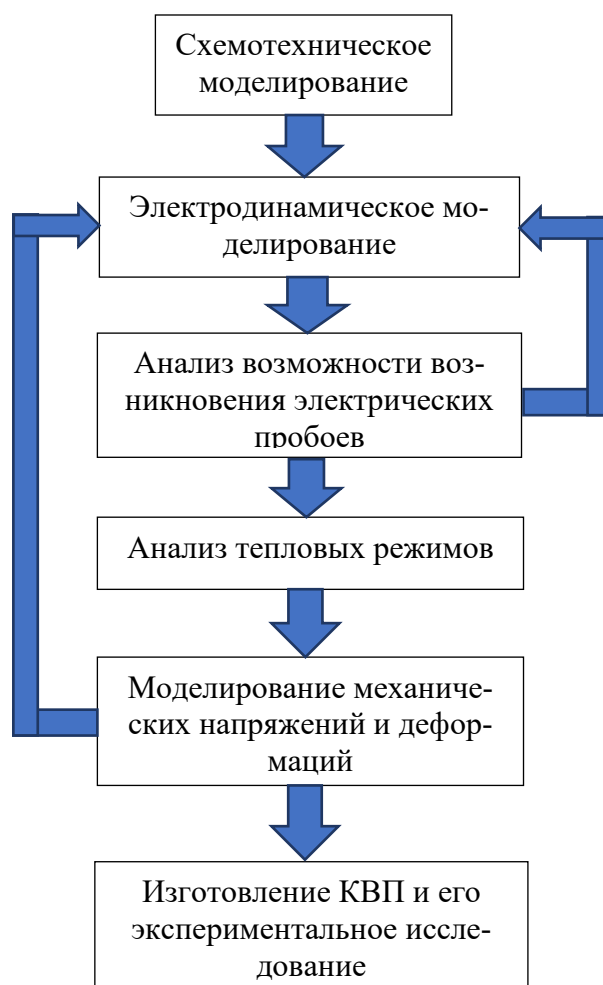


Рисунок 2.1. Алгоритм разработки и исследования КВП

Рассмотрим указанные этапы проектирования подробнее:

1. Схемотехническое моделирование. Используется в качестве источника первого приближения, что позволяет ускорить процесс проектирования.

2. Электродинамическое моделирование. Позволяет получить модель КВП высокой точности, однако занимает значительное время, и полная параметрическая оптимизация сложных устройств затруднена или невозможна без использования начальных приближений по п.1.

3. Анализ возможности возникновения электрических пробоев. Позволяет проверить работоспособность КВП при высоких уровнях мощности. В случае неудовлетворения полученных результатов заданным требованиям проводится корректировка электродинамической модели п. 2, после чего повторяется анализ электрической прочности. Цикл итеративно повторяется до тех пор, пока не будут достигнуты требуемые параметры.

4. Анализ тепловых режимов. Дает оценку тепловому режиму работы устройства. Показывает распределение температур на поверхности устройства, а также форму и плотность тепловых потоков, что позволяет оптимизировать конструкцию корпуса КВП.

5. Моделирование механических напряжений и деформаций. Включает в себя оценку статических и динамических нагрузок. Результаты теплового анализа п. 4 позволяют провести исследование механических деформаций устройства, вызванных нагревом. Деформированная топология используется в повторном электродинамическом моделировании, что позволяет оценить работоспособность устройства при различных режимах работы.

6. Изготовление опытного образца КВП и его экспериментальное исследование. Заключительный этап разработки и исследований, включающий в себя также настройку КВП и подтверждающий корректность проведенных расчетов.

Таким образом, можно отметить, что разработка и исследование КВП является сложным многоэтапным итерационным процессом. Упростить его можно при использовании эффективных алгоритмов проектирования. Результаты синтеза КВП, приведенные далее в главе, получены с помощью описанного алгоритма.

2.2 Угловые переходы с емкостным типом электромагнитной связи

Как было указано в главе 1, конструкции КВП, основанные на использовании элемента связи в форме металлического штыря, являются узкополосными. Существенное увеличение ширины рабочего диапазона частот КВП достигается в структурах, где элемент связи выполнен в виде металлического цилиндра (рисунок 2.2, а), соединенного с внутренним проводником коаксиальной ЛП. Использование таких элементов приводит к снижению электрической прочности КВП, в связи с чем актуальной становится задача поиска оптимальной формы зонда. И хотя в системах высокой мощности, помимо цилиндрических, иногда используются сферические и конические зонды, на данный момент не известны полноценные исследования зависимости электрической прочности и предельно достигаемых частотных характеристик КВП от формы зонда. В связи с этим рассмотрим КВП для прямоугольных волноводов стандартного сечения и уменьшенной высоты с несколькими разновидностями зондов.

Базовая конфигурация КВП с цилиндрическим зондом показана на рисунке 2.2. Цилиндр имеет диаметр E , толщину t и размещен на расстоянии h от широкой стенки КВП, через которую проходит проводник коаксиальной линии. Элемент связи располагается в середине широкой стенки волновода на расстоянии приблизительно $\lambda_g/4$ от плоскости короткого замыкания (где λ_g – длина волны в волноводе на центральной частоте). Примем $a = 58,17$ мм, $b = 29,08$ мм, $r = 3$ мм, $d = 1,27$ мм, $D = 4,15$ мм (что соответствует сечениям волновода WR229 и коаксиального соединителя тип IX/SMA). Диэлектрическое заполнение коаксиальной ЛП – фторопласт-4 ($\epsilon=2,1$)

Анализ электродинамической структуры проведен с использованием метода конечных элементов. Параметрическая оптимизация в диапазоне частот 3,0...4,0 ГГц осуществлена с помощью симплекс-метода, варьируемыми являлись параметры z , t , h , E .

Частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} оптимизированного перехода показана на рисунке 2.2, б. В полосе частот 3,0...4,0 ГГц расчетные значения S_{11} не превышают -26,0 дБ, а вносимые потери не более 0,02 дБ.

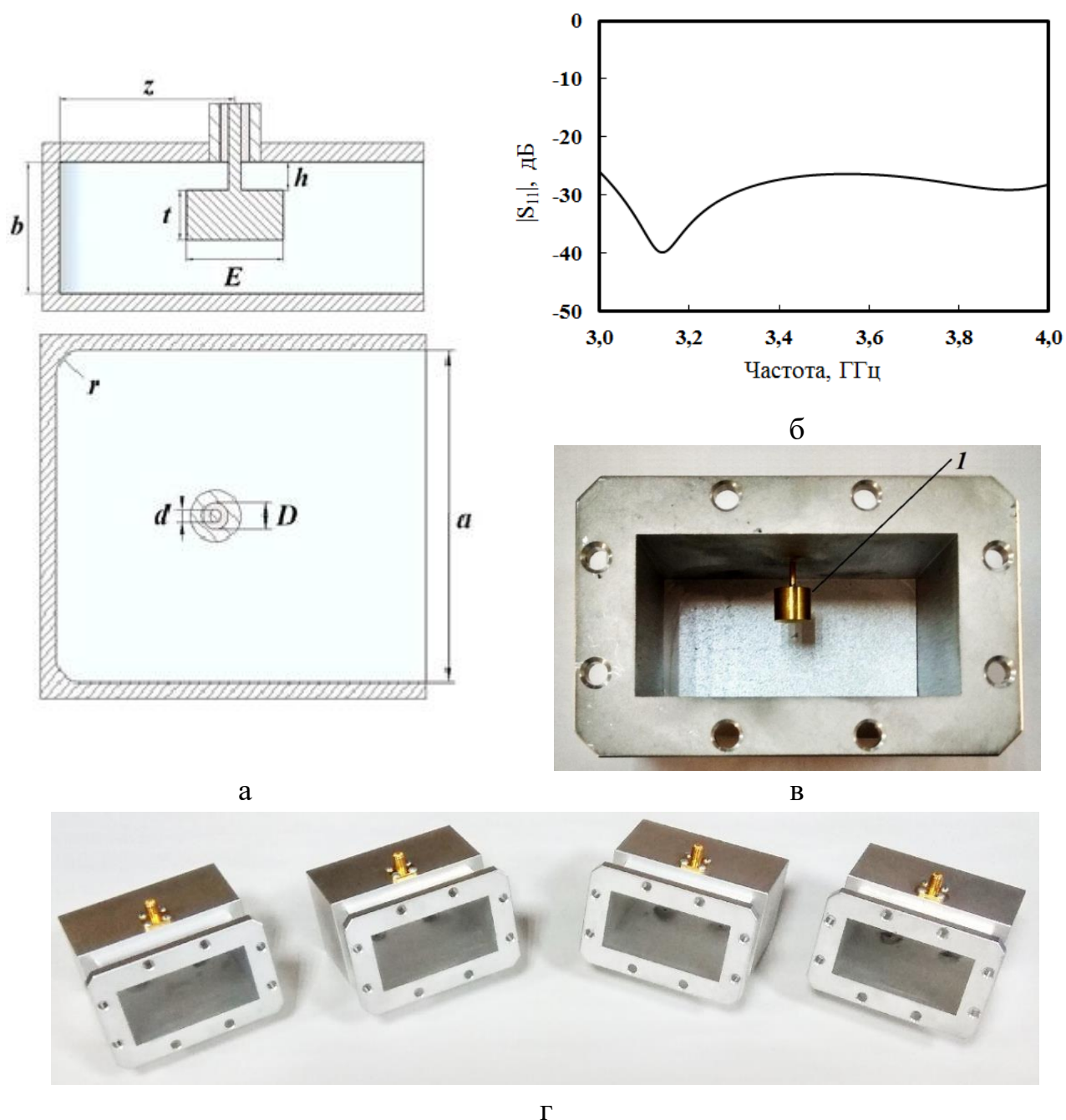
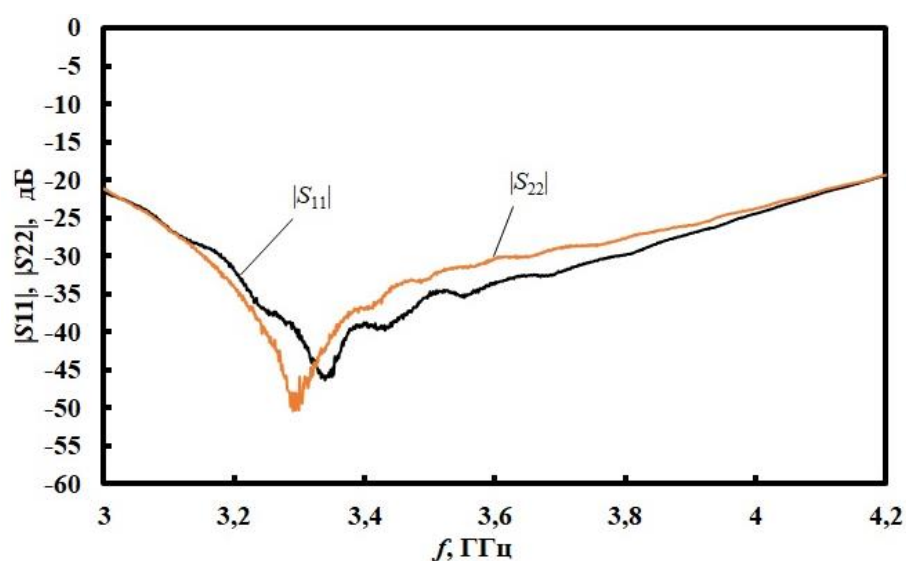


Рисунок 2.2. КВП в волноводном канале WR229: геометрическая модель (а), расчетная характеристика обратных потерь (б), опытные образцы (в, г)

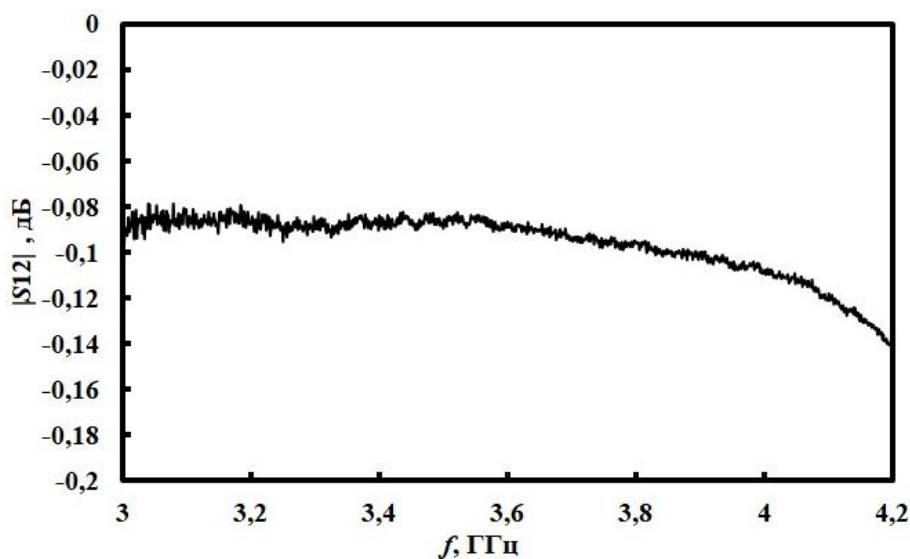
Для экспериментальной проверки полученных результатов было изготовлено четыре опытных образца КВП (рисунок 2.2, в, г). Коаксиальные порты образованы соединителями Тип IX (розетка), выполненными в соответствии с требованиями ГОСТ РВ 51914-2002 [129]. Корпус выполнен из сплава алюминия АМгб. Волноводный канал WR229 и фланцевый соединитель изготовлены фрезерованием металлической заготовки на станке с ЧПУ и последующей электроискровой прошивкой для формирования прямоугольного волноводного канала. Дисковый

элемент связи 1 (рисунок 2.2, в) изготовлен из латуни ЛС59 и соединен с внутренним проводником коаксиального соединителя пайкой.

Частотные характеристики обратных потерь со стороны коаксиального порта S_{11} и со стороны волноводного порта S_{22} одного из образцов КВП показаны на рисунке 2.3, а. Частотная зависимость вносимых потерь S_{12} показана на рисунке 2.3, б. Коэффициент отражения в полосе частот 3...4 ГГц не превышает -21,5 дБ. Незначительное отличие экспериментальных данных от расчетных можно объяснить допусками при изготовлении и несовершенством используемых коаксиальных соединителей.



а



б

Рисунок 2.3. Частотные характеристики КВП в волноводном канале WR229: обратные потери (а), прямые потери (б)

В таблице 2.1 приведены параметры КВП, полученные при его параметрической оптимизации в частотных диапазонах различной ширины с центральной частотой $f_0 = 4,1$ ГГц. Как и следовало ожидать, с уменьшением рабочей полосы частот улучшается согласование. При этом толщина зонда t и расстояние от зонда до стенки короткого замыкания z уменьшаются, а диаметр зонда E увеличивается.

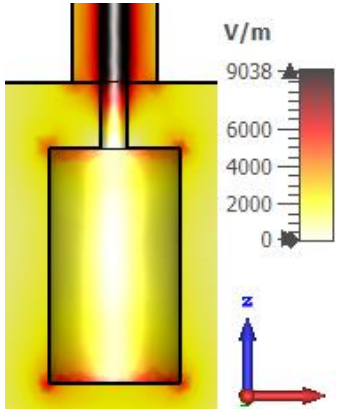
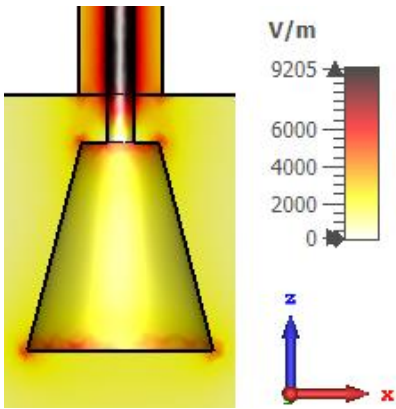
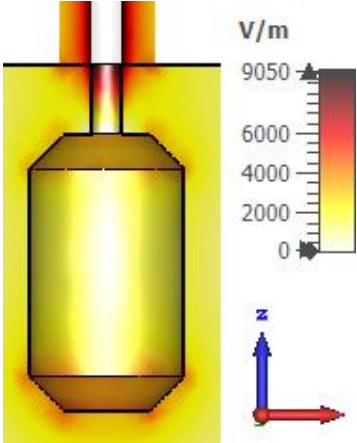
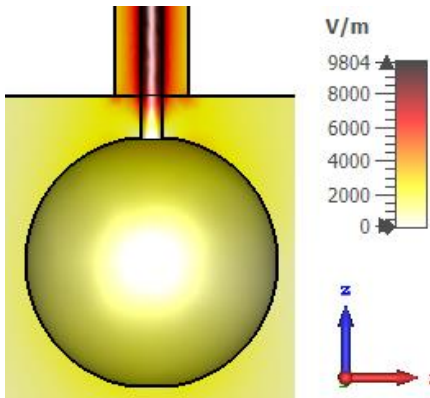
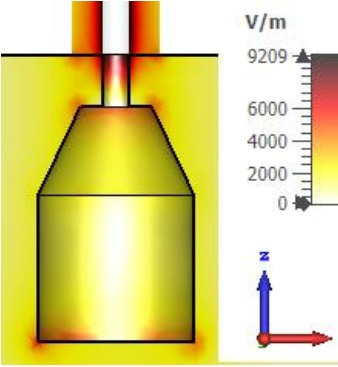
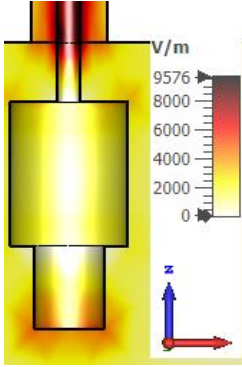
Таблица 2.1. Оптимальные параметры зондового КВП для канала WR229

№	$f_1 \dots f_2$, ГГц	$ S_{11} $, дБ	h , мм	t , мм	E , мм	z , мм
1	3,0...5,2	-19,6	3,14	11,96	5,91	20,10
2	3,1...5,1	-21,7	3,24	11,62	6,06	19,75
3	3,2...5,0	-23,9	3,24	11,40	6,14	19,53
4	3,3...4,9	-26,2	3,21	11,29	6,32	19,28
5	3,4...4,8	-28,5	3,22	11,13	6,31	19,15
6	3,5...4,7	-31,5	3,27	10,92	6,30	19,06
7	3,6...4,6	-34,8	3,31	10,75	6,28	19,02
8	3,7...4,5	-38,5	3,29	10,72	6,35	18,90
9	3,8...4,4	-43,0	3,30	10,64	6,35	18,85

Аналогично были синтезированы КВП с зондами другой формы (таблица 2.2). Можно отметить, что форма зонда оказывает незначительное влияние на частотные характеристики устройства, за исключением сферы. На основе анализа распределения электромагнитных полей можно сделать вывод о том, что добавление фасок на цилиндрический зонд (п. 1) приводит к снижению максимальных значений напряженности электрического поля у его кромок (пп. 2, 3, 5). Это позволяет увеличить электрическую прочность КВП. Ещё больший эффект оказывает использование сферического зонда (п. 4), способствующего равномерному распределению электрического поля. Пиковая напряженность электрического поля в его окрестности более чем в 2 раза меньше, чем у цилиндрического зонда. К недостаткам сферического зонда можно отнести его узкополосность: согласование на уровне $S_{11} = -25$ дБ обеспечивается лишь в диапазоне 3,8...4,2 ГГц, что в 3,5 раза меньше, чем у структур пп. 1-3, 5, 6.

Несколько улучшить уровень согласования позволяет зонд п. 6 в виде двух цилиндров разного диаметра. При этом максимальное значение напряженности электрического поля несколько меньше, чем у базовой структуры 1.

Таблица 2.2. Сравнительная характеристика зондов КВП ёмкостного типа при тестовой входной мощности $P=0,5$ Вт в полосе частот 3,3...4,9 ГГц

Структура	E_{\max} , В/м	$ S_{11} $, дБ	Структура	E_{\max} , В/м	$ S_{11} $, дБ
 <p>1</p>	6300	-25	 <p>2</p>	5500	-25
 <p>3</p>	5000	-25	 <p>4</p>	3000	-15
 <p>5</p>	4400	-25	 <p>6</p>	5100	-26

Таким образом, оптимальный выбор формы зонда дает возможность значительно повысить электрическую прочность КВП емкостного типа, не ухудшая его частотные характеристики. В случае узкополосных систем высокой мощности может быть рекомендован к использованию сферический зонд.

Особый интерес представляет исследование структур КВП для волноводов уменьшенной высоты, поскольку в этом случае в области элемента связи наблюдается значительное снижение электрической прочности, что связано с малыми зазорами между элементами КВП. В связи с этим была создана и исследована структура перехода с волноводного канала сечением 61×10 мм на коаксиальный соединитель TNC, предназначенного для эксплуатации в условиях пониженного атмосферного давления.

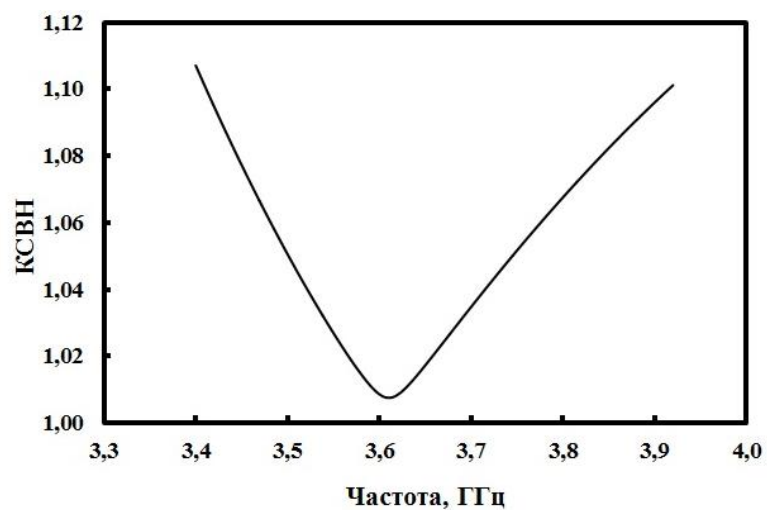
Параметрическая оптимизация осуществлялась с помощью симплекс-метода Нелдера-Мида. Целью оптимизации служила минимизация коэффициента отражения в частотном диапазоне 3,415...3,915 ГГц. Полученные геометрические размеры элементов КВП приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3. Геометрические размеры элементов электродинамической модели КВП (61x10 – TNC (p))

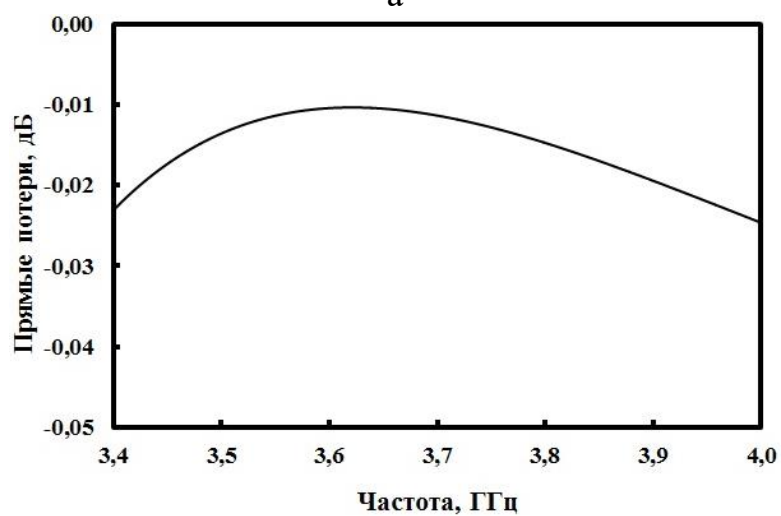
Параметр	a	b	D	d	h	t	d	z
Значение, мм	61	10	7	2,14	3,9	3,7	8	17,6

Частотные характеристики электродинамической модели КВП (61x10 мм – TNC (p)) приведены на рисунке 2.4, а, б. В диапазоне частот 3,415 – 3,915 ГГц КСВН не превышает 1,11. Прямые потери не более 0,05 дБ. Опытные образцы КВП показаны на рисунке 2.4, в. В диапазоне частот 3,415 – 3,915 ГГц экспериментальное значение КСВН не превысило 1,2.

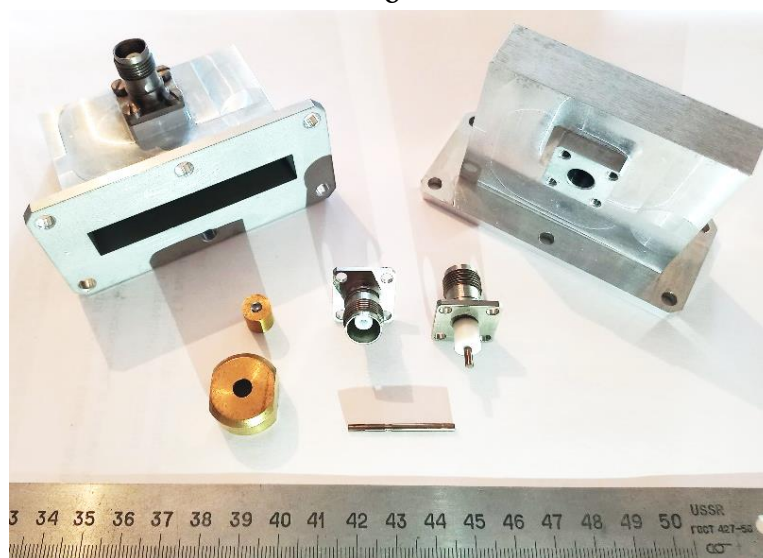
Исследования также показали возможность реализации зонда в виде цилиндра с глухим отверстием на его нижней поверхности. Данное решение не позволяет повысить электрическую прочность КВП, поскольку, как следует из таблицы 2.2, пики напряженности электрического поля локализуются на гранях зонда, однако способно повысить его механическую прочность за счет снижения массы.



а



б



в

Рисунок 2.4. Частотные характеристики электродинамической модели КВП (61x10 – ТНС (р)): КСВН (а), прямые потери (б), и экспериментальные образцы с оснасткой для сборки и коаксиальными соединителями оригинальной конструкции (в)

2.2.1 Анализ электрической прочности

Как было отмечено в главе 1, электрический разряд представляет собой совокупность физических и химических явлений, связанных с протеканием электрического тока за счет направленного движения свободных носителей зарядов – электронов и ионов. К основным его последствиям в случае КВП можно отнести нагрев, плавление, деформацию и разрушение внутренних поверхностей. Тип покрытия, его качество и топологические особенности конструкции способны оказать значительное влияние на процесс электрического разряда. Поэтому оценка электрической прочности, основанная только на анализе максимальных значений напряженности электрического поля, не может дать достаточно точных значений порогового уровня СВЧ-мощности.

Проведем численный анализ возникновения мультипакторного пробоя, основанный на оценке траекторий движения тестовых электронов. Для этого рассмотрим КВП для волновода уменьшенной высоты 61×10 мм, где вероятность возникновения разряда выше в сравнении с волноводами стандартного сечения. Выполним анализ электромагнитных полей в КВП. Цилиндрический зонд образует с корпусом перехода несколько зазоров с высокой напряженностью электрического поля, при этом пиковые значения напряженности поля наблюдаются в окрестностях кромок зонда (рисунок 2.5). Именно в этих областях наиболее вероятно развитие пробоя при больших значениях входной СВЧ-мощности.

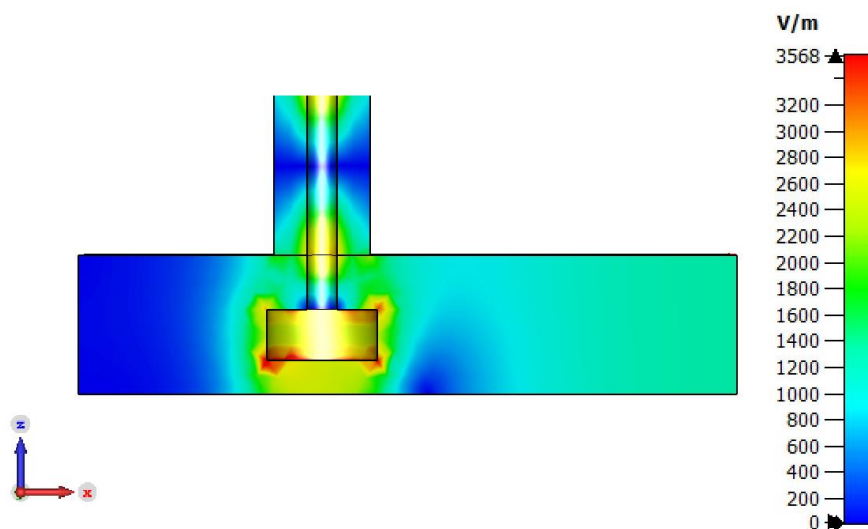


Рисунок 2.5. Структура электрического поля в плоскости продольного сечения КВП (61×10 – TNC (p))

Использование коаксиального соединителя TNC позволяет обеспечить перекрытие его диэлектриков в области сочленения соединителей, что значительно снижает вероятность мультипакторного разряда, однако требует дальнейшего анализа на возможность теплового пробоя.

На следующем этапе расчетная конечно-элементная сетка из тетраэдрических элементов, полученная в ходе электродинамического моделирования, вместе с нормализованными к единице входной мощности значениями векторов напряженности электрического и магнитного полей в ее узлах используется для численного моделирования мультипакторного и коронного разрядов.

Численный анализ мультипакторного разряда базируется на моделировании движения в трехмерном пространстве тестовых свободных электронов в переменном во времени электромагнитном поле. Перед началом расчета задается входная мощность, для которой будет определяться наличие или отсутствие мультипакторного разряда, после чего амплитуды векторов напряженности электрического и магнитного полей конечно-элементной сетки приводятся в соответствие с ее значением. На следующем этапе в модель вносится определенное количество тестовых электронов, траектория движения которых будет отслеживаться как функция времени.

Как известно, на электроны в электромагнитном поле действует сила Лоренца, в результате которой движение каждого электрона подчиняется соотношению

$$\mathbf{F}_L = q_e (\mathbf{E} + \mathbf{v}\mathbf{B}) = m_e \frac{d\mathbf{v}}{dt}, \quad (2.1)$$

которое в случае действия высокочастотного электрического поля с круговой частотой $\omega=2\pi f$ и амплитудой E_0 принимает вид

$$\mathbf{F}_L = m_e \frac{d^2\mathbf{r}}{dt^2} = m_e E_0 \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.2)$$

где \mathbf{r} – радиус, описывающий координаты электрона, \mathbf{v} , m_e и q_e – скорость, масса и заряд электрона соответственно.

Уравнение движения (2.2) также дополняется граничными условиями, зависящими от конфигурации рассматриваемой электродинамической системы.

Численное интегрирование системы уравнений для тестовых электронов производится с учётом начальных условий: $t = 0$, $x_0 = 0$, $dx/dt = 0$. Оно осуществлено с помощью метода чехарды («Leap Frog») [130, 131]. В нём скорости частиц определяются с полуцелыми временными шагами, а положения частиц обновляются с целочисленными временными шагами, что описывается рекуррентными соотношениями:

$$v(t + \Delta t / 2) = v(t - \Delta t / 2) + \frac{q}{m} E(x(t)) \Delta t, \quad (2.3)$$

$$x(t + \Delta t) = x(t) + v(t + \Delta t / 2) \Delta t, \quad (2.4)$$

При обнаружении столкновения тестового электрона с металлической стенкой производится расчет выхода вторичных электронов, для чего вычисляется коэффициент вторичной эмиссии (коэффициент размножения электронов) δ по эмпирической модели Вогана [132]:

$$\delta = \delta_{m0} \cdot \left(1 + \frac{\theta^2}{2\pi}\right) \cdot \left(\frac{w_e}{w_{m0} \left(1 + \frac{\theta^2}{2\pi}\right)} \cdot \exp \left(1 - \frac{w_e}{w_{m0} \left(1 + \frac{\theta^2}{2\pi}\right)}\right) \right)^k = \delta_m(\theta) \left(\frac{w_e}{w_m(\theta)} \cdot \exp \left(1 - \frac{w_e}{w_m(\theta)}\right) \right)^k, \quad (2.5)$$

где w_e и θ – энергия и угол падения электрона соответственно; δ_{m0} – максимальное значение δ при $\theta = 0$; $\delta_m(\theta)$ – максимальное значение δ при заданном θ , $w_m(\theta)$ – энергия, соответствующая максимальному значению δ при заданном θ , w_{m0} – энергия, соответствующая максимальному значению δ при $\theta = 0$; $k = 0,62$ при $w/w_m < 1$; $k = 0,25$ при $w/w_m > 1$. Часть приведенных параметров, определяющих коэффициент δ , зависит от материала покрытия стенок исследуемого устройства, и задается перед выполнением анализа.

После определения количества вторичных электронов процесс итеративно повторяется для каждого нового электрона. При этом ведется подсчет общего числа свободных электронов на каждом этапе. Рост числа электронов во времени будет свидетельствовать о наличии условий для возникновения мультипакторного

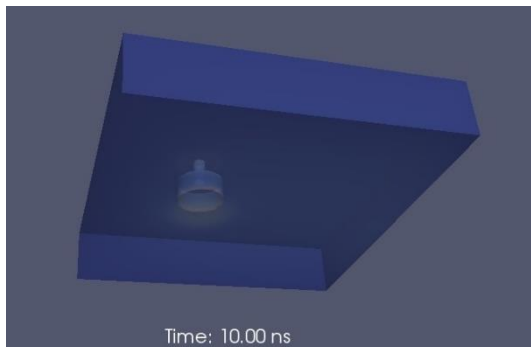
разряда в том или ином месте анализируемой структуры, и при превышении заданного порога расчет будет прекращен с положительным результатом. В случае уменьшения количества электронов после заданного числа итераций расчет прекращается с вынесением вердикта об отсутствии разряда при заданном уровне мощности.

Чтобы определить пороговый уровень мощности, при которой начинает проявляться мультипакторный разряд, необходимо провести серию аналогичных вычислений, варьируя подаваемый уровень мощности исследуемой структуры согласно принципу простого бинарного поиска.

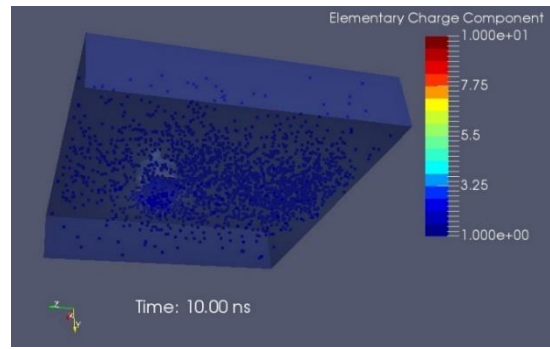
Результат численного расчета КВП (при заданном покрытии внутренних стенок корпуса серебром) в модуле анализа мультипакторного разряда приведен на рисунках 2.6 и 2.7. При этом коэффициенты выхода вторичных электронов (secondary electron yield, SEY) заданы в соответствии с данными Европейской кооперации по стандартизации в области космической техники (ECSS, European Cooperation for Space Standardization). Как видно из графика зависимости числа свободных электронов в канале КВП от времени (рисунок 2.7), при уровнях мощности 400 и 800 Вт энергии электронов недостаточно для поддержания прогрессирующей вторичной эмиссии, вследствие чего наблюдается снижение общего количества электронов с течением времени. Однако уже при значении входной мощности 1597 Вт наблюдается устойчивый рост общего количества электронов, свидетельствующий о начавшемся разряде.

Электрический пробой возникает, как видно на рисунке 2.6, в зазоре между цилиндрическим зондом и поверхностью нижней широкой стенки волновода.

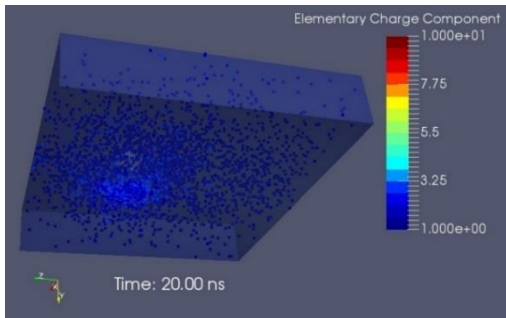
Важно отметить при этом, что в условиях нагрева поверхности КВП меняются физические параметры материалов, из которых он изготовлен. К ним в первую очередь относятся коэффициенты выхода вторичных электронов, проводимость покрытий, диэлектрическая проницаемость изоляционных материалов. Это, в свою очередь, ведет не только к изменению электродинамических характеристик устройства, но и меняет условия развития разрядов. Немаловажную роль в развитии разряда также оказывает тип и длительность СВЧ-сигнала.



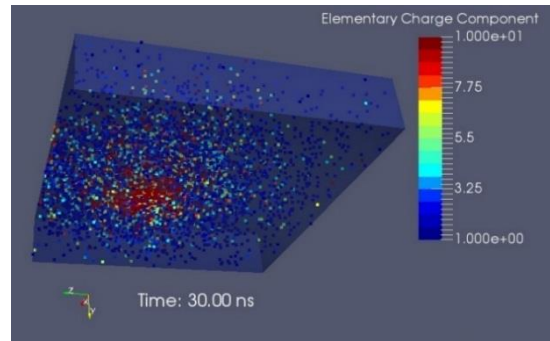
а



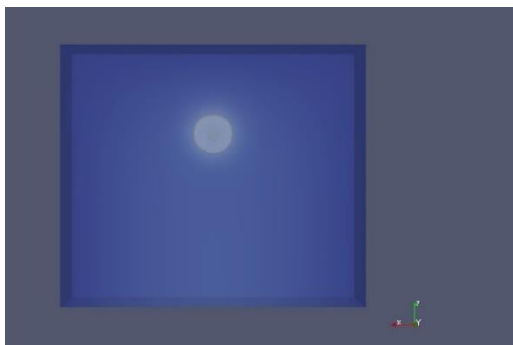
б



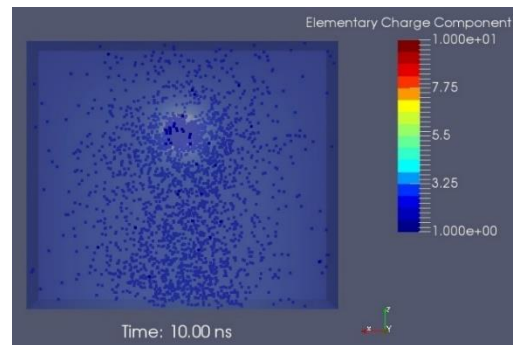
в



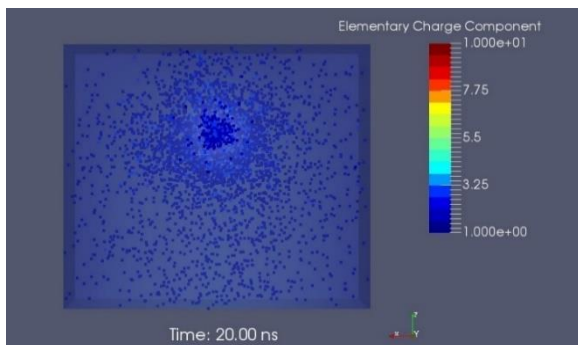
г



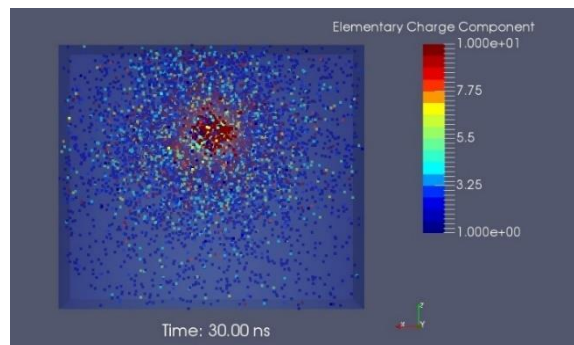
д



е



ж



з

Рисунок 2.6. Развитие мультифакторного пробоя в волноводном канале КВП 61x10 мм – TNC (р): исходная конфигурация (а, б), распределение электронов с течением времени (в-з)

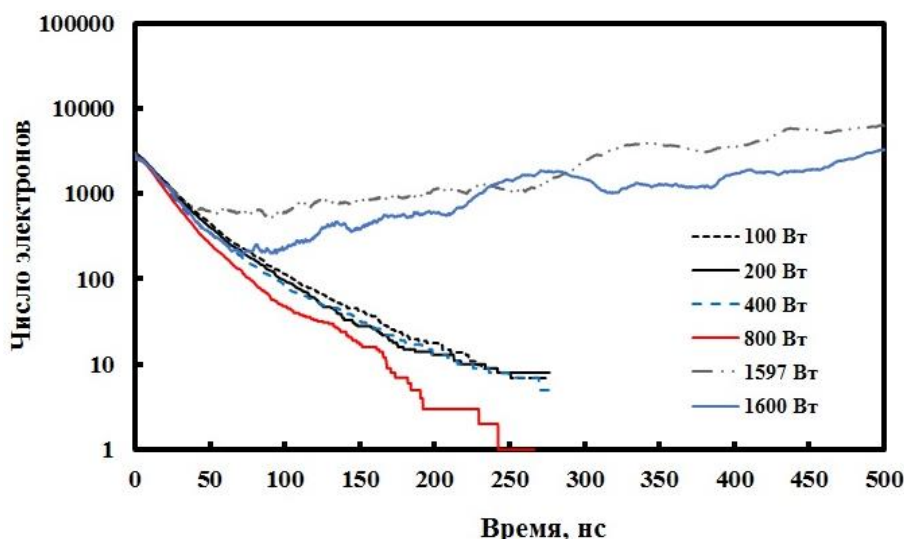


Рисунок 2.7. Зависимость количества электронов в волноводном канале КВП 61x10 мм – TNC (p) от времени для нескольких значений мощности

Оценим правильность полученных результатов, сравнив их с пороговой мощностью пробоя, рассчитанной с использованием известных из литературы аналитических соотношений [118]. Для зазоров, образованных покрытыми серебром поверхностями, величина порогового напряжения мультипакторного пробоя U_M может быть приближённо найдена по формуле:

$$U_M = 63 \cdot f \cdot d, \quad (2.6)$$

где f – частота сигнала, d – величина зазора.

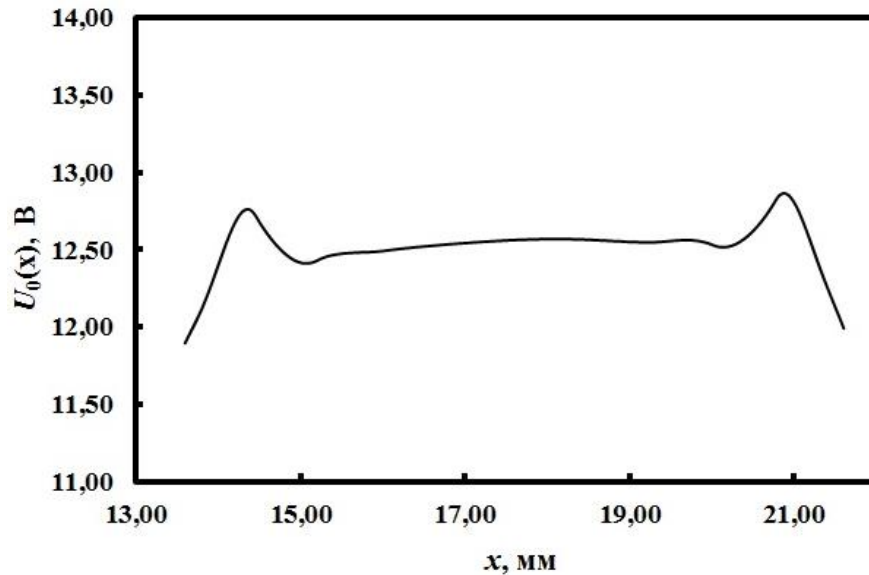
Максимальная пиковая напряженность электрического поля наблюдается, как было отмечено ранее, в зазоре между цилиндрическим элементом связи и нижней широкой стенкой волновода (рисунок 2.5). Поэтому получим распределение электрического напряжения $U_0(x)$ вдоль оси x именно для этой области КВП с шагом 0,05 мм по координате x . При этом полагаем входную мощность равной $P_0 = 0,5$ Вт. Величина зазора d составляет 2,4 мм. Вычисление напряжения произведем по формуле

$$U_0(x) = \int_0^d E_0(x, z) dz, \quad (2.7)$$

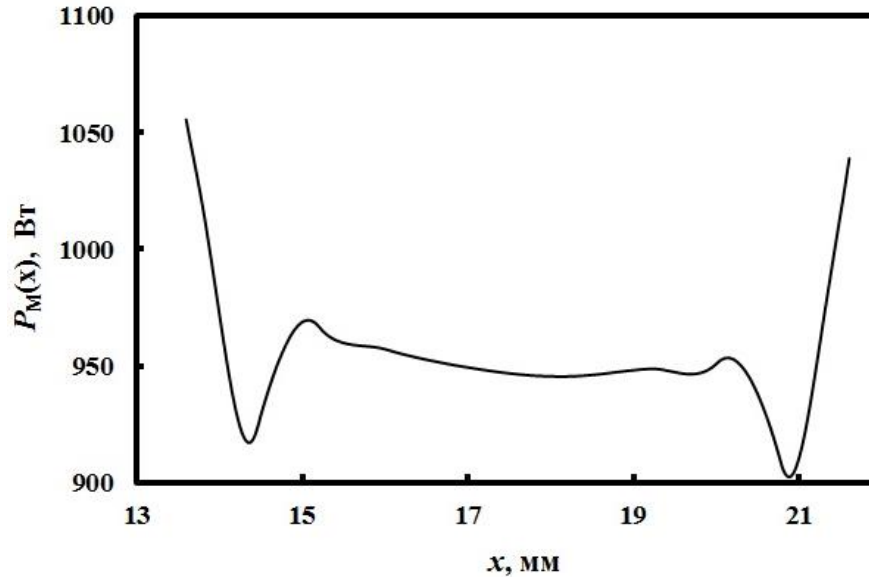
Для определения пороговой мощности разряда P_M используем соотношение, связывающее между собой величины U_M , U_0 и P_0 :

$$P_M = P_0 \left(\frac{U_M}{U_0} \right)^2 \quad (2.8)$$

Зависимость мощности P_M от координаты x , полученная с помощью (2.8), приведена на рисунке 2.8. Минимальное значение P_M составляет около 900 Вт.



а



б

Рисунок 2.8. Зависимость напряженности электрического поля в продольном сечении КВП (а) и мощности возникновения разряда (б) от координаты x

Относительно незначительные различия в значениях пороговой мощности мультипакторного пробоя, полученные с помощью различных методов, обуслов-

лены, в первую очередь, несовершенством математической модели (2.6-2.8), в которой не учитываются особенности геометрии КВП. Тем не менее полученные результаты согласуются между собой с достаточной точностью и демонстрируют возможность использования КВП при входной мощности не менее 180 Вт в непрерывном режиме.

Расчет коронного разряда при пониженном атмосферном давлении производился с использованием адаптированного трехмерного метода конечных элементов. Он использовался для дискретизации и решения уравнения плотности свободных электронов в ионизированном газе [133, 134]:

$$\nabla^2(Dn(\mathbf{r},t)) + (v_i - v_a)n(\mathbf{r},t) + P = \frac{\partial n(\mathbf{r},t)}{\partial t}, \quad (2.9)$$

где v_i , v_a – частоты ионизации и присоединения электронов, D_a – коэффициент диффузии, P – скорость образования свободных электронов.

В процессе дискретизации уравнения (2.9) используются следующие начальные и граничные условия: $n(\mathbf{r}, t = 0) = n_0$ по всему объему исследуемой структуры; $n(\mathbf{r}, t) = 0$ на поверхностях исследуемого объёма устройства.

Пространственно-временное распределение электронной плотности можно представить как линейную комбинацию зависящих от времени векторов $\{n(t)\}_i$ и базисных функций $\{T(r)\}_i$:

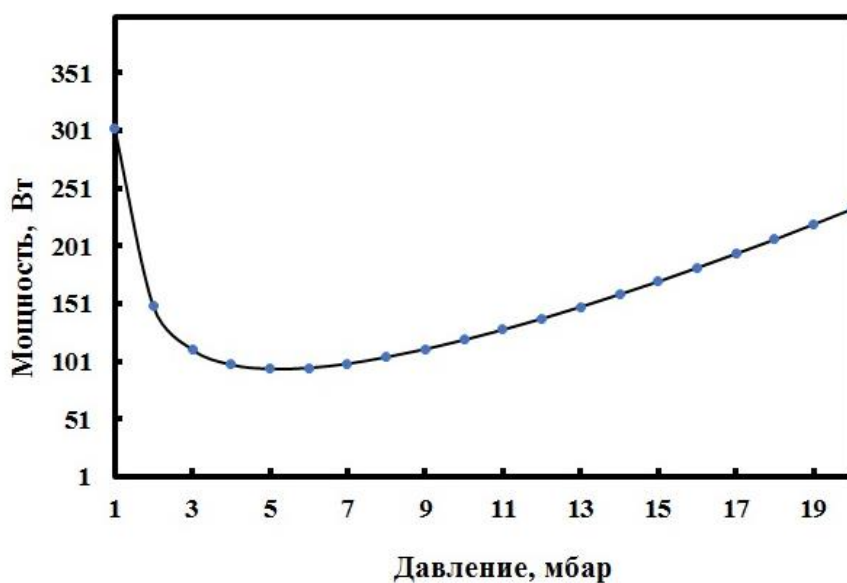
$$n(\mathbf{r},t) = \sum_i \{n(t)\}_i \{T(r)\}_i, \quad (2.10)$$

где $i = 1, \dots, n$.

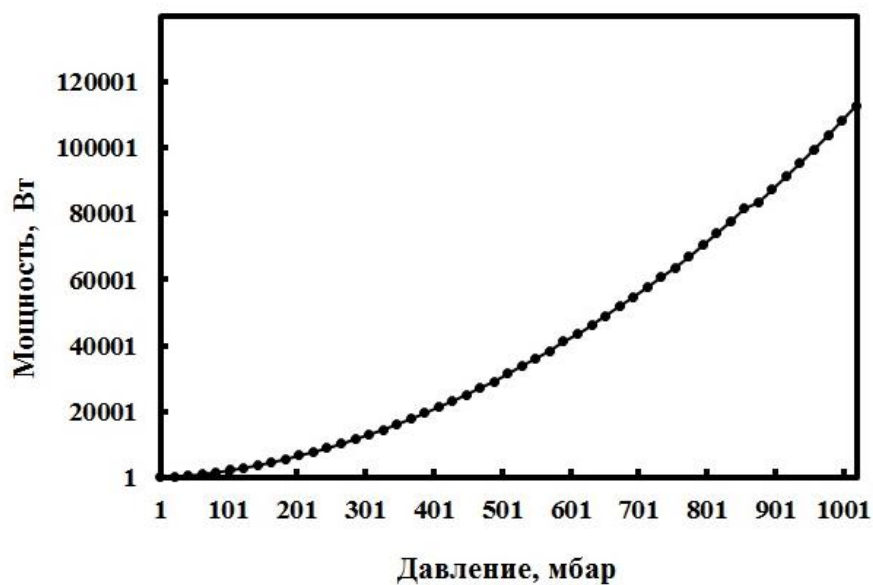
Условием наступления коронного разряда будет являться экспоненциальный рост численности электронов $n_e \sim \exp(\gamma t)$, т.е. $\gamma > 0$ для непрерывного входного сигнала и $\gamma > 20/\Delta t$ для импульсного входного сигнала с длительностью импульса Δt . Процесс поиска порогового уровня мощности наступления коронного разряда (при заданном давлении заполняющего газа) идет аналогично поиску порогового уровня мультипакторного разряда: значения подаваемой мощности варьируются по принципу бинарного поиска, пока она не будет определена с заданной погрешностью.

Результат численного анализа коронного разряда в КВП приведен на рисунке 2.9. Расчет проводился при давлении заполняющего воздуха в пределах 1...20 мбар и 1...1010 мбар. Как видно, около давления 6 мбар (4,5 мм рт. ст.) наблюдается наименьшая мощность, при которой возникает коронный разряд, $P_b = 207$ Вт.

Как и в случае мультипакторного разряда, условия развития газового разряда зависят от изменения физических параметров материалов в процессе нагрева КВП. Это приводит к необходимости теплового анализа режимов его работы.



а



б

Рисунок 2.9. Зависимость пороговой мощности коронного разряда от давления газа: в диапазоне давлений 1-20 мбар (а), 1-1001 мбар (б)

2.2.2 Тепловой анализ

Поскольку в конструкции КВП используются как металлы, так и диэлектрические материалы (фторопласт Ф-4), то потери СВЧ-энергии будут определяться рассеянием не только на проводящих металлических поверхностях, но и диэлектрическими потерями во втулке коаксиального соединителя. Вызванный этим нагрев диэлектрика может привести к его электрическому пробое, что требует исследования тепловых режимов работы КВП.

Как известно [1], среднее значение рассеянной мощности из-за потерь СВЧ-энергии в проводящих металлических поверхностях зависит от пикового значения тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля:

$$P_w = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} \int |H_{\tan}|^2 \partial S, \quad (2.11)$$

где σ – удельная электрическая проводимость,

μ – магнитная проницаемость металла.

Зная величину потерь L_{ex} (дБ), можно найти значение мощности потерь сигнала P_n при заданной входной мощности P_{ex} :

$$P_n = P_{ex} \cdot \left(1 - e^{-L_{ex}/4,34}\right). \quad (2.12)$$

Для оценки выделяемой тепловой мощности КВП были проведены расчеты потерь СВЧ-сигнала при входной непрерывной мощности СВЧ-сигнала 180 Вт. Было учтено, что проводящие поверхности корпуса КВП и элемента связи покрыты серебром ($\sigma = 6,3 \cdot 10^7$ См/м). Также было учтено, что вследствие конечной шероховатости поверхностей эффективная удельная электрическая проводимость составляет 70-80% от идеальной. Расчет выделяемой тепловой мощности для КВП был проведен на трех частотах соответствующих полос пропускания: f_0 – центральная частота, f_1, f_2 – крайние частоты рабочего диапазона. Результаты приведенных расчетов приведены в таблице 2.4, где $L_{ex0}, L_{ex1}, L_{ex2}$ – значения потерь (дБ) на частотах f_0, f_1 и $f_2, P_{n0}, P_{n1}, P_{n2}$ – значения выделяемой тепловой мощности (Вт) на частотах f_0, f_1 и f_2 .

Далее был проведен расчет распределения температур по конструкции перехода КВП. Для этого был использован один из пакетов мультифизического трехмерного моделирования.

Таблица 2.4 – Потери и выделяемая тепловая мощность КВП

Частота, МГц	$L_{вх}$, дБ	P_n , Вт
3415	0,021152216	0,845
3665	0,010692476	0,443
3915	0,020202868	0,836

Потери СВЧ-сигнала, полученные при электродинамическом моделировании коаксиально-волноводного перехода, были использованы в качестве источников нагрева при тепловом расчете. Были заданы следующие материалы, имеющие заданную теплопроводность (λ) и удельную теплоемкость (c):

- для корпуса КВП – алюминиевый сплав АМг6 ($\lambda = 237,0$ Вт/(К·м), $c = 900$ Дж/(К·кг)).

- для цилиндрического элемента согласования и корпуса коаксиального соединителя – латунь ЛС59-1 ($\lambda = 104,7$ Вт/(К·м), $c = 376,8$ Дж/(К·кг));

- для центрального проводника коаксиального соединителя – бронза БрБ2 ($\lambda = 83,2$ Вт/(К·м), $c = 419$ Дж/(К·кг));

- для фторопластовой втулки коаксиального соединителя – фторопласт Ф-4 ($\lambda = 0,25$ Вт/(К·м), $c = 1,04$ Дж/(К·кг));

- для соединительных винтов – сталь ($\lambda = 65,2$ Вт/(К·м), $c = 450$ Дж/(К·кг));

Расчет нагрева производился для установившегося теплового режима. При этом была задана температура окружающей среды 20°C. Граничные условия на фланце – изотермические ($T = \text{const}$). Перенос тепла излучением и конвекцией отсутствовал.

Данные расчета показывают (рисунок 2.10), что наибольшему нагреву подвергается цилиндрический элемент связи. В некоторых точках конструкции зонда наблюдается повышение температуры относительно окружающей среды не более чем на 17,72 °С. Стоит отметить, что в реальных условиях присутствует отвод

тепла не только от волноводного фланца, но и от коаксиального соединителя, благодаря подключенному к нему СВЧ-тракту. Это приводит к снижению температуры элемента согласования и центрального проводника коаксиального соединителя.

Распределение плотности теплового потока через поверхность волноводного фланца показано на рисунке 2.10, б.

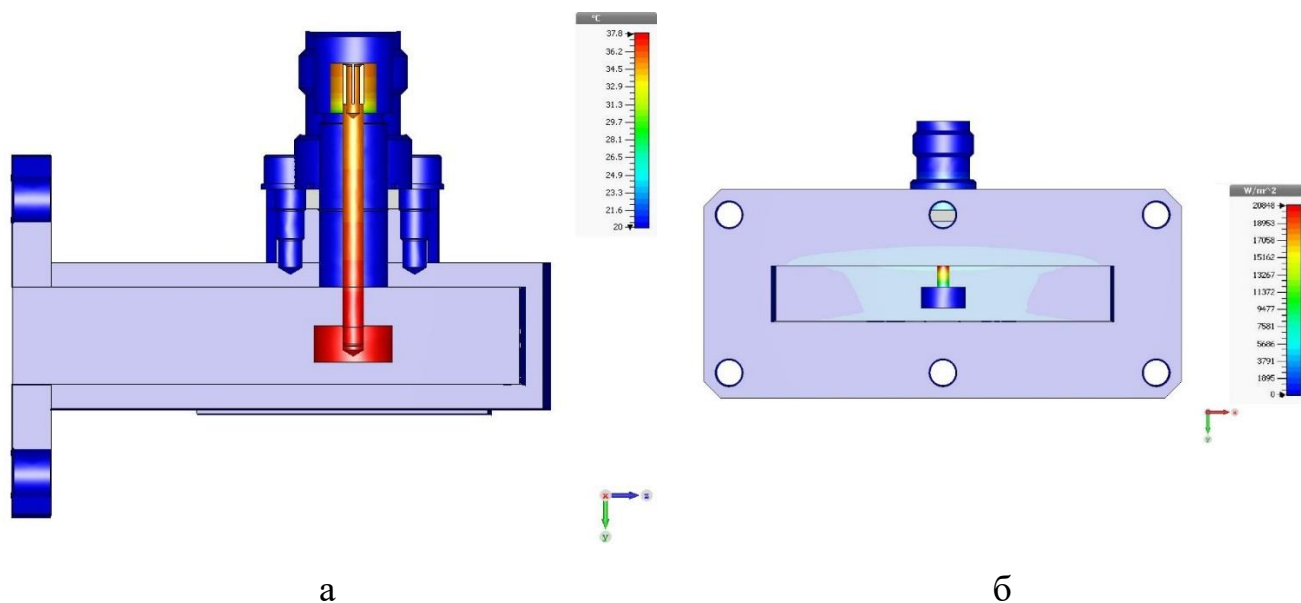


Рисунок 2.10. Распределение температур на поверхности КВП (а) и плотность теплового потока через его фланец (б)

2.3 Угловые переходы с индуктивным типом электромагнитной связи

Общим недостатком рассмотренных в [28-35] структур КВП можно считать сложность их конструкции и, как следствие, сложность их синтеза по сравнению с переходами ёмкостного типа. Следует отметить, что в настоящее время разработка КВП осуществляется с использованием специализированного программного обеспечения (CST Microwave Studio, Ansoft HFSS и др.), которое позволяет найти оптимальные геометрические размеры элементов переходов с помощью разнообразных методов оптимизации. Однако такой подход приводит к высоким временным и вычислительным затратам. Поэтому разработка методик нахождения начальных приближений на основе эквивалентных схем, позволяющих значительно упростить процесс синтеза КВП, является актуальной задачей радиофизики.

Обычно аналитическая часть синтеза КВП заключается в нахождении геометрических размеров трансформаторов сопротивления с чебышевской амплитудно-частотной характеристикой без учета других элементов конструкции. Однако в случае уголкового типа структуры со ступенчатым трансформатором сопротивлений эквивалентные модели исследованы недостаточно подробно.

Рассмотрим структуру предлагаемого коаксиально-волноводного перехода и его эквивалентную схему. КВП (рисунок 2.11) состоит из коаксиального соединителя 1, отрезка прямоугольного волновода 2 и элемента согласования в виде n -ступенчатого трансформатора сопротивлений на основе реберного волновода 3 с одним выступом. Коаксиальный соединитель 1 содержит внешний 4 и внутренний 5 проводники, изолированные друг от друга диэлектриком. В данном случае линия имеет воздушное заполнение. Проводник 5 введен в волновод через центр его широкой стенки a на расстоянии x от плоскости короткого замыкания 6 и гальванически связан с первым ребром согласующего трансформатора 3. С целью повышения технологичности практической реализации перехода с помощью фрезерования в его конструкции предусмотрены радиусы скругления R .

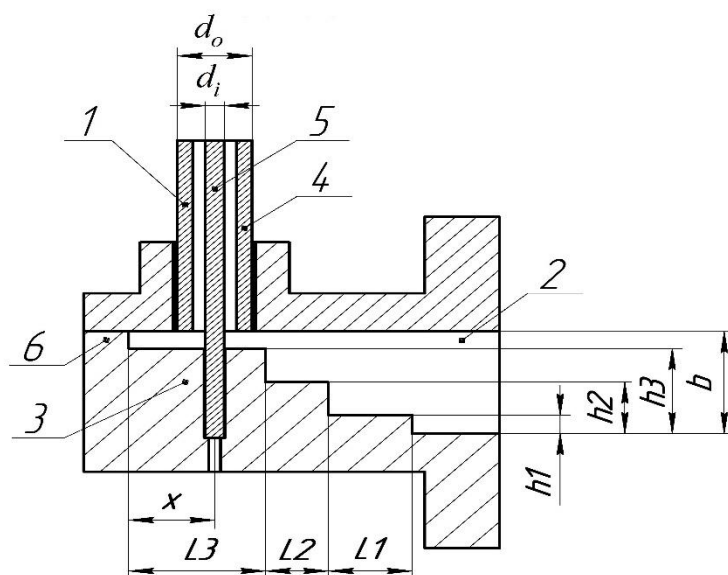


Рисунок 2.11. Эскизное изображение трехступенчатого КВП в продольном сечении: 1 и 2 – коаксиальная и волноводная ЛП, 3 – ступенчатый трансформатор, 5 – центральный проводник, 6 – стенка короткого замыкания.

Рассмотрим эквивалентную схему перехода для общего случая (рисунок 2.12). Она состоит из n отрезков однородных линий передачи с длинами L_1, L_2, \dots, L_n и волновыми сопротивлениями Z_1, Z_2, \dots, Z_n , которые образуют ступенчатый трансформатор сопротивлений; из подводящих линий, имитирующих прямоугольный волновод (Port1) и коаксиальную линию (Port2); и параллельно подключенного короткозамкнутого шлейфа, эквивалентного согласующей полости.

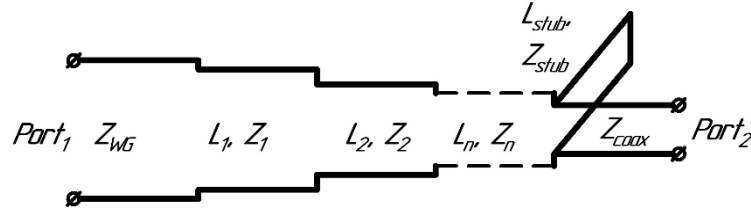


Рисунок 2.12. Эквивалентная схема коаксиально-волноводного перехода.

Поскольку использование матриц рассеяния для исследования каскадного соединения четырехполюсников неудобно, воспользуемся описанием с помощью классических матриц передачи. Ненормированную матрицу передачи описанной структуры можно представить в виде произведения матриц передачи её компонентов [135]:

$$[A] = [A_{WG}] \times [A_1] \times [A_2] \times \dots \times [A_n] \times [A_{stub}] \times [A_{coax}],$$

где

$$[A_{WG}] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{WG}(f)L_{WG} & Z_{WG}(f) \sinh \gamma_{WG}(f)L_i \\ (1/Z_{WG}(f)) \sinh \gamma_{WG}(f)L_{WG} & \cosh \gamma_{WG}(f)L_{WG} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

$$[A_i] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_i(f)L_i & Z_i(f) \sinh \gamma_i(f)L_i \\ (1/Z_i(f)) \sinh \gamma_i(f)L_i & \cosh \gamma_i(f)L_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, \dots, n,$$

$$[A_{stub}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (1/Z_{stub}(f)) \coth \gamma_{stub}(f)L_{stub} & 1 \end{bmatrix},$$

$$[A_{coax}] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{coax}(f)L_{coax} & Z_{coax}(f) \sinh \gamma_{coax}(f)L_{coax} \\ (1/Z_{coax}(f)) \sinh \gamma_{coax}(f)L_{coax} & \cosh \gamma_{coax}(f)L_{coax} \end{bmatrix},$$

где $\gamma_i(f) = \frac{2\pi}{\lambda_g(f)}$, $i = 1, \dots, n$, λ_g – длина волны в линии передачи, $f \in [f_1, f_2]$, f_1 и f_2 –

нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона соответственно.

Для упрощения аналитической модели в ней не учтены неоднородности, локализованные в местах сочленения ЛП с различными параметрами. Из (2.13) можно получить выражение для величины обратных потерь:

$$|S_{11}(f, \bar{M})| = \sqrt{1 - |S_{12}(f, \bar{M})|^2}, \quad (2.14)$$

$$\text{где } S_{12}(f, \bar{M}) = \frac{2\sqrt{Z_{WG}(f)Z_{coax}}}{AZ_{coax}(f) + B + C(Z_{WG}(f)Z_{coax}(f)) + D},$$

$\bar{M} = (L_1, \dots, L_n, L_{stub}, Z_1, \dots, Z_n, Z_{stub})$ – вектор варьируемых параметров. Поскольку основной волной коаксиальной линии является бездисперсионная волна ТЕМ-типа, то частотной зависимостью волнового сопротивления $Z_{coax}(f)$ можно пренебречь.

Рассмотрим решение задачи синтеза в случае согласования прямоугольного волновода сечением $a \times b = 16 \times 8$ мм с коаксиальной линией 2,92/1,27 мм. Характеристическое сопротивление волновода Z_{WG} рассчитано с помощью известных выражений [1] для центральной частоты рабочего диапазона f_0 и составляет 488,3 Ом, волновое сопротивление коаксиальной линии $Z_{coax} = 50$ Ом. Количество ступеней n принято равным 3. Для поиска оптимальных параметров эквивалентной модели использован симплексный метод оптимизации (метод Нелдера-Мида). Задача оптимизации сформулирована в виде чебышевской аппроксимации амплитудно-частотной характеристики. Цель оптимизации – минимизация величины обратных потерь $|S_{11}|$ в рабочем диапазоне частот волновода $[f_1, f_2]$. Результаты синтеза при $L=147$ пГн приведены в таблице 2.5, где приняты обозначения: Z_1, Z_2, Z_3 – волновые сопротивления отрезков ЛП, $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ – электрическая длина отрезков ЛП, $\gamma L = \theta_n(f/f_0)(\pi/180)$, L – индуктивность центрального проводника коаксиальной ЛП, Z_{stub} и L_{stub} – волновое сопротивление и геометрическая длина короткозамкнутого шлейфа, Z_{WG} и Z_{coax} – волновое сопротивление волноводной и коаксиальной ЛП. Величина зазора между ребром первого отрезка трансформатора сопротивления и широкой стенкой волновода влияет на длину введенного в волновод проводника коаксиальной линии и, следовательно, на его индуктивность. Ин-

дуктивность центрального проводника оказывает влияние на оптимальные значения не только волнового сопротивления, но и на длины ступеней.

Оптимальные длины ступеней трансформатора сопротивлений меньше $\lambda_g/4$, благодаря чему габаритные размеры КВП меньше, чем у известных аналогов [42, 43].

Таблица 2.5. Параметры эквивалентной схемы коаксиально-волноводного перехода

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Z_1 , Ом	360,3	L_1 , град	86,5
Z_2 , Ом	158,7	L_2 , град	69,9
Z_3 , Ом	78,7	L_3 , град	55,9
Z_{stub} , Ом	78,7	L_{stub} , град	98,1
Z_{WG} , Ом	488,3	L , пГн	147,0
Z_{coax} , Ом	50,0	$ S_{11} $, дБ	40,0

Результаты синтеза, полученные с помощью описанной эквивалентной схемы, не могут являться точным описанием реальных КВП. Это связано с тем, что эквивалентная модель не учитывает дисперсию волновода, высшие типы волн, возникающие на неоднородностях, а также неоднородности ёмкостного и индуктивного характера. В этой связи необходимо применение методов вычислительной электродинамики, реализованных в пакетах электродинамического моделирования и позволяющих получить результаты, максимально приближенные к реальным характеристикам.

Для получения геометрических размеров КВП из оптимальных параметров его эквивалентной схемы использованы аналитические выражения, приведенные в [1]. С их помощью рассчитаны длины волн λ_g в ЛП на центральной частоте диапазона f_0 , на основании чего определены геометрические длины ступеней трансформатора. Наиболее точные данные расчета характеристического импеданса реберного волновода даёт методика, основанная на соотношении передаваемой мощности P и величины протекающего при этом тока I :

$$Z_{PI} = \frac{2P}{I^2} = \frac{Z_{VI}^2}{Z_{PV}}, \quad (2.15)$$

где Z_{VI} и Z_{PV} - характеристические сопротивления, определяемые соответственно отношением напряжения к току и мощности к напряжению. Поэтому определение геометрических размеров h и w структуры производилось на её основе. Стоит отметить, что достаточную точность для последующего синтеза имеют и сопротивления Z_{VI} и Z_{PV} .

Очевидно, что от числа ступеней n элемента согласования 7 (рисунок 2.11) зависит ширина рабочего диапазона частот перехода. Определим оптимальное число ступеней для обеспечения согласования с уровнем коэффициента отражения не более -30 дБ во всем рабочем диапазоне волновода. Для этого рассмотрим переход с коаксиальной линии $d_0/d_i=2,92/1,27$ мм на прямоугольный волновод с сечением канала 16x8 мм. Используя полученные с помощью эквивалентной схемы начальные значения варьируемых параметров и доступный пакет проектирования СВЧ-устройств, с помощью параметрической оптимизации методом доверительных областей были получены приведенные на рисунке 2.13 электрические характеристики КВП для $n=1, 2, 3$. Достижение требуемых значений электрических характеристик осуществлялось за счет нахождения оптимальных значений геометрических размеров элементов согласования $L_1, \dots, L_n, h_1, \dots, h_n$ и расстояния между осью коаксиального соединителя и плоскостью короткого замыкания l_0 .

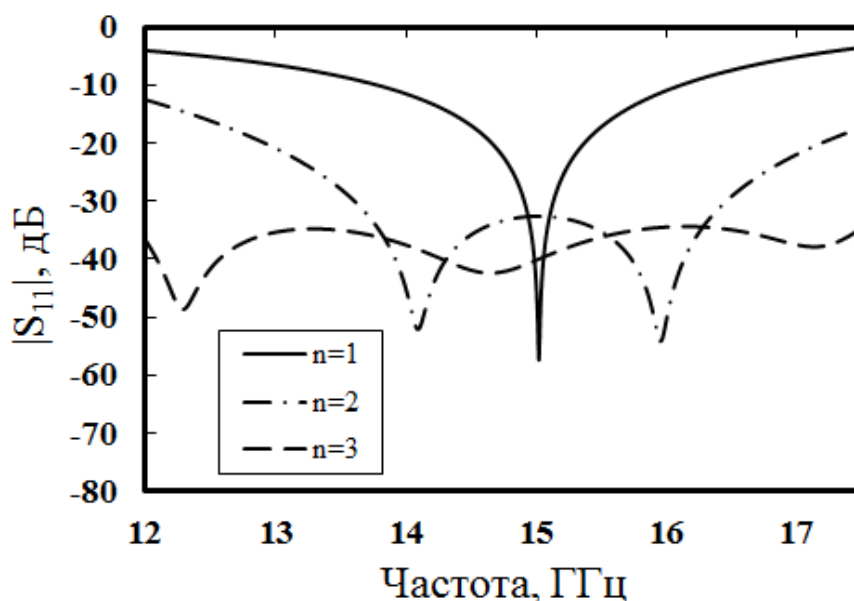
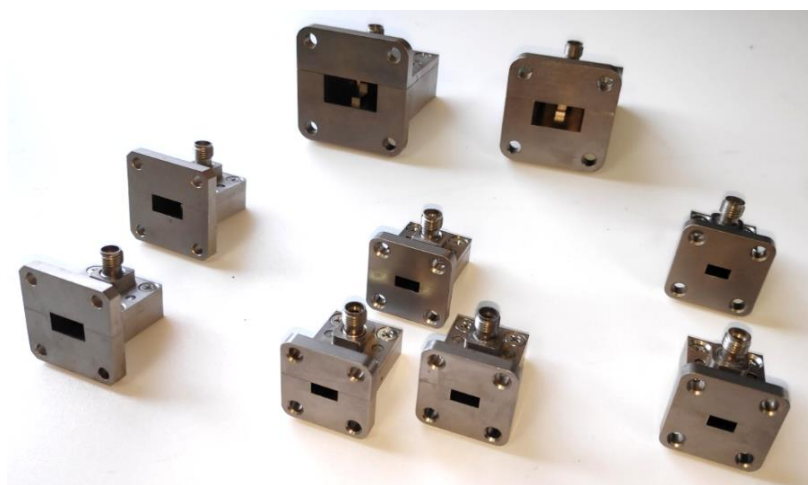


Рисунок 2.13. Обратные потери коаксиально-волноводных переходов при $n=1, 2, 3$.

Из полученных результатов следует, что при $n=3$ рабочий диапазон частот соответствует диапазону волновода. В связи с этим дальнейшее увеличение количества ступеней n нецелесообразно. При меньшем числе ступеней требуемое согласование обеспечивается в более узком диапазоне, и такие КВП можно рекомендовать для применения в узкополосных устройствах, где важны малые габаритные размеры.

Отметим, что при $n=3$ величина обратных потерь электродинамической модели трехступенчатого перехода составляет 34,5 дБ, что лишь на 5,5 дБ хуже аналогичных параметров его эквивалентной модели. Это различие можно объяснить влиянием неоднородностей и индуктивности центрального проводника коаксиальной линии.

По приведенной методике были разработаны трехступенчатые КВП с коаксиального канала 2,92/1,27 мм на прямоугольные волноводы стандартных сечений: 35×15 мм, 19×9,5 мм, 16×8 мм, 11×5,5 мм, 7,2×3,4 мм, 6,2×3,1 мм (рисунок 2.14). С целью подтверждения полученных результатов моделирования коаксиально-волноводных переходов были изготовлены экспериментальные образцы. Чтобы получить типичное значение характеристик, каждый тип КВП был изготовлен в количестве не менее 2 штук. Рассмотрим подробнее конструктивные особенности изготовленных опытных образцов, метод измерения их частотных характеристик и проанализируем полученные результаты.



а



б

Рисунок 2.14. Некоторые типы разработанных коаксиально-волноводных переходов (а), нижняя часть корпуса КВП для канала 7.2×3.4 мм (б)

Изготовленные КВП состоят из четырех деталей: двух частей корпуса, внешнего и внутреннего проводников коаксиального соединителя. В нижней части корпуса сформирована полость волноводного канала и ступенчатый трансформатор сопротивлений. Верхняя часть корпуса представляет собой крышку, имеющую отверстие с резьбовым соединением под втулку внешнего проводника коаксиального соединителя. Внутренний проводник является цангой из термически упрочненной бериллиевой бронзы БрБ2, одним своим концом впаиваемой в корпус КВП. Корпус КВП изготовлен из латуни ЛС59-1. Все детали покрыты химическим никелем (Хим.Н9). Фиксация и надежный гальванический контакт крышки корпуса и втулки соединителя обеспечиваются пайкой оловянно-свинцовым припоем ПОС 61 ГОСТ 21930.

Измерения параметров КВП проведены в однопортовом режиме без использования согласованных волноводных нагрузок. Поскольку четырехполюсник, соответствующий КВП, является обратимым ($S_{12} = S_{21}$), то для нахождения его полной матрицы рассеяния достаточно найти 3 неизвестных величины: S_{11} , S_{22} и $S_{12}S_{21} = (S_{12})^2$. Обозначим Γ_i – истинный коэффициент отражения i -й нагрузки, M_i – соответствующий измеряемый коэффициент отражения на входе четырехполюсника. Тогда получим систему трех нелинейных алгебраических уравнений с тремя неизвестными (S_{11} , S_{22} и $S_{12}S_{21}$):

$$\begin{cases} M_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1}{1 - S_{22}\Gamma_1}, \\ M_2 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2}, \\ M_3 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_3}{1 - S_{22}\Gamma_3}. \end{cases} \quad (2.16)$$

Приведя (2.16) к системе линейных уравнений и решив её методом Гаусса, получим выражения коэффициентов отражения и передачи четырехполюсника:

$$S_{11} = \frac{\Gamma_1\Gamma_2M_3(M_1 - M_2) + \Gamma_2\Gamma_3M_1(M_2 - M_3) + \Gamma_3\Gamma_1M_2(M_3 - M_1)}{\Gamma_1\Gamma_2(M_1 - M_2) + \Gamma_2\Gamma_3(M_2 - M_3) + \Gamma_3\Gamma_1(M_3 - M_1)},$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_1(M_3 - M_2) + \Gamma_2(M_1 - M_3) + \Gamma_3(M_2 - M_1)}{\Gamma_1\Gamma_2(M_1 - M_2) + \Gamma_2\Gamma_3(M_2 - M_3) + \Gamma_3\Gamma_1(M_3 - M_1)}, \quad (2.17)$$

$$a = \frac{\Gamma_1 M_1(M_3 - M_2) + \Gamma_2 M_2(M_1 - M_3) + \Gamma_3 M_3(M_2 - M_1)}{\Gamma_1\Gamma_2(M_1 - M_2) + \Gamma_2\Gamma_3(M_2 - M_3) + \Gamma_3\Gamma_1(M_3 - M_1)},$$

откуда легко получить выражение для определения коэффициентов передачи:

$$S_{12}S_{21} = a - S_{11}S_{22}. \quad (2.18)$$

Для измерений параметров КВП использовались нагрузки короткого замыкания трех типов: $|\Gamma_1| = 1$, $\arg \Gamma_1 = \varphi_1$; $|\Gamma_2| = 1$, $\arg \Gamma_2 = \varphi_2$; $|\Gamma_3| = 1$, $\arg \Gamma_3 = \varphi_3$. Измерения коэффициентов отражения M_i со стороны коаксиального входа при подключении к волноводному выходу КВП трех разных волноводных нагрузок (нагрузка КЗ и две нагрузки КЗ с мерами фазового сдвига 90° и 45° , рисунок 2.15). На основе полученных измерений получены элементы матрицы рассеяния КВП, при условии, что $S_{12} = S_{21}$, а значения $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = |\Gamma_3| = 1$ не зависят от частоты.



Рисунок 2.15. Коаксиально-волноводные переходы для канала $19,0 \times 9,5$ мм (нижний ряд) и используемый для их измерения набор мер фазового сдвига и короткого замыкания (верхний ряд)

На рисунке 2.16 приведены полученные частотные характеристики КВП для волноводного канала 16×8 мм в сравнении с характеристиками его электродинамической модели. Геометрические размеры КВП (мм): $L_1=9,16$, $L_2=4,20$, $L_3=5,60$, $h_1=6,67$, $h_2=4,03$, $h_3=1,45$, $w=3,10$, $R=1,50$, $x=5,76$. Максимальное значение величины обратных потерь экспериментального образца на 5 дБ выше, чем у электродинамической модели, но при этом не превышают -28,5 дБ ($K_{СВН} < 1,08$) во всём ра-

бочем диапазоне частот волновода (12,0...17,5 ГГц). Вносимые потери не превышают 0,2 дБ. Имеющиеся отличия экспериментальных характеристик от расчетных объясняются влиянием технологических допусков при изготовлении.

Экспериментальное исследование КВП производилось с помощью векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA40. Измеренные параметры КВП для волноводных каналов различных сечений, в совокупности перекрывающих полосу частот 5,5...40,0 ГГц, представлены в таблице 2.5.

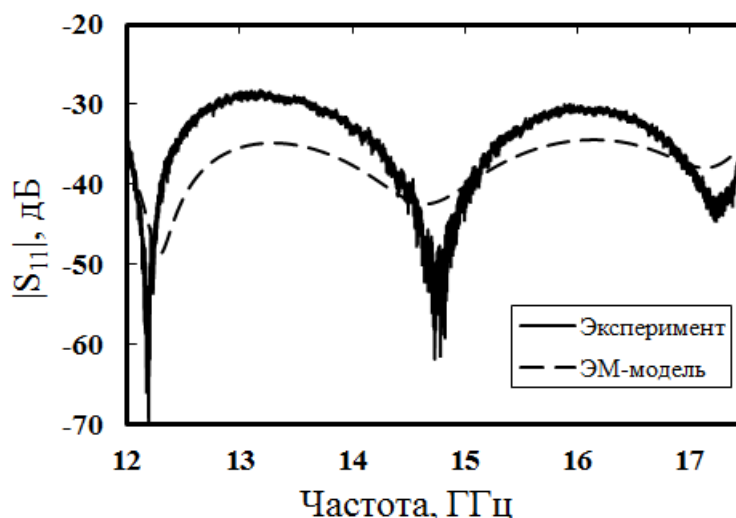


Рисунок 2.16. Частотная зависимость обратных потерь КВП в канале 16×8 мм: электродинамическая модель (пунктирная линия), экспериментальный образец (сплошная линия)

В случае перехода для волновода сечением 6,2×3,1 мм верхняя частотная граница выбрана в соответствии с рабочей полосой коаксиального соединителя 2.92 мм. При использовании соединителей 2,4 мм, 1,85 мм, 1 мм возможна реализация более высокочастотных КВП.

Таблица 2.5. Типичные экспериментальные частотные характеристики коаксиально-волноводных переходов

$a \times b$, мм	Диапазон частот, ГГц	Вносимые потери, дБ	Обратные потери, дБ
6,2×3,1	30,91...40,00	0,30	22,00
7,2×3,4	25,97...37,50	0,30	23,00
11,0×5,5	17,00...26,00	0,25	23,30
16,0×8,0	12,00...17,50	0,20	28,50
19,0×9,5	9,90...14,80	0,25	29,75
35,0×15,0	5,50...8,50	0,20	23,00

В отечественной и зарубежной практике построения антенно-фидерных систем для БРК в С-диапазоне частот широко используют прямоугольные волноводы уменьшенной высоты. Поэтому, как и в случае с зондовой структурой, рассмотрим возможность реализации уголкового КВП индуктивного типа с внутренним сечением 61x10 мм, получившего наибольшее распространение. Зададим рабочий диапазон частот 3,3...4,1 ГГц. Из соображений предупреждения возникновения электрического пробоя в коаксиальной линии задан соединитель ТНС.

Предлагаемая структура КВП (рисунок 2.17) образована ступенчатым трансформатором на основе реберного (П-образного) волновода, первый из отрезков которого примыкает к плоскости короткого замыкания. Для минимизации длины перехода ограничимся двумя ступенями. Длину первого отрезка примем равной $\lambda_g/2$, длину второго – $\lambda_g/4$, где λ_g – длина волны в волноводе на центральной частоте диапазона. Центральный проводник коаксиального соединителя, введенный через широкую стенку волновода, гальванически связан с первой ступенью П-волновода в центральной части его выступа (на расстоянии $\lambda_g/4$ от стенки короткого замыкания). Поскольку формирование внутренней части КВП более технологично при помощи фрезерования, то в конструкции КВП предусмотрены радиусы скругления R , как и в структуре для волноводов стандартного сечения.

Для получения оптимальных частотных характеристик проведена параметрическая оптимизация электродинамической модели КВП с помощью метода Нелдера-Мида. Целью оптимизации служила минимизация уровня обратных потерь в заданном частотном диапазоне. Вектор варьируемых параметров включал в себя следующие геометрические параметры: длины первого и второго отрезков П-волновода l_1, l_2 , высоту первого и второго отрезков П-образного волновода h_1, h_2 , ширину выступов отрезков П-образного волновода w , расстояние от стенки короткого замыкания до точки подключения центрального проводника коаксиального соединителя к выступу П-образного волновода x . Полученные оптимальные геометрические размеры перехода приведены в таблице 2.6.

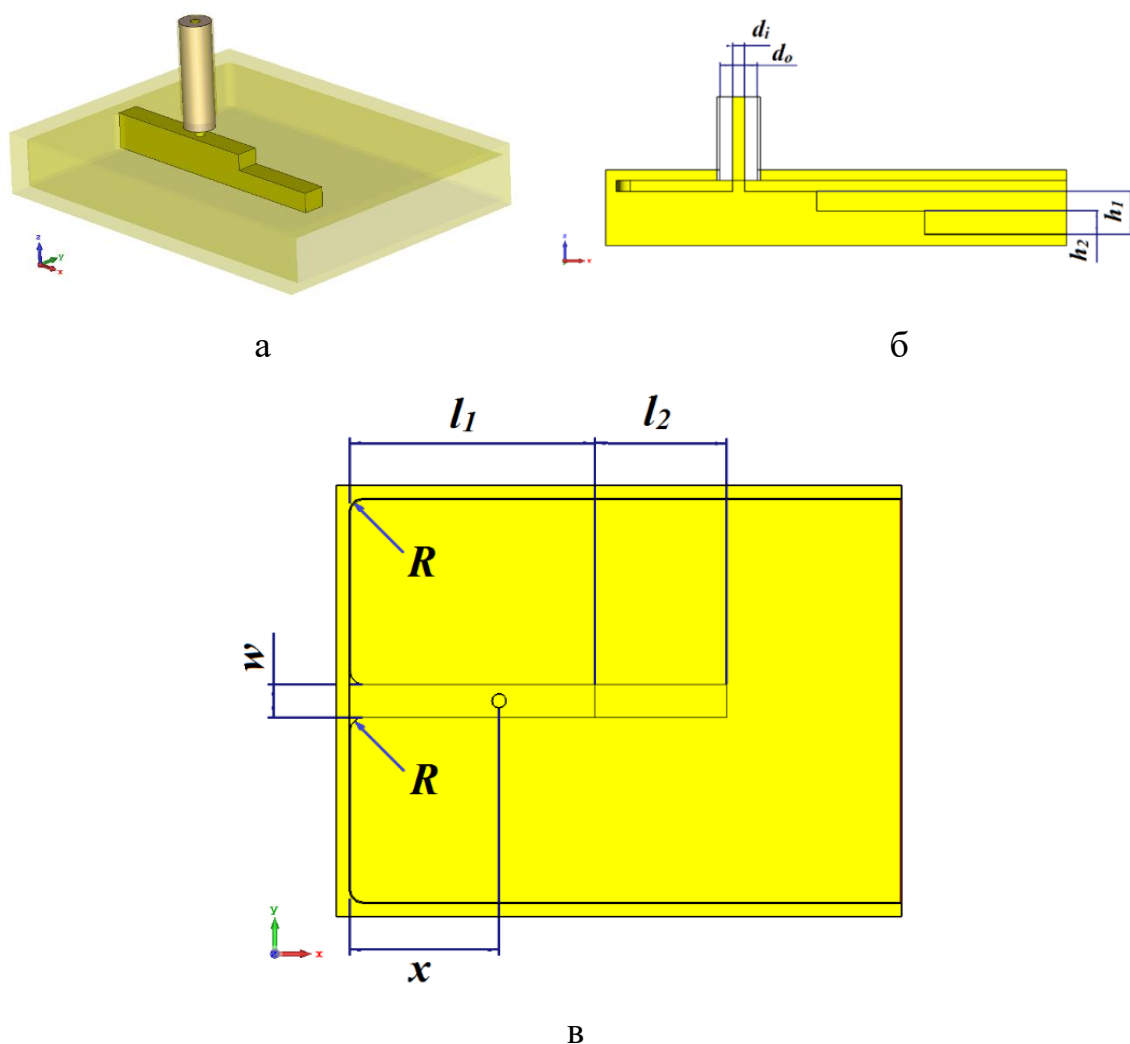
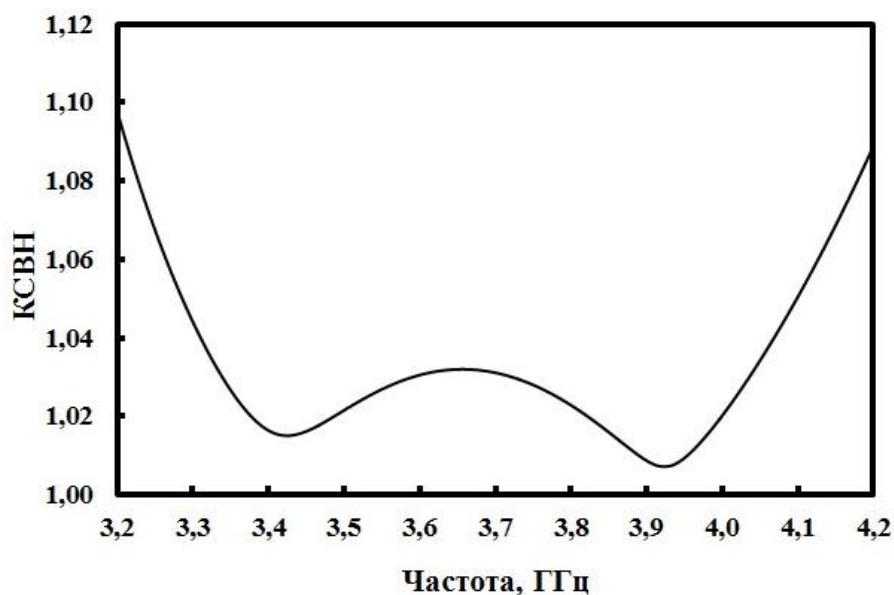


Рисунок 2.17. Электродинамическая модель КВП: изометрическая проекция (а), вид сбоку (б) и вид сверху (в)

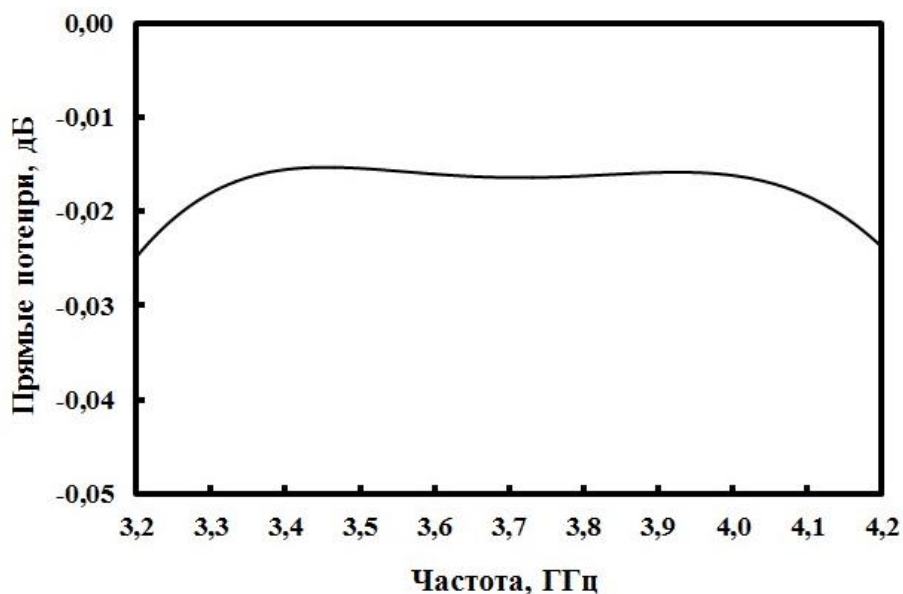
Таблица 2.6. Геометрические размеры элементов КВП

Параметр	d_o	d_i	h_1	h_2	l_1	l_2	w	x	R
Значение, мм	7,00	2,14	8,00	4,40	37,00	20,00	5,00	22,60	2,00

Теоретические частотные характеристики КВП представлены на рисунке 2.18. В частотном диапазоне 3,35...4,00 ГГц максимальное значение КСВН составляет 1,03, а в диапазоне 3,3...4,1 ГГц – 1,05. Обратные потери не превышают 0,03 дБ в диапазоне 3,2...4,2 ГГц. Полагаем наличие серебряного покрытия на корпусе КВП.



а



б

Рисунок 2.18. Частотные характеристики электродинамической модели КВП: КСВН (а), прямые потери (б).

2.3.1 Анализ электрической прочности

Проведем моделирование мультипакторного и коронного разрядов. Численно определим значение СВЧ-мощности в непрерывном режиме, при котором в КВП возникает мультипакторный пробой. Расчет произведем на центральной частоте диапазона $f_0=3,7$ ГГц согласно алгоритму (2.1-2.5). Полученное семейство кривых, описывающих временную зависимость количества электронов в КВП при значе-

ниях входной мощности от 200 Вт до 3200 Вт, представлено на рисунке 2.20. Устойчивая вторичная эмиссия электронов возникает при мощности более 1925 Вт. Принимая во внимание необходимый более чем трехкратный запас по значению уровня мощности, можно сделать вывод о возможности использования КВП предложенной топологии в трактах с уровнем непрерывной мощности до 600 Вт.

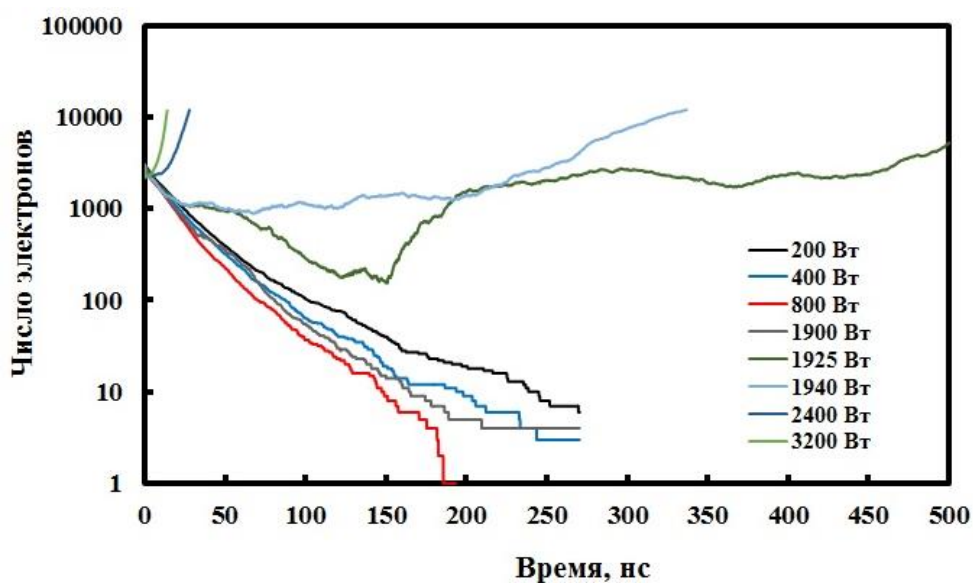
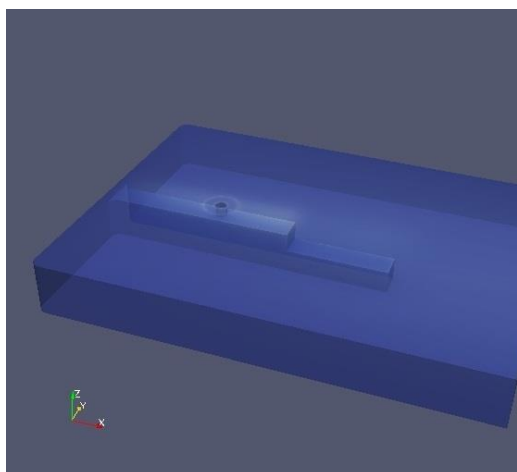
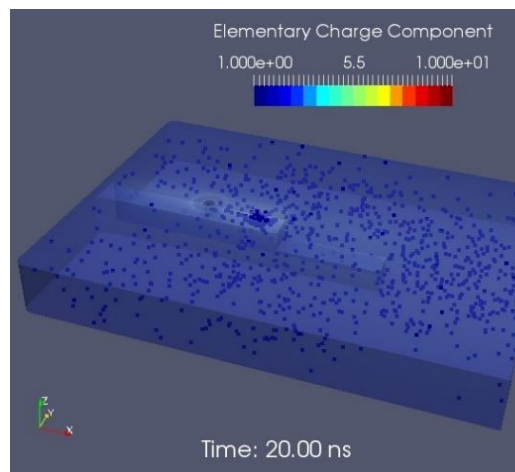


Рисунок 2.20. Зависимость количества электронов в волноводном канале от времени для нескольких значений входной мощности.

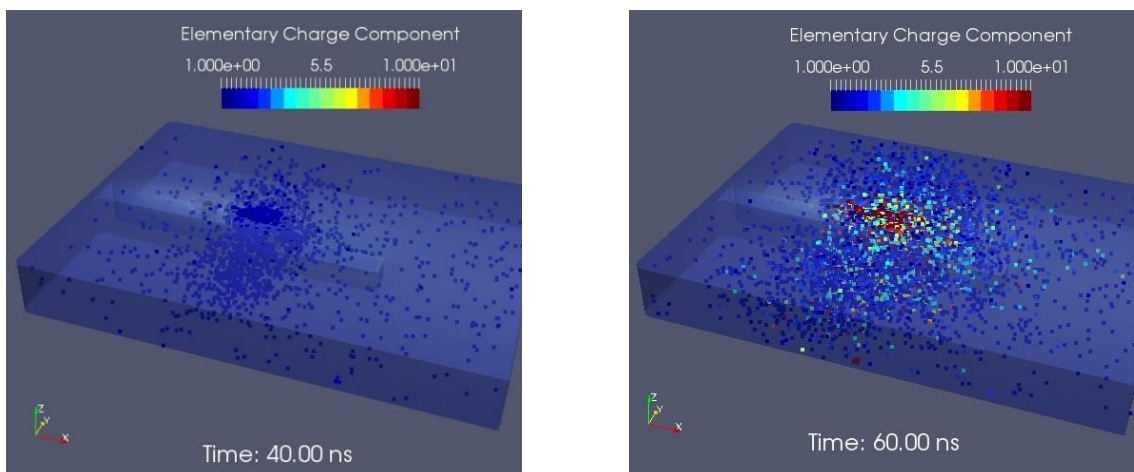
Распределение электронов в волноводной части КВП с течением времени при входной мощности 2400 Вт показано на рисунке 2.21. Очевидно возникновение мультипакторного пробоя в области ребра первой ступени П-волновода, где наблюдается максимальная напряженность электрического поля.



а



б



В

Г

Рисунок 2.21. Развитие мультипакторного пробоя в волноводном канале КВП при входной мощности 2400 Вт: исходная конфигурация (а), распределение электронов с течением времени (б-г).

Далее оценим зависимость пороговой мощности возникновения коронного разряда от давления воздуха, заполняющего канал КВП, используя методику (2.9-2.10). Наименьшее значение СВЧ-мощности, при которой возникает разряд, наблюдается при давлении газа равном 6 мбар ($5,92 \cdot 10^{-3}$ атм) и составляет 133,68 Вт (рисунок 2.22). В условиях нормального атмосферного давления (1013 мбар, или 1 атм) пороговая мощность возникновения газового разряда составляет не менее 182,806 кВт.

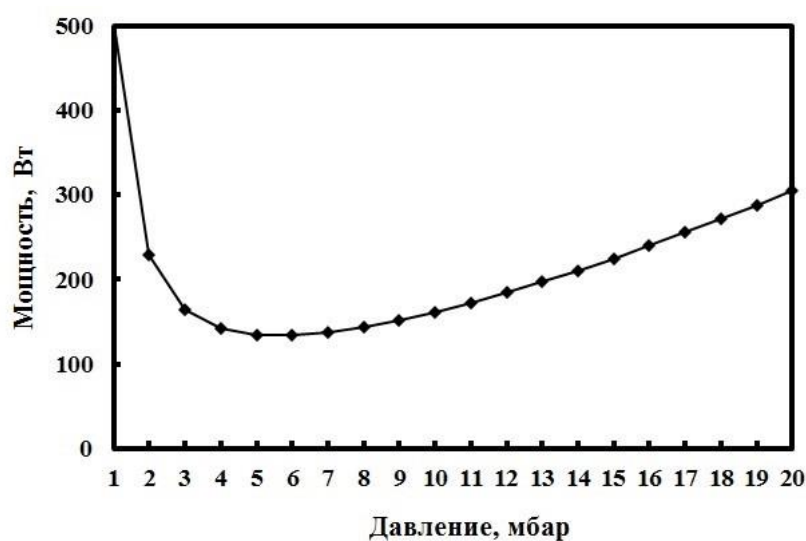


Рисунок 2.22. Зависимость пороговой мощности пробоя от давления газа.

2.3.2 Тепловой анализ

На основе разработанной электродинамической модели КВП выполним тепловой расчет КВП, полагая, что на вход волноводного порта подаётся непрерывная мощность 500 Вт. Толщина стенок корпуса из алюминиевого сплава АмГб принята равной 4 мм. Источники тепловых потоков обусловлены скин-эффектом на внутренних металлических поверхностях КВП с серебряным покрытием и диэлектрическими потерями во фторопластовой втулке соединителя TNC. В плоскости волноводного порта заданы изотермичные граничные условия (температура 20°C). Конвекционные и радиационные потери тепла на внешних поверхностях корпуса не учитываются. Как видно из рисунка 2.19, максимальный нагрев наблюдается в области центрального проводника коаксиальной линии. При этом, благодаря хорошему теплоотводу, перепад температур не превышает 13 °С.

Стоит отметить, что в рассмотренных зондовых структурах КВП наибольшему нагреву подвергается цилиндрический элемент связи. Но поскольку центральный проводник коаксиального соединителя изолирован от корпуса твердым диэлектриком (фторопласт Ф-4), обладающим низкой теплопроводностью по сравнению с металлом, то в некоторых точках поверхности корпуса нагрев КВП может достигать значительных величин. Это создает существенную тепловую нагрузку на коаксиальный соединитель и подключенную к нему линию передачи, что может негативно отразиться на стабильности их работы, а также спровоцировать в них возникновение электрических пробоев.

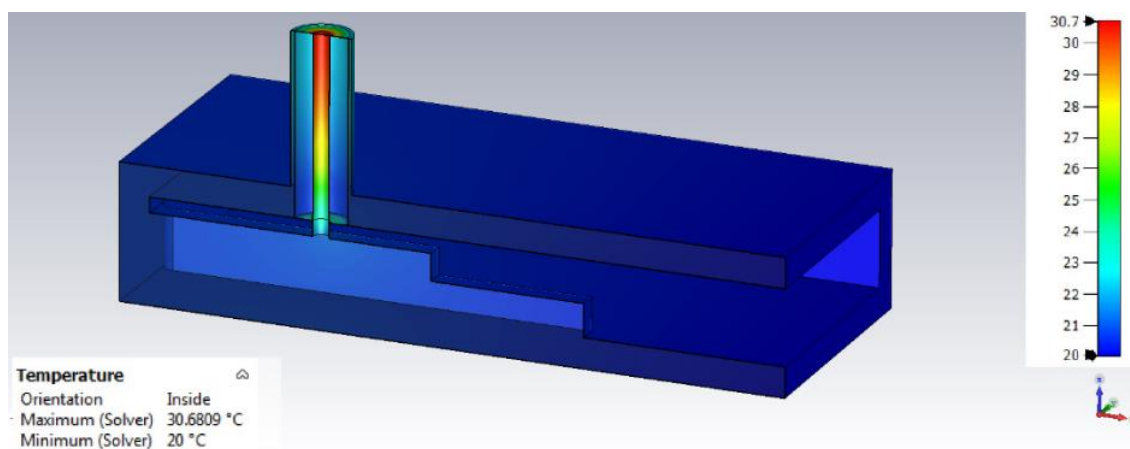


Рисунок 2.19. Продольное сечение КВП: распределение температур по поверхности.

Чтобы оценить преимущества и недостатки КВП разработанной конструкции (рисунок 2.23), сравним его расчетные электрические характеристики с параметрами аналога – соосного КВП индуктивного типа для волновода WR229, рассмотренного в работе [136]. Характеристики переходов приведены в таблице 2.7, где использованы обозначения: κ – коэффициент перекрытия рабочего диапазона частот, W_{mult} и W_{cor} – пороговая мощность возникновения мультипакторного и коронного пробоев соответственно.

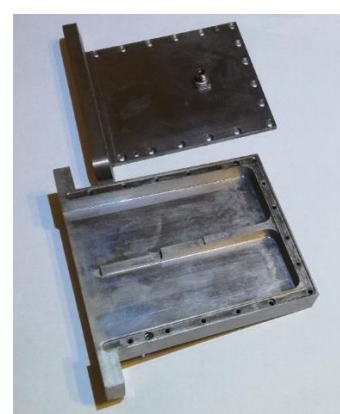
Можно отметить, что КВП предлагаемой конструкции при соизмеримых значениях ширины рабочей полосы частот и согласования характеризуется существенно большей допустимой мощностью мультипакторного пробоя, чем соосный КВП. При этом масса и размеры исследованного КВП существенно меньше, чем рассмотренного в [136].

Таблица 2.7. Сравнение характеристик КВП.

Тип КВП	κ	КСВН, не более	W_{mult} , Вт, не менее	W_{cor} , не менее, Вт (P=6 мбар)	Длина, мм
Исследуемый	1,24 (1,31)	1,05 (1,1)	1900	133,68	70
Соосный [136]	1,30	1,12	781	207	150



а



б

Рисунок 2.23. Экспериментальные образцы КВП для волноводного канала сечением 72x10 мм (а) и их составные части (б).

2.4 Соосные КВП с индуктивным типом электромагнитной связи

В классических соосных структурах КВП [43] использованы трансформирующие структуры синхронного типа, для которых характерно монотонное изменение волновых сопротивлений отрезков ЛП и близость значений их длин величине $\lambda_g/4$. Согласно классификации, предложенной в работе [135], трансформаторы такого типа относятся к ступенчатым трансформаторам класса I. Их оптимальность доказана для случая цепей, в которых импедансы генератора и нагрузки чисто активны и не зависят от частоты. КВП не относится к цепям указанного типа. Поэтому для обеспечения приемлемого согласования в широком диапазоне частот требуется увеличение числа отрезков четвертьволновой длины, что приводит к увеличению длины и массы КВП. Это ограничивает применение КВП в дециметровом и сантиметровом диапазонах.

Исследуем структуру КВП, реализованного на основе соединения отрезков линий передачи различных длин с немонотонным в общем случае изменением их волновых сопротивлений, для прямоугольных волноводов с областью согласования, образованной соединением отрезков реберных волноводов П-типа (рисунок 2.24). Можно полагать, что оптимальной будет являться структура ступенчатого согласующего трансформатора общего вида с произвольными значениями длин и волновых сопротивлений отрезков. Полагаем, что волноводный порт выполнен в волноводе WR229 [129], коаксиальный – на основе линии с воздушным заполнением, рабочий диапазон частот 3,2...5,0 ГГц. Геометрические размеры линий передачи, образующих порты: $a = 58,17$ мм, $b = 29,08$ мм, $d_i = 3,04$ мм, $d_o = 7,00$ мм.

Анализ и параметрическая оптимизация электродинамической структуры выполнены, соответственно, с помощью метода конечных элементов и метода Нелдера-Мида. В процессе оптимизации варьировались геометрические размеры $l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, l_6, h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6$, размер согласующей полости t , величина смещения оси коаксиального порта относительно широкой стенки волновода h . При задании начального приближения длины отрезков были заданы близкими к $\lambda_g/8$.

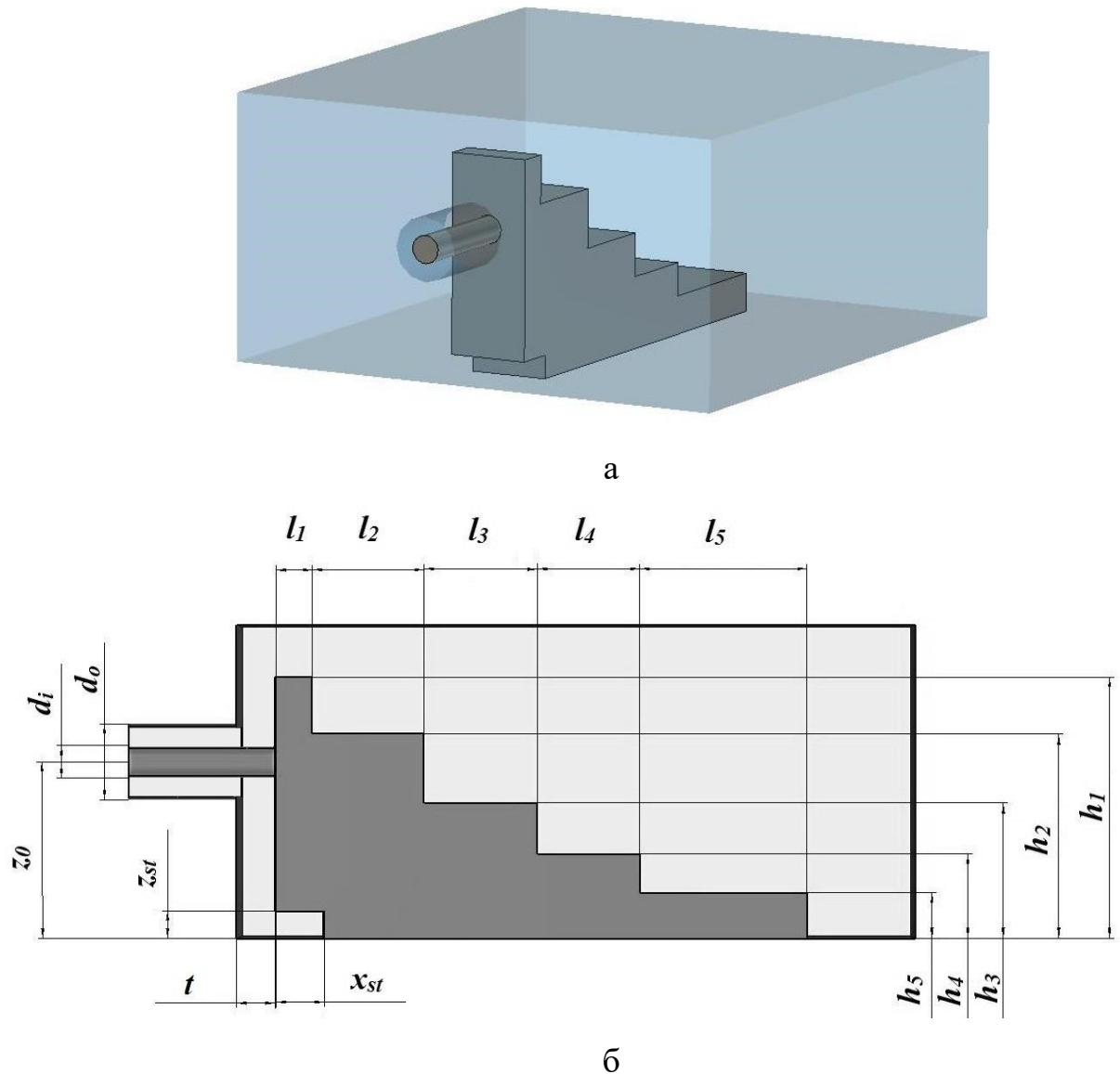


Рисунок 2.24. КВП для волновода WR229 на основе ступенчатого трансформатора общего вида: геометрическая модель (а), продольное сечение (б)

Расчетные частотные характеристики коэффициента отражения S_{11} показаны на рисунке 2.25. В полосе частот 3,2...5,0 ГГц значения S_{11} не более -29,0 дБ. При этом $S_{12} > -0,015$ дБ.

Отметим, что между внутренним проводником коаксиальной линии и отрезком реберного волновода формируется отрезок полосковой линии передачи, который выполняет функцию элемента согласования. Таким образом, использование для реализации области согласования КВП ступенчатого согласующего трансформатора общего вида (с произвольными значениями длин и волновых со-

противлений отрезков) позволило расширить рабочий диапазон частот устройства при значительном сокращении его длины.

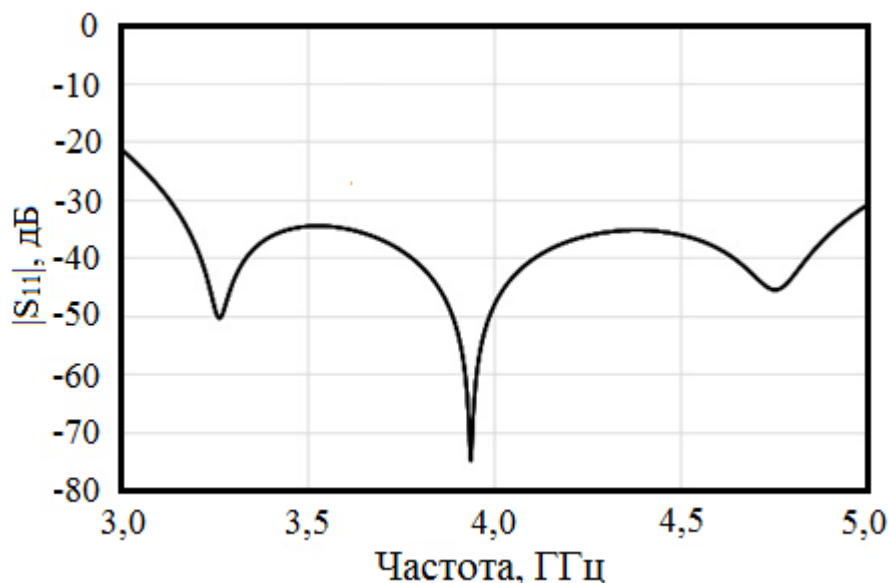


Рисунок 2.25. Частотные характеристики обратных потерь КВП для волновода WR229 на основе ступенчатого трансформатора общего вида

Представляет интерес также исследование возможности реализации КВП для волноводов уменьшенной высоты на основе ступенчатых согласующих трансформаторов общего вида. С этой целью был разработан КВП для прямоугольного волновода сечением 61x10 мм и 50-омной коаксиальной линии передачи в канале 7,00/3,04 мм. Конструкция КВП показана на рисунке 2.26, где обозначено: 1 – коаксиальная линия передачи с воздушным заполнением, 2 – согласующая полость, 3 – ступенчатый трансформатор общего вида из 5 отрезков реберного (Π-образного) волновода, 4 – отрезок прямоугольного волновода.

Между внутренним проводником коаксиальной линии и отрезком реберного волновода формируется отрезок полосковой линии передачи, который выполняет функцию элемента согласования. Однако вследствие уменьшенной высоты волновода ширина полости может быть задана меньше размера широкой стенки волновода.

Для моделирования и параметрической оптимизации используем один из доступных пакетов электродинамического моделирования. Вектор варьируемых параметров включает в себя размер согласующей полости, длины и размеры отрез-

ков трансформатора на основе каскадного соединения отрезков реберных волноводов (ширина ребер одинакова для всех отрезков). Результаты оптимизации приведены в таблице 2.8. Значения длин отрезков реберных волноводов близки к $\lambda_g/8$. Частотные характеристики КВП, полученные в результате оптимизации, приведены на рисунке 2.27.

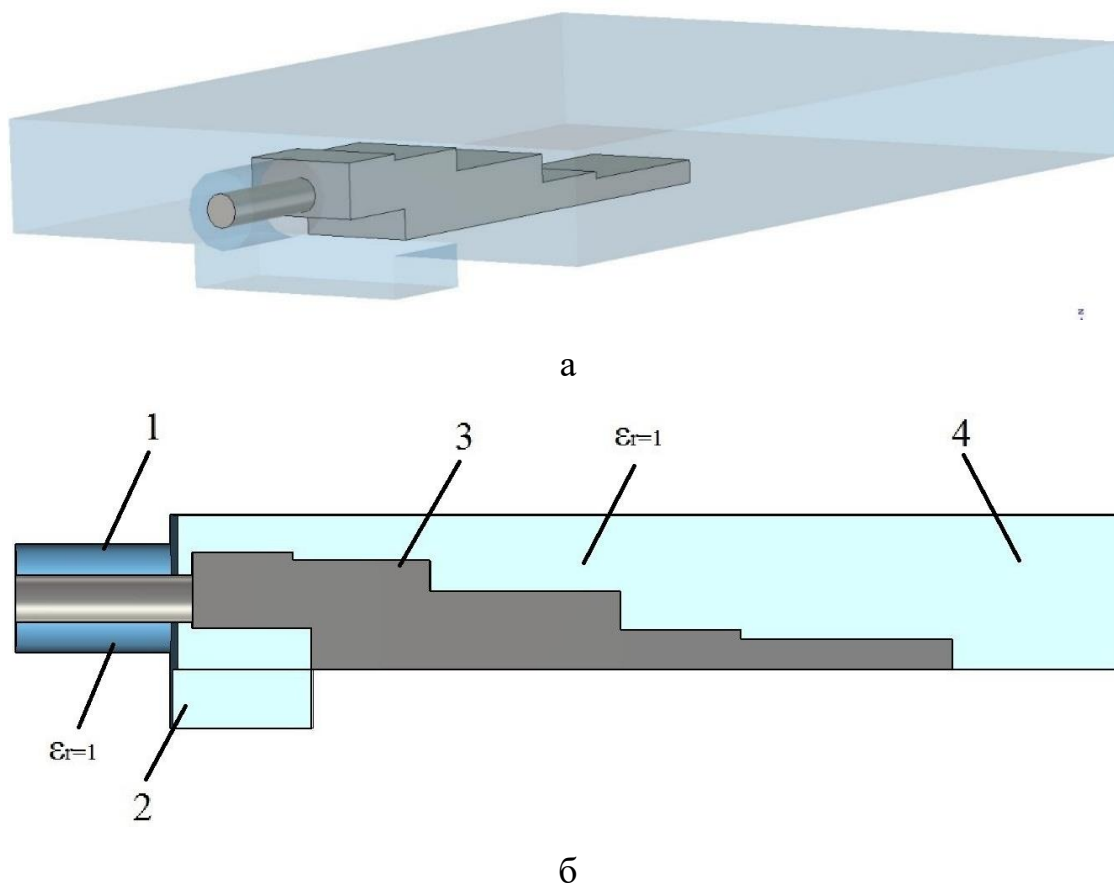
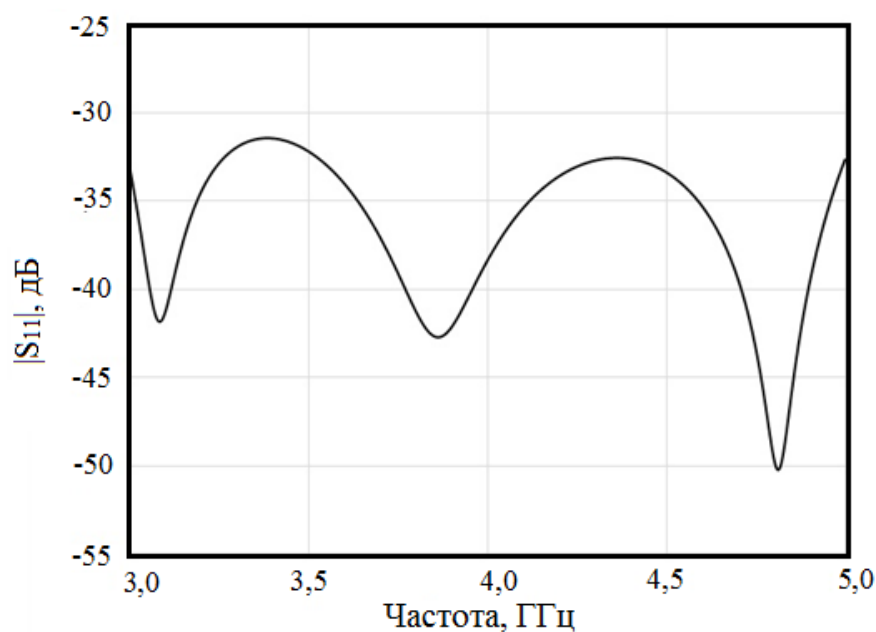


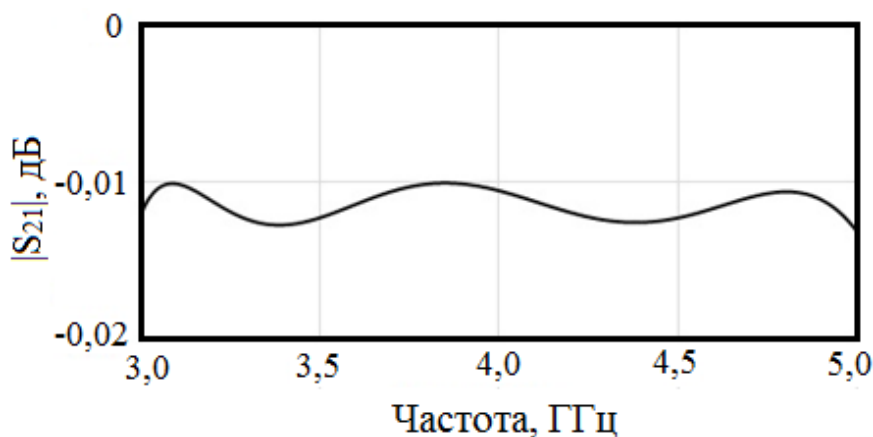
Рисунок 2.26. Конструкция КВП для волновода уменьшенной высоты на основе ступенчатого трансформатора общего вида: геометрическая модель (а), продольное сечение (б)

Таблица 2.8. Параметры КВП

Сечение волноводного канала, мм	Сечение коаксиального канала, мм	Рабочий диапазон частот, ГГц	Обратные потери, дБ	Прямые потери, дБ
61x10	7/3,04	3,0...5,0	31	0,02



а



б

Рисунок 2.27. Частотные характеристики КВП: обратные (а) и прямые потери (б)

Таким образом, результаты исследования трансформации и распространения электромагнитных волн в электродинамической структуре КВП, полученные в ходе его структурного и параметрического синтеза, позволяют сделать вывод, что соосные КВП на основе ступенчатого трансформатора общего вида обеспечивают хорошее согласование коаксиальной линии с волноводами как стандартного типа, так и уменьшенной высоты, в широком диапазоне частот. При этом применение между коаксиалом и реберным волноводом дополнительного элемента согласования в виде отрезка, по своей структуре близкого к полосковой ЛП, позволяет значительно улучшить степень согласования ЛП по сравнению с известными аналогами.

2.1 Модифицированная структура уголкового КВП с индуктивным типом электромагнитной связи

Конфигурация КВП с перпендикулярным расположением согласуемых ЛП, при которой коаксиальный соединитель находится на широкой стенке волновода, известна достаточно давно. Как было показано выше, такая структура может быть реализована как с ёмкостным, так и индуктивным типом связи. Также известна электродинамическая структура с соосным расположением сочленяемых трактов, имеющая индуктивный тип связи. В то же время, практический и научный интерес представляет исследование возможности создания КВП, в котором коаксиальный соединитель расположен на узкой стенке волновода. Использование КВП такой структуры в бортовой радиоэлектронной аппаратуре, где снижение габаритных размеров является одной из главных задач, позволит более рационально использовать доступное пространство и избежать применения дополнительных элементов СВЧ-тракта – волноводных поворотов и секций ЛП.

Рассмотрим электродинамическую структуру, представленную на рисунке 2.28 (коаксиальные и волноводные соединители не показаны). В ней коаксиальный разъем представлен отрезком регулярной ЛП. В короткозамкнутом отрезке волновода имеется элемент связи в виде металлического прямоугольного параллелепипеда с размерами $L \times W \times h$, расположенного на расстоянии X от плоскости короткого замыкания и на расстоянии Z от узкой стенки волновода.

Синтезируем и численно исследуем переход с прямоугольного волновода сечением 23×10 мм на коаксиальную линию с внутренними размерами 2,92/1,27 мм, соответствующую соединителю Тип К. Поскольку точный аналитический расчет КВП такой конструкции является нетривиальной задачей, то для нахождения оптимальных геометрических размеров элемента согласования и его расположения в волноводе прибегнем к параметрической оптимизации. В качестве начальных приближений использованы решения, полученные с помощью аналитических выражений, известных из [1, 135]. Целью параметрической оптимизации является минимизация коэффициентов отражения портов КВП в полосе частот с относительной шириной не менее 5% и центром на $f_0 = 10$ ГГц.

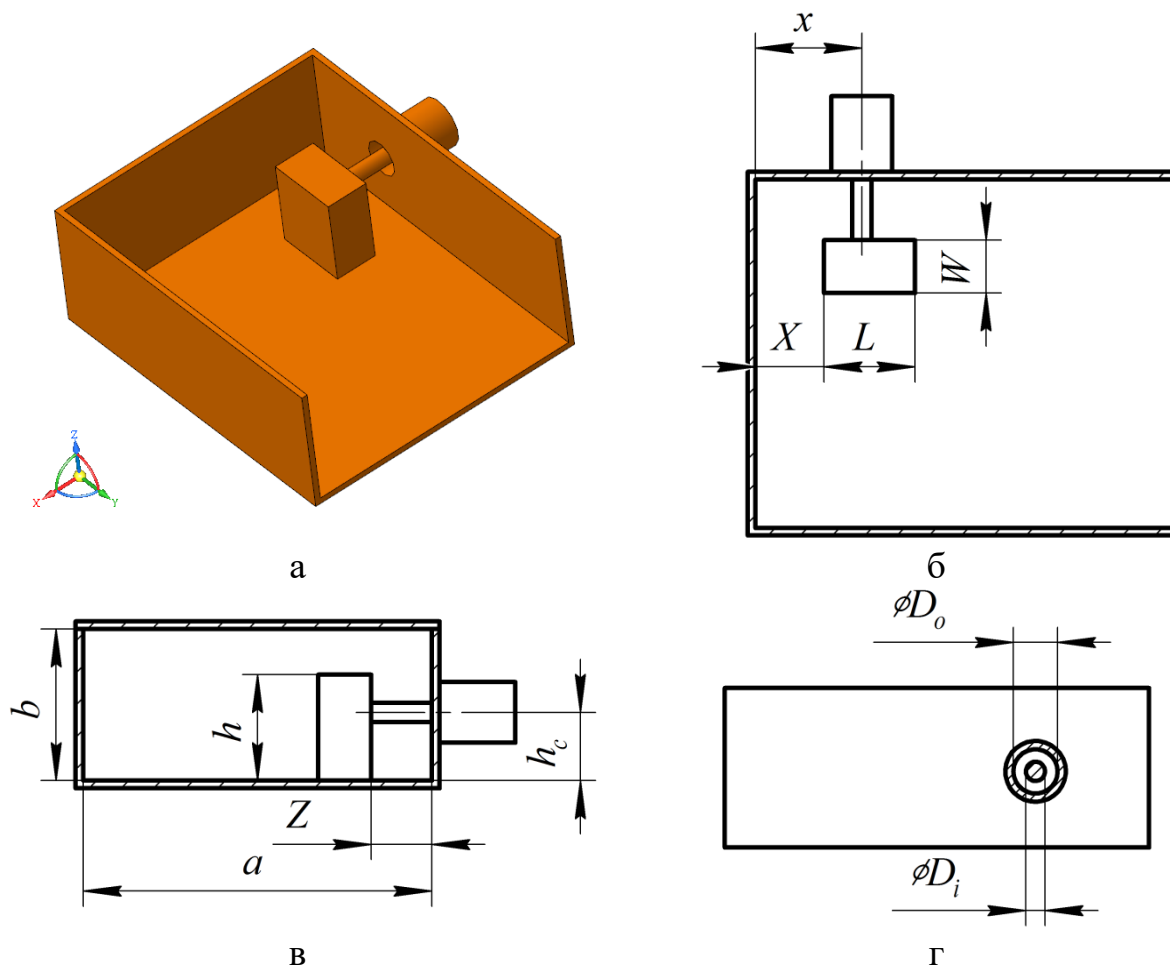


Рисунок 2.28. Трехмерная модель коаксиально-волноводного перехода (23x10 мм – 2,92/1,27 мм): изометрическая проекция, крышка не показана (а); вид сверху (б); вид со стороны волноводного канала (в), вид сбоку (г)

Оптимизация осуществлена с помощью симплекс-метода (метод Нелдера-Мида) и метода доверительных областей (Trust-Region Framework). Полученные в результате электродинамического моделирования частотные характеристики синтезированного КВП представлены на рисунке 2.29, а его оптимальные геометрические параметры – в таблице 2.9.

В синтезированной конфигурации элемент согласования смещён к узкой стенке волновода, через которую осуществлен ввод коаксиальной ЛП. Это является положительным фактором с точки зрения механической прочности конструкции, поскольку длина питающего проводника коаксиальной линии имеет минимально возможную длину.

Относительная ширина полосы рабочих частот по уровню значения коэффициента отражения $|S_{11}|=|S_{11}|=-22$ дБ составляет 8...10 %. Вносимые потери не превышают 0,1 дБ в том же диапазоне. В полосе 9...11 ГГц вносимые потери возрастают до 1 дБ, а обратные – до 7 дБ. Такие параметры являются типичными для базовых топологий КВП уголкового и соосного типов, не имеющих широкополосных элементов согласования.

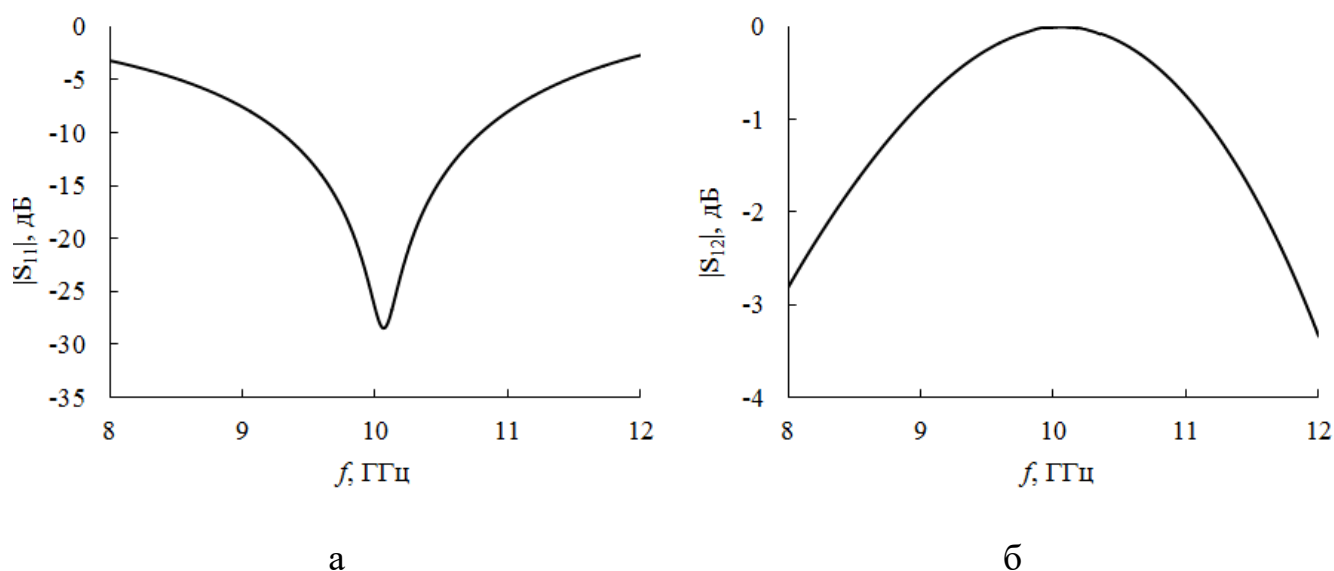


Рисунок 2.29. Коэффициенты отражения $|S_{11}|$ (а) и передачи $|S_{12}|$ (б) электродинамической модели коаксиально-волноводного перехода (23x10 мм – 2,92/1,27 мм)

С целью выработки методики синтеза КВП описанной конструкции рассмотрим влияние его геометрических параметров на частотные характеристики.

Таблица 2.9. Оптимальные геометрические параметры коаксиально-волноводного перехода

Параметр	X	L	W	x	Z	h	h_c
Значение, мм	4,056	5,26	1,905	5,056	3,49	6,414	4,856

Изменение параметра X и связанного с ним параметра x в пределах $\Delta X = \pm 1$ мм привело к смещению центральной частоты рабочего диапазона частот КВП. Результаты расчётов представлены на рисунке 2.30. Компенсация снижения уровня согласования в измененной рабочей полосе частот вследствие перестройки возможна за счёт оптимизации параметров W , L , h .

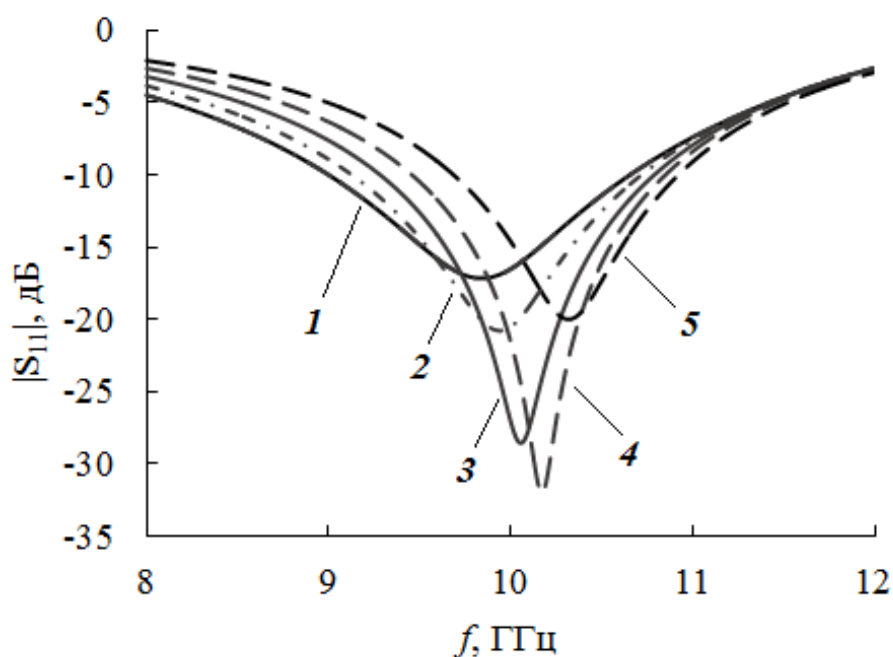


Рисунок 2.30. Коэффициенты отражения $|S_{11}|$ электродинамической модели коаксиально-волноводного перехода (23×10 мм – 2,92/1,27 мм) при различных значениях параметра ΔX (мм): 1 – 1,0, 2 – 0,5, 3 – 0 (номинальное значение), 4 – 0,5, 5 – -1,0.

При уменьшении расстояния от боковой стенки волновода до элемента согласования Z наблюдается снижение уровня согласования (кривые 3 и 5, рисунок 2.31). Аналогичные изменения происходят при смещении элемента согласования к центру широкой стенки волновода (кривая 4). Однако увеличение смещения элемента к противоположной узкой стенке волновода приводит к появлению более узкой полосы пропускания в области $f = 10$ ГГц (кривая 2). Расширить её можно за счёт оптимизации параметров W , L , h .

Таким образом, получено два типа решений задачи параметрического синтеза, отличающихся расположением элемента согласования относительно продольной оси волновода: со смещением его к узкой стенке, через которую осуществляется ввод коаксиальной линии, и со смещением к противоположной узкой стенке. Наихудшее согласование наблюдается при размещении прямоугольного выступа в центре широкой стенки волновода, в отличие от аналогичных конструкций КВП соосного типа, где такое расположение является оптимальным.

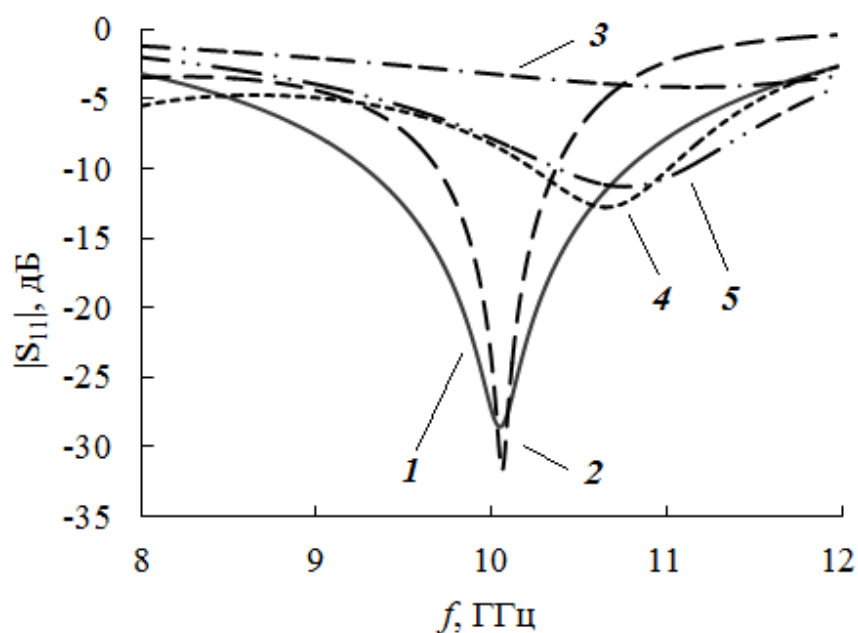


Рисунок 2.31. Коэффициенты отражения $|S_{11}|$ электродинамической модели коаксиально-волноводного перехода (23x10 мм – 2,92/1,27 мм) при различных значениях параметра ΔZ : 1 – 0 (номинальное значение), 2 – 15 мм (второй тип решения), 3 – -1 мм, 4 – 12,5 мм, 5 – 1 мм

Другой вариант реализации КВП для волновода уменьшенной высоты ($a \geq 4b$, где a и b – высота широкой и узкой стенок соответственно) с подключением коаксиальной ЛП через узкую боковую стенку ПВ показан на рисунке 2.32. На изображении условно не показаны коаксиальные и волноводные соединители. Коаксиальный разъем представлен отрезком регулярной ЛП. В волноводном канале сформирована согласующая полость $h \times a \times L_c$. Центральный проводник коаксиальной линии, введенный через боковую узкую стенку волновода на расстоянии x от плоскости короткого замыкания и на высоте h_c относительно нижней внутренней поверхности согласующей полости, вместе с вертикально расположенным проводником-стойкой длиной h_c образует элемент связи. В случае КВП для волновода стандартного сечения ($a \geq 2b$) согласующая полость отсутствует, т. е. $h = 0$. Заданные частотные характеристики КВП обеспечиваются нахождением оптимальных значений параметров h , h_c , x , а также расстояния Z_c от оси проводника-стойки до узкой стенки волновода, через которую подключена коаксиальная линия, и величиной зазора z между торцом центрального проводника и противоположной узкой стенкой волновода.

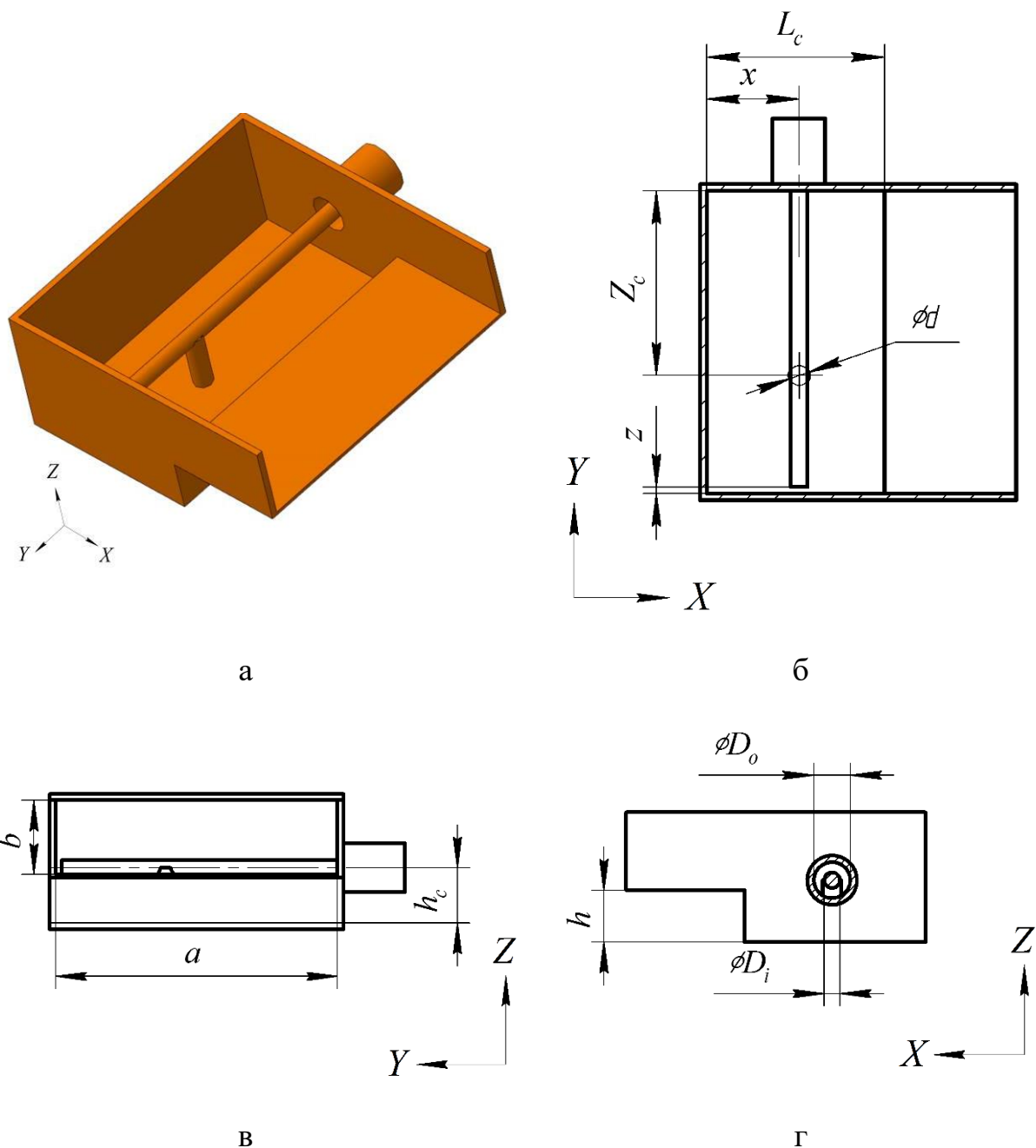


Рисунок 2.32. Трехмерная модель коаксиально-волноводного перехода (23x5 мм – 2,92/1,27 мм): изометрическая проекция, крышка не показана (а); вид сверху (б); вид со стороны волноводного канала (в), вид сбоку (г)

Рассмотрим процесс синтеза КВП предложенной конструкции на примере перехода с прямоугольного волновода сечением 23×10 мм на коаксиальную линию с воздушным заполнением, имеющую внутренние размеры 2,92/1,27 мм, что соответствует соединителю Тип К. Для нахождения оптимальных геометрических размеров элемента согласования и его расположения в волноводе прибегнем к параметрической оптимизации с помощью симплекс-метода (метод Нелдера-Мида)

и метода доверительных областей (Trust-Region Framework), реализованных в пакете программ электродинамического моделирования CST Microwave Studio. В качестве начальных приближений использованы решения, полученные с помощью аналитических выражений, известных из [1, 135].

Целью оптимизации является минимизация коэффициентов отражения портов КВП в полосе частот с относительной шириной не менее 5% и центром на $f_0 = 10$ ГГц.

Полученные в результате электродинамического моделирования частотные характеристики синтезированного КВП для волновода сечением 23×10 мм представлены на рисунке 2.33, а его оптимальные геометрические параметры – в таблице 2.10.

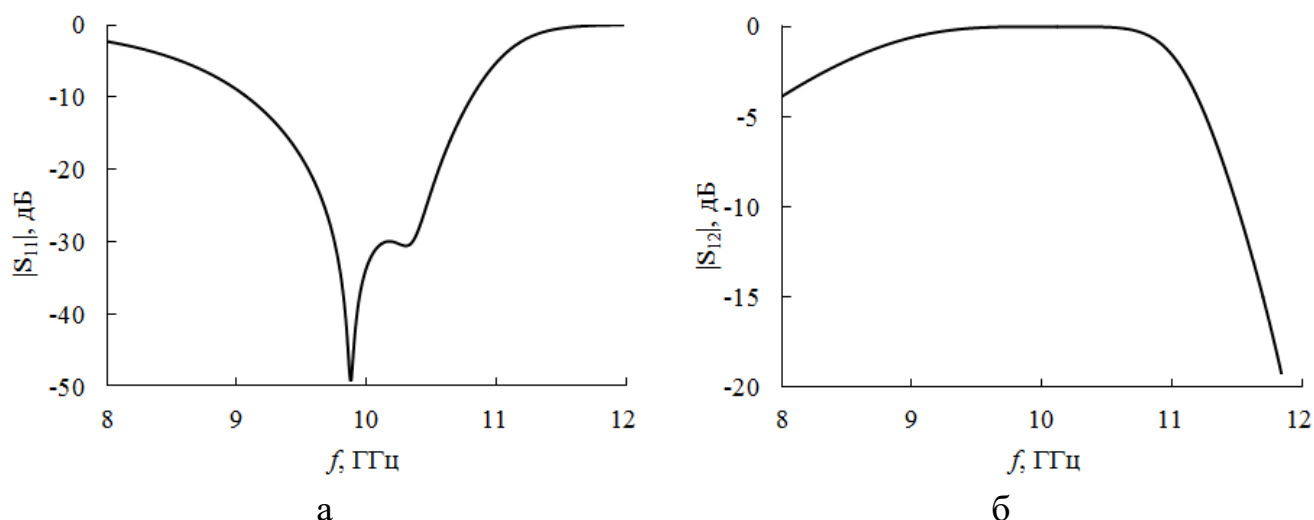


Рисунок 2.33. Коэффициенты отражения $|S_{11}|$ (а) и передачи $|S_{12}|$ (б) электродинамической модели КВП (23×10 мм – 2,92/1,27 мм)

В разработанной конфигурации стойка элемента согласования смещена к узкой стенке волновода, через которую осуществлен ввод коаксиальной ЛП. При этом длина горизонтального проводника на 0,3 мм меньше высоты широкой стенки волновода.

В полосе частот 9,5...10,5 ГГц коэффициент отражения портов составляет $|S_{11}| = |S_{11}| = -23$ дБ. Вносимые потери не превышают 0,02 дБ в том же диапазоне. В полосе 9,17...10,64 ГГц вносимые потери возрастают до 0,1 дБ, а коэффициент отражения – до -16,6 дБ.

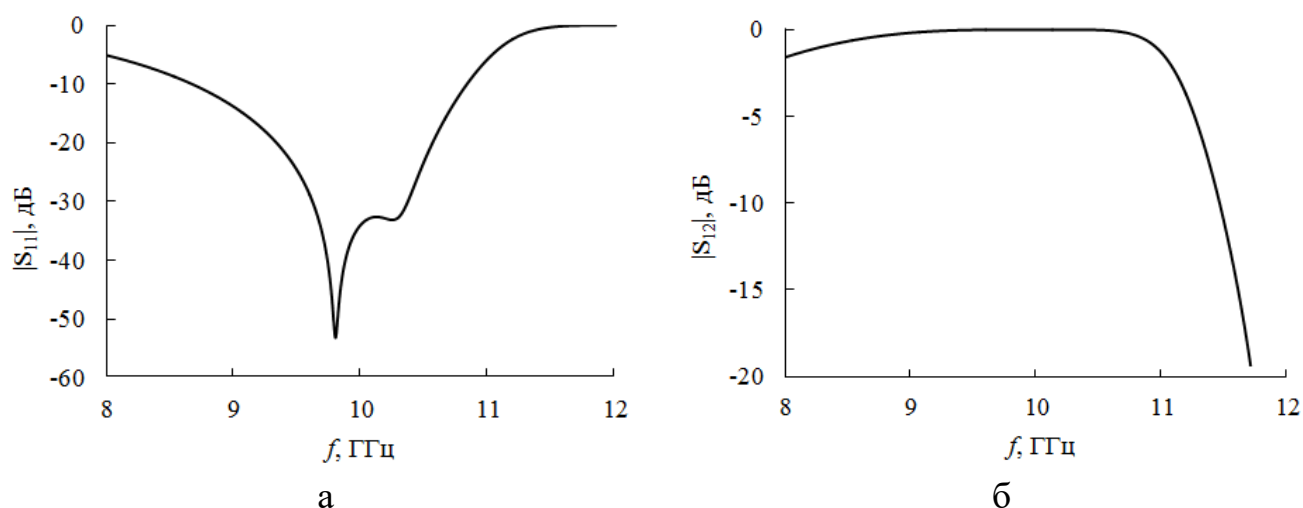


Рисунок 2.34. Коэффициенты отражения $|S_{11}|$ (а) и передачи $|S_{12}|$ (б) электродинамической модели КВП (23x5 мм – 2,92/1,27 мм)

Таблица 2.10. Оптимальные геометрические параметры коаксиально-волноводного перехода

Параметр	a	b	x	L_c	d	z	Z_c	h	h_c
Рис. 1, мм	23	10	14,56	-	1,6	1,07	4,1	-	8,5
Рис. 2, мм	23	5	15,16	16,16	1,56	0,3	3,94	2,21	6,07

Близкие характеристики демонстрирует КВП для волновода уменьшенной высоты (рисунок 2.34), геометрические параметры которого приведены в табл. 1. В этом случае оптимальные параметры достигаются за счёт использования согласующей полости. В полосе частот 9,64...10,51 ГГц коэффициент отражения портов составляет $|S_{11}| = |S_{11}| = -23$ дБ. Вносимые потери не превышают 0,02 дБ в том же диапазоне. В полосе 9,42...10,65 ГГц вносимые потери возрастают до 0,1 дБ, а коэффициент отражения – до -16,1 дБ.

В рассмотренных случаях длина горизонтального проводника соизмерима с высотой широкой стенки волновода, а проводник-стойка, придающий жесткость конструкции, смещен к узкой стенке, через которую произведен ввод коаксиала в волновод. В случае волноводов больших сечений эти факторы негативно сказываются на механической прочности конструкции и требуют оценки её собственных резонансных частот.

2.5 Структура соосных КВП с емкостным типом электромагнитной связи

Как было рассмотрено выше, КВП с емкостным типом связи имеют преимущественно угловую конфигурацию согласуемых ЛП. В отличие от известных топологий соосных КВП, предложенная в данной работе структура не имеет гальванического контакта центрального проводника коаксиальной линии с корпусом волновода (рисунок 2.35). Это позволяет значительно упростить конструкцию КВП и технологию его изготовления. Синтез и анализ КВП проведены по описанным в предыдущих примерах методикам.

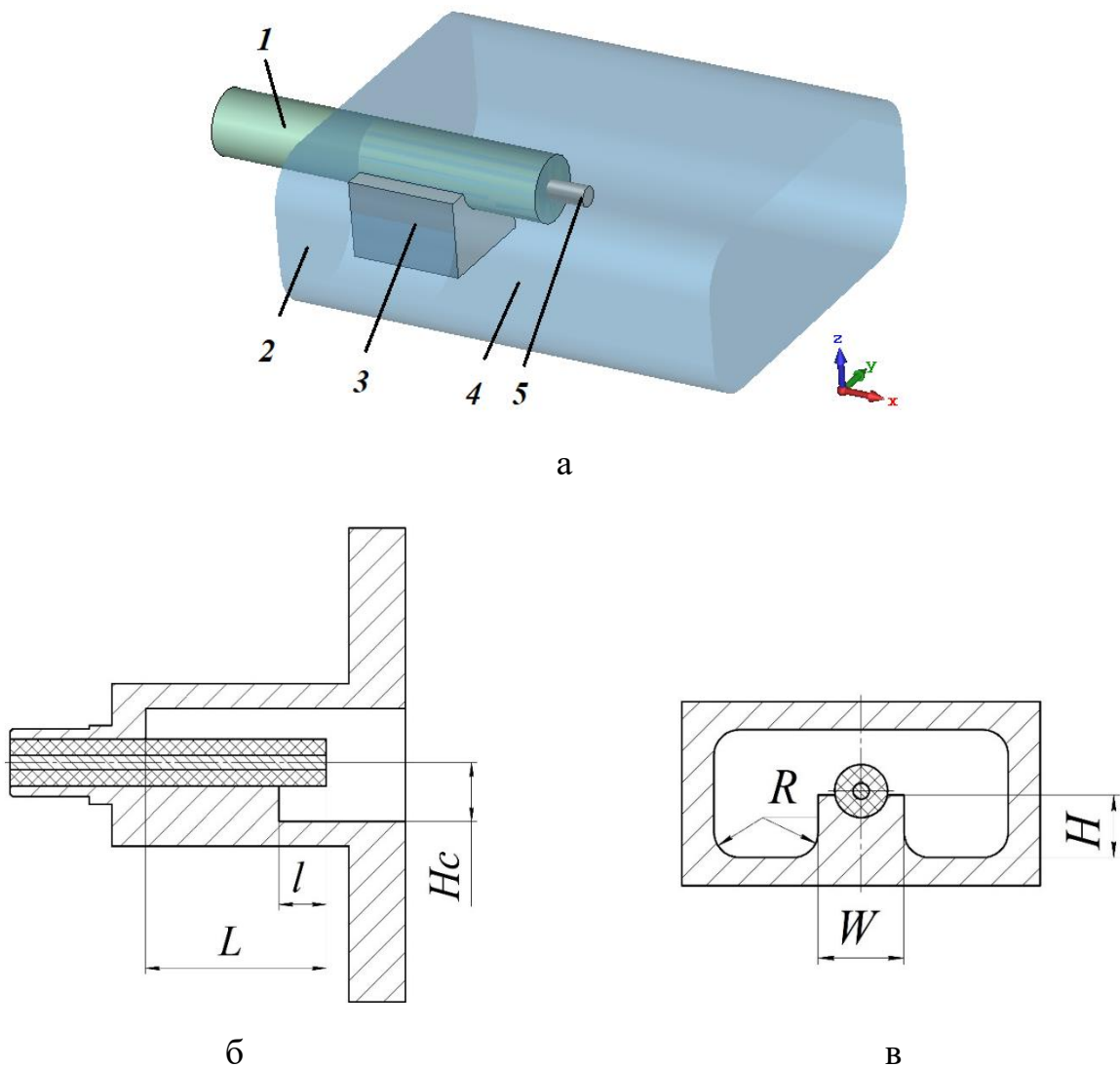
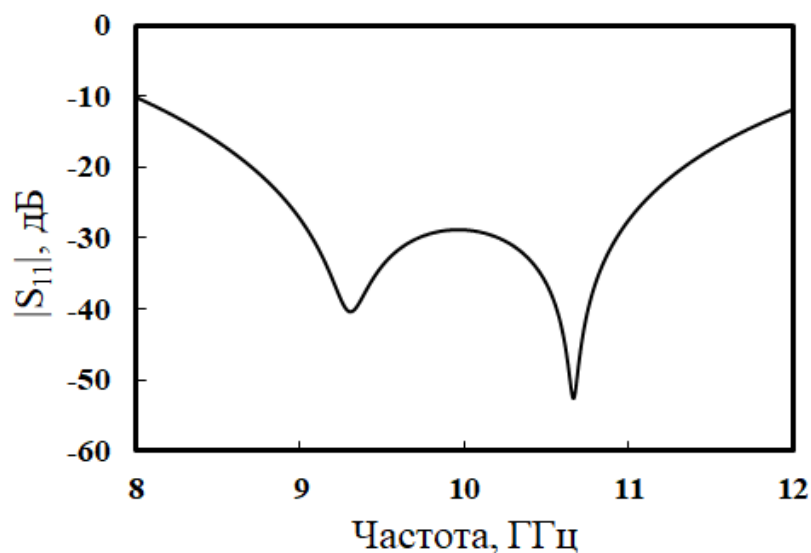


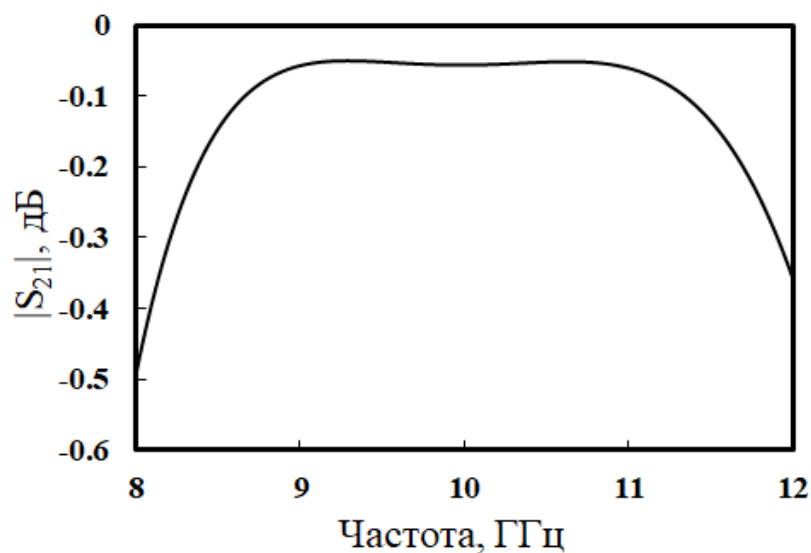
Рисунок 2.35. Трехмерная модель КВП: электродинамическая модель (а), вид сбоку (б) и спереди (в) в сечении

В процессе параметрической оптимизации электродинамической структуры варьировались геометрические размеры L , l , H_c , H . Материалом корпуса задан

сплав АмГ6, центрального проводника – бронза БрБ2, при этом учтена шероховатость металлических поверхностей с эффективным значением $RMS=0,5$ мкм. Полученные S -параметры для КВП 23×10 мм – SMA (p) показаны на рисунке 2.36. В полосе частот $9,2 \dots 11,0$ ГГц значение S_{11} не превышает $-27,5$ дБ. Вносимые потери не более $0,06$ дБ в том же диапазоне.



а



б

Рисунок 2.36. Частотные характеристики соосного КВП с емкостной связью: коэффициент отражения (а), вносимые потери (б)

2.6 Электродинамическая модель возбуждения частично заполненного диэлектриком резонатора

Устройства СВЧ, функционирующие в составе негерметизированной аппаратуры БРК спутниковых систем связи, являются сложными электродинамическими системами, анализ которых с помощью метода конечных элементов или других численных методов электродинамики может потребовать существенных вычислительных ресурсов. В этой связи актуальным становится построение нелинейной аналитической модели возбуждения данных электродинамических систем, которая может быть использована для оценки их электрической прочности. Кроме этого, модель возбуждения резонатора с диэлектрическими включениями может быть использована в других областях техники: для СВЧ нагрева и обработки материалов [137] и магнетронного вакуумно-плазменного напыления [138].

Наибольшее распространение получили прямоугольные резонаторы, поэтому рассмотрим метод решения задачи о их возбуждении. В случае резонаторов, системы собственных функций которых известны при полом заполнении, нелинейная задача о их возбуждении может быть итерационно решена в замкнутом виде, требующем только вычисление интегралов. При этом могут быть использованы теории возбуждения резонаторов в форме Вайнштейна [139, 140] или Маркова [141], которые применяются при решении стационарных и нестационарных задач электродинамики [142–146]. При пренебрежении потерями на проводящих стенках резонатора данные теории строятся на построении резольвенты на основе базиса самосопряженного оператора [147]. Учет диссипация приводит к комплексным резонансным частотам и к несамосопряженному оператору Максвелла [148]. Учет реальных металлических стенок резонатора может быть выполнен путем сдвига идеальной оболочки вглубь металла [139], при этом собственные частоты можно считать комплексными. В этом случае, рассматривая существенную внутреннюю диссипацию резонатора, его металлическую оболочку можно считать идеально проводящей. Диэлектрические тела внутри резонатора приводят к появлению в математической модели объемных интегральных уравнений [142–145].

Рассмотрим прямоугольный параллелепипед с размерами $a \times b \times c$. Пусть в его стенках находятся прямоугольные окна, связанные через одинаковые отрезки ПВ с КВП, на каждом из которых задан одномодовый режим. Для повышения рабочей мощности может быть выполнено несколько таких окон, причем они могут быть повернуты друг относительно друга на 90° для изменения поляризации вводимого излучения. Полагаем, что внутри находится слой диэлектрика шириной a и высотой t . На двух гранях $b \times c$, а также на верхней грани $a \times c$ окна расположены периодически. Для упрощения модели положим, что окна расположены так, что электрическое поле в них имеет компоненту E_z . Касательное электрическое поле на каждом окне есть заданный поверхностный магнитный ток на электрической стенке камеры. Этот ток возбуждает резонатор, при этом мощность, втекающая в него, есть интеграл от вектора Пойнтинга $\mathbf{S} = \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)/2$ по поверхности окна. Для окна на боковой поверхности это втекающая плотность мощности $S_x = Z_{10}|E_z|^2/2$. Здесь $Z_{10} = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}/\sqrt{1-(\pi/k_0 a_0)^2}$ – волновой импеданс основной моды ПВ. В локальной системе координат окна имеем $E_z(y) = E_0 \sin(\pi y/a_0)$. Задавая вводимую мощность, мы определяем E_0 и компоненту поверхностного магнитного тока $j_y^h(y, z) = E_z(y) = E_0 \sin(\pi y/a_0)$. Формально можно ввести объемный магнитный ток с плотностью $J_y^h(x, y, z) = j_y^h(y)\delta(x)$. Аналогично на верхней стенке вводятся магнитные поверхностные токи $j_x^h(x, z) = -E_z(x) = -E_0 \sin(\pi x/a_0)$.

Для решения задачи применим метод возбуждения резонатора в сочетании с теоремой Пойнтинга [140, 149]. Теория возбуждения резонатора основана на представлении полей в виде

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k(\omega) \mathbf{E}_k(\mathbf{r}, \omega_k), \quad \mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) = \sum_{k=1}^{\infty} \beta_k \mathbf{H}_k(\mathbf{r}, \omega_k). \quad (2.19)$$

Можно вводить только соленоидальные поля полого резонатора, считая, что диэлектрик эквивалентен некому заданному току поляризации $\mathbf{J}^p(\mathbf{r}, \omega) = i\omega\varepsilon_0(\varepsilon - 1)\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)$, также возбуждающему поле. Считаем, что потери на металлических стенках резонатора отсутствуют. Тогда поля (2.19) ортогональны и удовлетворяют однородным уравнениям Максвелла

$$\nabla \times \mathbf{E}_k(\mathbf{r}, \omega_k) = -i\mu_0\omega_k \mathbf{H}_k(\mathbf{r}, \omega_k), \quad \nabla \times \mathbf{H}_k(\mathbf{r}, \omega_k) = i\varepsilon_0\omega_k \mathbf{E}_k(\mathbf{r}, \omega_k). \quad (2.20)$$

Введем полную плотность магнитного тока

$$\mathbf{J}^h(\mathbf{r}, \omega) = \sum_j \mathbf{J}_j^h(\mathbf{r}, \omega).$$

В этом случае уравнения Максвелла приобретают вид

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = -i\mu_0\omega \mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) - \mathbf{J}^h(\mathbf{r}, \omega), \quad \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) = i\varepsilon_0\omega \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) + \mathbf{J}^p(\mathbf{r}, \omega). \quad (2.21)$$

Подставляя в них (2.20) и пользуясь ортогональностью функций по объему резонатора, получим представления полей через токи в виде функций Грина

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = \int_V \left[\hat{\Gamma}_\omega^{ee}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^p(\mathbf{r}') + \hat{\Gamma}_\omega^{eh}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^h(\mathbf{r}') \right] d\mathbf{r}', \quad (2.22)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) = \int_V \left[\hat{\Gamma}_\omega^{he}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^p(\mathbf{r}') + \hat{\Gamma}_\omega^{hh}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^h(\mathbf{r}') \right] d\mathbf{r}'. \quad (2.23)$$

Четыре тензорные функции Грина приведены в работах [142–146, 150]. Они построены из собственных функций резонатора (содержат диады типа $\mathbf{E}_k(\mathbf{r}, \omega_k) \otimes \mathbf{E}_k^*(\mathbf{r}', \omega_k)$, $\mathbf{H}_k(\mathbf{r}, \omega_k) \otimes \mathbf{H}_k^*(\mathbf{r}', \omega_k)$, $\mathbf{E}_k(\mathbf{r}, \omega_k) \otimes \mathbf{H}_k^*(\mathbf{r}', \omega_k)$, $\mathbf{H}_k(\mathbf{r}, \omega_k) \otimes \mathbf{E}_k^*(\mathbf{r}', \omega_k)$). Собственные функции прямоугольного резонатора известны и могут быть определены как E–моды и H–моды ПВ относительно оси z [138, 139, 147]. Собственные частоты даются формулой $\omega_{lmn} = \omega_k = (\varepsilon_0\mu_0)^{-1/2} \sqrt{(l\pi/a)^2 + (m\pi/b)^2 + (n\pi/c)^2}$, учитывая при этом диапазон изменения индексов. Тогда уравнения (2.22) и (2.23) можно представить в виде

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}, \omega) + \int_{V_d} \hat{\Gamma}_\omega^{ee}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^p(\mathbf{r}', \omega) d\mathbf{r}', \quad (2.24)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{H}_0(\mathbf{r}, \omega) + \int_{V_d} \hat{\Gamma}_\omega^{he}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}^p(\mathbf{r}', \omega) d\mathbf{r}'. \quad (2.25)$$

Поля E_0 и H_0 в уравнениях (2.24 и 2.25) созданы поверхностными источниками, т.е. они известны и требуют однократного определения. Интегралы дают вклад от тока поляризации. Эти уравнения являются интегральными, поскольку неизвестное электрическое поле входит под интегралы. Решение (2.24), (2.25) следует искать только в области диэлектрика V_d . Поскольку эта область мала по сравнению с объемом резонатора, достаточно точным является приближенное решение с подстановкой вместо поля E под интегралы выделенного поля:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}, \omega) + i\omega(\varepsilon - 1) \int_{V_d} \hat{\Gamma}_{\omega}^{ee}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{E}_0(\mathbf{r}', \omega) dr', \quad (2.26)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{H}_0(\mathbf{r}, \omega) + i\omega(\varepsilon - 1) \int_{V_d} \hat{\Gamma}_{\omega}^{he}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{E}_0(\mathbf{r}', \omega) dr'. \quad (2.27)$$

Уравнения (2.26), (2.27) для расчета полей явные. Мощность потерь определяется выражением $P_{\varepsilon}(\mathbf{r}, \omega) = \text{Re}(\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) \mathbf{J}^{P*}(\mathbf{r}, \omega)) / 2$ или $P_{\varepsilon}(\mathbf{r}, \omega) = \omega \varepsilon_0 \varepsilon''(\mathbf{r}, \omega) |\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)|^2 / 2$. Заданное поле \mathbf{E}_0 и \mathbf{H}_0 в (2.26) и (2.27) можно записать как поверхностные интегралы от известных поверхностных источников и легко вычислить, используя при этом разложения (2.19) и следующие формулы для коэффициентов:

$$\alpha_k^{(0)} = \frac{-i}{N_k(\omega^2 - \omega_k^2)} \omega_k \oint_S \mathbf{j}^h \mathbf{H}_k dS, \quad \beta_k^{(0)} = \frac{-i}{N_k(\omega^2 - \omega_k^2)} \omega_k \oint_S \mathbf{j}^h \mathbf{H}_k dS. \quad (2.28)$$

Диэлектрический продукт описываем поляризацией $\mathbf{P}_{\varepsilon} = \varepsilon_0(\varepsilon(\omega) - 1)\mathbf{E}$, которая при возбуждении резонатора функционирует как поглощающий энергию ток поляризации с плотностью $\mathbf{J}^P(\mathbf{r}, \omega) = i\omega \varepsilon_0(\varepsilon(\omega) - 1)\mathbf{E}$.

Рассмотрим интегральный баланс мощности в виде комплексной теоремы Пойнтинга:

$$\text{Re} \left(\sum_n \int_{S_n} \mathbf{S}_n \mathbf{v} dS - \sum_m \int_{S_m} \mathbf{S}_m \mathbf{v} dS - \sum_{j=1,2} \int_{S_{d_j}} \mathbf{S}_{d_j} \mathbf{v} dS - \int_V \mathbf{E} \mathbf{J}^{P*} dV \right) / 2 = 0. \quad (2.29)$$

Здесь индексом n обозначены все прямоугольные окна (и соответствующие векторы Пойнтинга), через которые мощность втекает, индексом m обозначены оставшиеся окна, поглощающие, а индексом j – окна подачи диэлектрического материала). Нормаль \mathbf{v} считаем направленной вдоль потока мощности (т.е. внутренней при втекании и внешней при вытекании). В первом приближении поглощающие окна можно не учитывать, поскольку поглощение в них пренебрежимо мало по сравнению с поглощением в диэлектрике. Поток мощности \mathbf{S}_{d_j} поглощается диэлектриком в окне его подачи. Считаем, что канал подачи между двумя секциями достаточно протяженный, и попавшая в него мощность поглощается, не доходя до следующей секции. В этом случае можно использовать квазипериодическую модель и рассчитывать секцию из одного периода, что упрощает модель в случае длинного резонатора. В (2.29) взята внутренняя нормаль и рассматривается

втекающая мощность. Моды прямоугольного резонатора приведены в работе [149]. Будем их рассматривать как E_{mnl} - и H_{mnl} - моды (ТМ и ТЕ) относительно оси z . Индексы l_{mn} обозначим мультииндексом k . Они пробегают значения $l, m = 1, 2, 3, \dots$, $n = 0, 1, 2, \dots$ для первых и $l, m = 0, 1, 2, \dots$ (за исключением $l = m = 0$) и $n = 1, 2, 3, \dots$ для вторых [149]. Соответствующие комплексные поля будем обозначать \mathbf{E}_k^e , \mathbf{H}_k^e и \mathbf{E}_k^h , \mathbf{H}_k^h . Считая толщину продукта малой по сравнению с размером b , можно пренебречь потенциальными полями и оставить только соленоидальные. Тогда не нужно решать уравнение Пуассона для наведенных на поверхности диэлектрика зарядов и связанных объемных зарядов (в случае неоднородного диэлектрика), и можно сразу записать полные поля в виде разложений по соленоидальным базисам:

$$\mathbf{E} = \sum_k (A_k^e \mathbf{E}_k^e + A_k^h \mathbf{E}_k^h), \quad \mathbf{H} = \sum_k (B_k^e \mathbf{H}_k^e + B_k^h \mathbf{H}_k^h). \quad (2.30)$$

Отметим, что представления (2.19) и (2.30) для соленоидальных полей (полого резонатора) эквивалентны, поскольку колебания резонатора вырождены, а в (2.19) они предполагается невырожденными и ортонормированными. Подход к задаче возбуждения с использованием потенциальных подсистем сложно реализуем [138, 140, 146]. Далее использован метод, не требующий нахождения потенциальных полей. В нем влияние диэлектрика рассмотрено как ток поляризации, что является строгим подходом и не требует учета потенциальных подсистем базисных функций.

Существует три варианта расчета полей. Первый – пренебречь влиянием диэлектрика. Второй – применить метод возмущений в первом порядке и рассчитать поля (2.26), (2.27). Третий – строго численно решать систему интегральных уравнений (2.24), (2.25). Поскольку коэффициенты разложений полей зависят от источников и стоков, которые сами зависят от полей, возникает задача типа интегральных уравнений или интегральных соотношений. Решить такую задачу можно на введенном базисе. Проекционный или вариационный подходы приводят к бесконечной системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), разрешенной относительно неизвестных в форме $\mathbf{X} = \hat{M}\mathbf{X} + \mathbf{Y}$. Здесь вектор \mathbf{X} составлен из коэф-

фициентов $A_k^{(e,h)}$, $B_k^{(e,h)}$ или α_k и β_k . Источники определяются вектором Y . Решать такую систему удобно путем редукции итерационным методом, например, методом минимальных невязок [151, 152]. Для этого следует умножить систему уравнений на эрмитово сопряженную матрицу $(\hat{I} - \hat{M})^H$.

Воспользуемся третьим подходом, но с использованием формул возбуждения, что приводит к более простому алгоритму, чем матричный. Используем разложение (2.19). Для окон сечением $a_0 \times b_0$ в локальной координатной системе бокового окна имеем $E_z = E_0 \sin(\pi y / a_0)$, $H_y = Z_{10} E_0 \sin(\pi y / a_0)$. Тогда нормальная компонента вектора Пойнтинга $S_x = Z_{10} E_0^2 \sin^2(\pi y / a_0)$, а средняя мощность

$P_n = Z_{10} E_0^2 b_0 a_0 / 4$. Здесь $Z_{10} = \sqrt{\mu_0 / \left[\varepsilon_0 \left(1 - \pi^2 / (k_0 a_0)^2 \right) \right]}$. Собственные моды E_k и

H_k имеют компоненты

$$\begin{aligned} E_{xk} &= A_{lmn} \cos(k_l x) \sin(k_m y) \sin(k_n z), \\ E_{yk} &= B_{lmn} \sin(k_l x) \cos(k_m y) \sin(k_n z), \\ E_{zk} &= C_{lmn} \sin(k_l x) \sin(k_m y) \cos(k_n z), \\ H_{xk} &= \tilde{A}_{lmn} \sin(k_l x) \cos(k_m y) \cos(k_n z), \\ H_{yk} &= \tilde{B}_{lmn} \cos(k_l x) \sin(k_m y) \cos(k_n z), \\ H_{zk} &= \tilde{C}_{lmn} \cos(k_l x) \cos(k_m y) \sin(k_n z). \end{aligned} \quad (2.31)$$

В силу уравнений Максвелла $\mathbf{H}_k = (-i\omega_k \mu_0)^{-1} \nabla \times \mathbf{E}_k$ коэффициенты подчинены соотношениям:

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{lmn} &= \frac{(k_m C_{lmn} - k_n B_{lmn})}{-i\omega_k \mu_0}, \\ \tilde{B}_{lmn} &= -\frac{(k_l C_{lmn} - k_n A_{lmn})}{-i\omega_k \mu_0}, \\ \tilde{C}_{lmn} &= \frac{(k_l B_{lmn} - k_m A_{lmn})}{-i\omega_k \mu_0}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Поскольку имеет место вырождение колебаний, вводим комбинацию E-мод и H-мод, обозначая $A_{lmn} = -(k_l k_n C_{lmn} - k_0 k_m C'_{lmn}) / (k_l^2 + k_m^2)$ и $B_{lmn} = -(k_m k_n C_{lmn} + k_0 k_l C'_{lmn}) / (k_l^2 + k_m^2)$. Как нетрудно видеть, такое представление удовлетворяет тождеству $\nabla \cdot \mathbf{E}_k = 0$, т.е. поля соленоидальные. Оставшиеся два произвольных коэффициента подчиняем

условию $C'_{lmn} = C_{lmn}$ и нормируем собственные колебания. Для нормировки берем условие

$$\begin{aligned} N_k^e = 1 &= \varepsilon_0 \int_V \mathbf{E}_k^2 dV = -N_k^h = -\mu_0 \int_V \mathbf{H}_k^2 dV = \\ &= \frac{\varepsilon_0 abc}{8} \left[A_{lmn}^2 (1 + \delta_{l0}) + B_{lmn}^2 (1 + \delta_{m0}) + C_{lmn}^2 (1 + \delta_{n0}) \right], \end{aligned}$$

откуда имеем

$$C_{lmn}^2 = \frac{8}{\varepsilon_0 abc} \left[(1 + \delta_{l0})(k_l k_n - k_0 k_m)^2 / (k_l^2 + k_m^2)^2 + (1 + \delta_{m0})(k_m k_n + k_0 k_l)^2 / (k_l^2 + k_m^2)^2 + (1 + \delta_{n0}) \right]^{-1}.$$

Норма пропорциональна энергии колебания. Теперь магнитные функции нормированы условием $N_k^h = -1$ (см. [140], стр. 357). Отрицательная норма соответствует наличию мнимой единицы в знаменателях соотношений (2.32) и означает переход в разные полупериоды электрической энергии колебаний в энергию магнитную и наоборот, т.е. сдвиг по фазе π). Тем самым мы получили невырожденные ортогональные системы соленоидальных векторных функций.

Рассмотрим два симметричных излучателя на боковых стенках (при $x=0$ и $x=a$) с магнитной поверхностной плотностью тока $j_{sy}^h(y, z) = E_0 \sin(\pi(y - y_0)/a_0) \Pi(z_s, z)$, т.е. с объемной плотностью $J_{sy}^h = j_{sy}^h(y, z)(\delta(x) + \delta(x - a))$. Здесь $\Pi(z_s, z)$ – прямоугольная функция (формфактор), равная единице в области $z_s \leq z \leq z_s + b_0$ и нулю в оставшейся. Индекс $s = 1, 2, \dots, N_s$ выполняет нумерацию боковых диафрагм. Выполняя интегрирование с $H_{yk}(0, y, z)$ и $H_{yk}(a, y, z)$, имеем вклад в коэффициенты

$$\alpha_{ks}^{(0)} = -iE_0 \tilde{B}_{lmn} \left(1 + (-1)^l\right) \omega_k \frac{\left[\sin(k_n(z_s + b_0)) - \sin(k_n z_s)\right] I_m}{2N_k^e k_n (\omega^2 - \omega_k^2)}, \quad (2.33)$$

$$\beta_{ks}^{(0)} = iE_0 \tilde{B}_{lmn} \left(1 + (-1)^l\right) \omega \frac{\left[\sin(k_n(z_s + b_0)) - \sin(k_n z_s)\right] I_m}{2N_k^e k_n (\omega^2 - \omega_k^2)}, \quad (2.34)$$

где обозначены интегралы, приведенные ниже. Рассмотрим теперь излучатель наверху. Для него $j_{px}^h(y, z) = E_0 \sin(\pi(x - x_0)/a_0) \Pi(z_p, z)$, и вклад в коэффициенты разложения полей вычисляется как интеграл с $H_{xk}(x, b, z)$ в виде

$$\alpha_{kp}^{(0)} = iE_0 \tilde{A}_{lmn} (-1)^m \omega_k \frac{\left[\sin(k_n(z_p + b_0)) - \sin(k_n z_p)\right] I_l}{2N_k^e k_n (\omega^2 - \omega_k^2)},$$

$$\beta_{kp}^{(0)} = iE_0 \tilde{A}_{lmn} (-1)^m \omega \frac{\left[\sin(k_n(z_p + b_0)) - \sin(k_n z_p) \right] I_l}{2N_k^e k_n (\omega^2 - \omega_k^2)},$$

$$I_l = 2 \int_{x_0}^{x_0+a_0} \sin(k_l x) \sin(\pi(x-x_0)/a_0) dx.$$

Здесь $p=1,2,\dots,N_p$ соответствует верхним окнам (в нашем случае $N_p=4$),

$I_l = I(k_l, a_0, x_0)$. Теперь имеем коэффициенты разложений:

$$\alpha_k^{(0)} = \sum_{s=1}^{N_s} \alpha_{ks}^{(0)} + \sum_{p=1}^{N_p} \alpha_{kp}^{(0)}, \quad \beta_k^{(0)} = \sum_{s=1}^{N_s} \beta_{ks}^{(0)} + \sum_{p=1}^{N_p} \beta_{kp}^{(0)},$$

учитывающие вклад от всех окон ввода энергии. Нулевой порядок теории возмущений означает $\alpha_k = \alpha_k^{(0)}$, $\beta_k = \beta_k^{(0)}$. Компоненты плотности тока поляризации имеют вид

$$\begin{aligned} J_x^p &= i\omega\varepsilon_0(\varepsilon-1) \sum_k \alpha_k A_{lmn} \cos(k_l x) \sin(k_m y) \sin(k_n z), \\ J_y^p &= i\omega\varepsilon_0(\varepsilon-1) \sum_k \alpha_k B_{lmn} \sin(k_l x) \cos(k_m y) \sin(k_n z), \\ J_z^p &= i\omega\varepsilon_0(\varepsilon-1) \sum_k \alpha_k C_{lmn} \sin(k_l x) \sin(k_m y) \cos(k_n z). \end{aligned} \quad (2.35)$$

Множитель $(\varepsilon-1)$ отличен от нуля только в области диэлектрика $(b-t)/2 < y < (b+t)/2$. Интегрируя по этой области, получаем поправки к полям, обусловленные заполнением. Указанные поправки определяются коэффициентами α_{kd} и β_{kd} . Уточненные поля определяются коэффициентами $\alpha_k^{(1)} = \alpha_{kd} + \alpha_k^{(0)}$, $\beta_k^{(1)} = \beta_{kd} + \beta_k^{(0)}$. Полагая $\alpha_k = \alpha_k^{(1)}$, $\beta_k = \beta_k^{(1)}$, имеем первый порядок теории возмущений. Его можно использовать, чтобы снова пересчитать плотности тока поляризации (2.35). При этом пересчитывать коэффициенты $\alpha_k^{(0)}$, $\beta_k^{(0)}$ не нужно, они вычисляются один раз, что определяет простоту метода. В случае не слишком большой величины $\varepsilon-1$ и малого коэффициента заполнения $t/b \ll 1$ возмущение поля диэлектриком мало, и итерационный процесс сходится весьма быстро за 1–2 итерации. Интегралы в (2.35) вычисляются весьма просто в виде однократных сумм:

$$I_{xk} = \int_{V_d} J_x^p E_{xk} dx dy dz = \frac{i\omega\varepsilon_0(\varepsilon-1)ac}{8} (1 + \delta_{l0}) \sum_{m'} \alpha_k A_{lmn} A_{lm'n} I_{xnm'},$$

$$I_{yk} = \int_{V_d} J_y^p E_{yk} dx dy dz = \frac{i\omega\epsilon_0(\epsilon-1)ac}{8} \sum_{m'} \alpha_k B_{lmn} B_{lm'n} I_{ymn'}, \quad (2.36)$$

$$I_{zk} = \int_{V_d} J_z^p E_{zk} dx dy dz = \frac{i\omega\epsilon_0(\epsilon-1)ac}{8} (1 + \delta_{n0}) \sum_{m'} \alpha_k C_{lmn} C_{lm'n} I_{zmm'},$$

На рисунках 2.37 – 2.39 приведены результаты расчета квадрата поля $|E|^2$ в плоскости $y = b/2$ от x и z в камере длиной 2 м, шириной 0,9 м и высотой 0,1 м с продуктом толщина 3 см и $\epsilon = 3 - 0.3i$ при 6 окнах ввода энергии на каждой из боковых стенок и 4 окнах ввода сверху на частоте 2,45 ГГц. Вводимая мощность через каждое окно полагалась равной 500 Вт. Результат сходится для трех итераций. В приведенном расчете использовано 11 вариаций по каждой из осей, т.е. более 1000 мод, что привело ко времени счета порядка нескольких секунд на персональном компьютере малой производительности. Моды высоких порядков вносят малый вклад, поэтому их можно не учитывать, не снижая порядок точности. Поле симметрично относительно плоскостей $x = a/2$ и $z = c/2$. На рисунке 2.39 также приведены результаты моделирования той же структуры в CST MS с заданием портов в глубине отрезков волноводов. Как видно, имеет место хорошее совпадение и относительно равномерный нагрев. Также имеет место хорошее соответствие распределения $|E|^2$ в сечениях (рисунки 2.37, 2.38). Моделирование в CST MS занимает примерно час на компьютере высокой производительности.

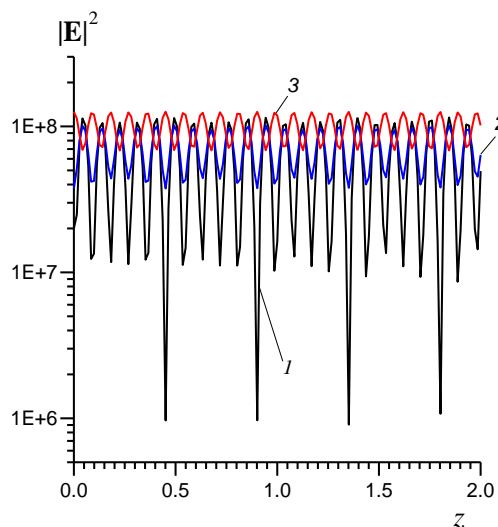


Рисунок 2.37. Зависимость $|E|^2$ (V^2/m^2) от координаты z (м) при разных значениях координаты x (м): 0.0 (кривая 1), 0.1 (2), 0.2 (3) и $y=b/2$

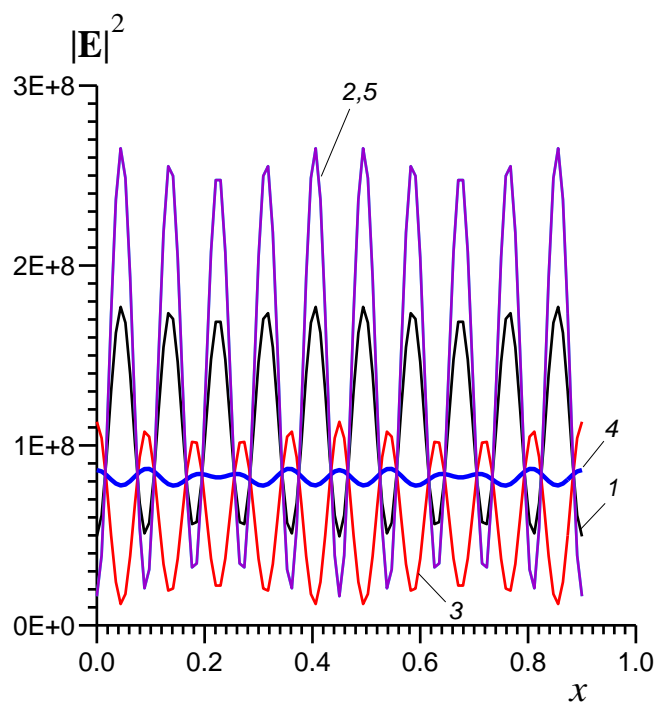


Рисунок 2.38. Зависимость $|E|^2$ (B^2/m^2) от координаты x (м) при разных значениях координаты z (м): 0.25 (кривая 1), 0.3 (2), 1.0 (3), 1.75 (4), 1.7 (5) и $y=b/2$

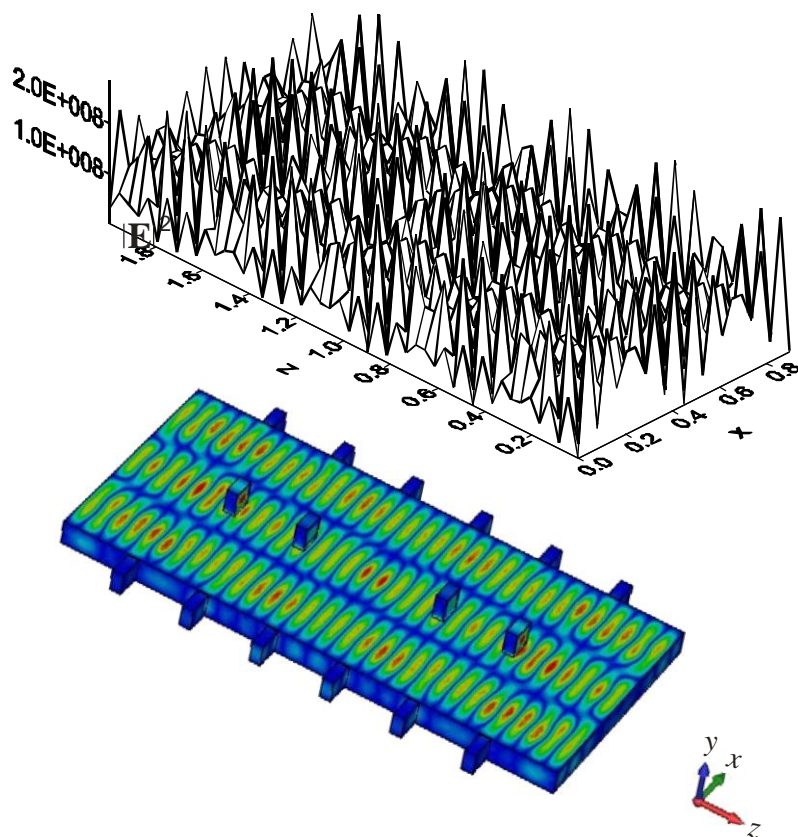


Рисунок 2.39. Распределение $|E|^2$ (B^2/m^2) в плоскости x, z при $y=b/2$ на основе теории возбуждения (сверху) и моделирование в пакете CST (снизу)

Таким образом, можно отметить, что предложенный метод позволяет быстро рассчитывать и оптимизировать поля внутри прямоугольного резонатора. Возможно получение равномерного тепловыделения на весьма большой поверхности, что можно использовать при вакуумно-плазменном напылении [138, 152]. Модель может быть использована для оценки предельных мощностей СВЧ при запитывании резонатора несколькими источниками. Для решения подобных нелинейных задач удобен итерационный метод, изложенный в работе [153].

2.7 Анализ электрической прочности резонатора

В качестве простейшей модели для оценки мощности СВЧ, при которой наступает электрический пробой, рассмотрим прямоугольный резонатор, заполненный электронной плазмой. Холодная плазма имеет диэлектрическую проницаемость

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 - i\omega\omega_{col}}. \quad (2.37)$$

Принимая плазму однородной, можно считать, что плазменные частоты определяются концентрацией электронов: $\omega_p^2 = e^2 N_e / (\varepsilon_0 m_e)$. Концентрация ионосферной плазмы сильно изменяется с высотой, временем суток, солнечной активностью и другими факторами. Согласно работе [154], её концентрация изменяется примерно от $1,4 \cdot 10^6 \text{ см}^{-3}$ на высоте 100 км до $4,1 \cdot 10^6 \text{ см}^{-3}$ на высоте 350 км. Частоты столкновений электронов ω_{col} уменьшаются с высотой, но всегда на 3-4 порядка меньше плазменных, поэтому диэлектрическая проницаемость (2.37) близка к единице. Не учитывая замагниченность плазмы, частоты рассматриваемого резонатора можно записать следующим образом:

$$\omega_{klm} = c \sqrt{\left(\frac{k\pi}{\varepsilon a_x}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{\varepsilon a_y}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{\varepsilon a_z}\right)^2} \approx c \sqrt{\left(\frac{k\pi}{a_x}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{a_y}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{a_z}\right)^2}. \quad (2.38)$$

Механизм пробоя состоит в ударной ионизации плазмы [155, 156]. Длина свободного пробега низкоэнергетических электронов в воздухе λ_{frl} около 1 мкм.

Энергия ионизации молекул кислорода 12,2 эВ, азота – 15,6 эВ. С ростом частоты поля способность к ионизации падает, поскольку за период колебаний электроны изменяют направление скорости и не успевают сталкиваться [156]. Запасенная усредненная за период в плазме за счет поля кинетическая энергия колебаний электрона равна [156] $\langle E_{ke}(\omega) \rangle = m_e^{-1} (e|E|/2)^2 / (\omega^2 + \omega_{cl}^2)$. Для плотности мощности можно записать $\partial_t W(\mathbf{r}, t) = \partial_t [\varepsilon_0 E_x^2(\mathbf{r}, t) + N_e E_e(\mathbf{r}, t)]$, и для мгновенной плотности энергии имеем $W(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 E_x^2(\mathbf{r}, t) + N_e E_e(\mathbf{r}, t)$. Сильная ударная ионизация водородной (электрон-протонной) плазмы происходит, когда энергия электрона близка к энергии ионизации атома водорода $W_e = 13,6$ эВ, а длина свободного пробега сравнима с длиной, которую проходит электрон за полупериод волны, что дает оценку порога греющего поля для такой плазмы $\tilde{E} / \omega = 17,6$ В·с⁶/м. Для частоты 0,5 МГц напряженность поля составляет $\tilde{E} = |E| = 55$ В/м. Потенциалы ионизации газов в ионосфере имеют примерно такой же порядок. Поэтому для частот порядка 1 ГГц пороговое значение поле составляет порядка 10³ В/м. Отметим, что при атмосферном давлении в электростатическом поле пробойная напряженность примерно равна 30 кВ/см. Однако приведенная величина соответствует порогу начала ударной ионизации. Более точный учет степени ионизации требует вычисления вероятностей ступенчатых многоэлектронных процессов возбуждения атомов, что представляет собой отдельную сложную задачу. Вместо решения кинетического уравнения, удобно использовать феноменологические формулы зависимости концентрации от энергии электронов, например [156]

$$N_e = N_0 \exp(-E_{ke} / W_e) + N_m [1 - \exp(-E_{ke} / W_e)]. \quad (2.39)$$

Здесь N_m – концентрация при максимальной ионизации. Согласно (2.39) при $E_{ke} \gg W_e$ происходит полная ионизация, а при $E_{ke} = 0$ возникает начальная ионизация, не связанная с амплитудой волны и обусловленная внешней радиацией. Пусть $\partial_t N_e(t) = \omega_{cl} \alpha \exp(E_{ke}(t) / W_e)$, где параметр α характеризует ударную ионизацию. Тогда

$$N_e(t) = n_0 + \omega_{cl} \alpha \int_0^t \exp(E_e(t')/W_e) dt'. \quad (2.40)$$

Рассмотрим решение уравнения движения с учетом столкновений:

$$\partial_t^2 x = -(e/m) E_x(z, t) - \omega_{cl} v_x(z, t). \quad (2.41)$$

$$v_x(z, t) = -(e/m_e) \int_0^t E_x(z, t') dt' - \omega_{cl} \int_0^t v_x(z, t') dt'. \quad (2.42)$$

Здесь для простоты рассмотрен одномерный случай в плоской волне. Подставляя сюда скорость из (2.42) без учета столкновений, получаем:

$$v_x(z, t) = -(e/m_e) \int_0^t E_x(z, t') dt' + (e\omega_{cl}/m_e) \int_0^t \int_0^{t'} E_x(z, t'') dt'' dt'. \quad (2.43)$$

В результате выражение для энергии электронов с учетом столкновений примет вид

$$E_{ke}(z, t) = (e^2/2m_e) \left[\int_0^t E_x(z, t') dt' - \omega_{cl} \int_0^t \int_0^{t'} E_x(z, t'') dt'' dt' \right]^2. \quad (2.44)$$

Используя запасенную за счет колебаний электронов кинетическую энергию, представленную в формуле (2.44), можно решать нестационарные задачи.

Оценку максимально допустимой СВЧ-мощности можно провести следующим образом. Получив из (2.37) и (2.38) нелинейное уравнение для определения собственной частоты, а затем решив задачу о возбуждении резонатора, определим максимальное значение поле. Далее вычислим кинетическую энергию электронов и диэлектрическую проницаемость. Указанную нелинейную задачу решим при разных мощностях итерационно на частоте возбуждения. Определяет критическую мощность, когда резонансная частота начинает сильно изменяться относительно частоты возбуждения. Записывая приближенное уравнение движения электрона в поле волны в виде $\ddot{x} = E_0(e/m_e)\cos(\omega t)$, имеем скорость $\dot{x} = E_0 \sin(\omega t)e/(\omega m_e) + \dot{x}_0$ и смещение $x = -E_0 \cos(\omega t)e/(\omega^2 m_e) + \dot{x}_0 t + x_0$. Полагая начальную скорость равной нулю, получаем средний за период квадрат скорости $\langle \dot{x}^2 \rangle = 2E_0^2 e^2 / (2\omega m_e)^2$ и смещение за период $\langle \Delta x \rangle = 2E_0 e / (\omega^2 m_e)$. Выразим эти величины через среднюю плотность энергии в вакууме $\langle W_0 \rangle = \varepsilon_0 E_0^2 / 2$. Для резона-

тора эту величину можно усреднить по объему. Имеем $m_e \langle \dot{x}^2 \rangle N_e = \langle W_0 \rangle \omega_p^2 / \omega^2$, $\Delta x e N_e = 2\sqrt{2\langle W_0 \rangle \varepsilon_0 \omega_p^2} / \omega^2$, $\langle \Delta x^2 \rangle e^2 N_e^2 = \langle W_0 \rangle \varepsilon_0 \omega_p^4 / \omega^4$. Для плазмы $\langle W \rangle \approx \langle W_0 \rangle (2 + \omega_p^2 / \omega^2) / 2$ [156–158], поэтому вблизи плазменной частоты и ниже происходит накачка плазмы энергией колебаний зарядов. Полагая $\langle \Delta x \rangle = \lambda_{frl}$, $m_e \langle \dot{x}^2 \rangle / 2 = W_i = \langle W_0 \rangle \omega_p^2 / (N_e \omega^2)$, где $W_i \sim 15$ эВ – энергия ионизации. Имеем $\lambda_{frl} = 2E_0 e / (\omega^2 m_e)$, $m_e \langle \dot{x}^2 \rangle / 2 = W_i = \langle W_0 \rangle \omega_p^2 / (N_e \omega^2)$, или $W_i = \varepsilon_0 E_0^2 \omega_p^2 / (2N_e \omega^2) = E_0 e \lambda_{frl} / 4$. С высотой величина $N_0(h)$ примерно по линейному закону $N_0(h) \approx N_0(h_0)(1 + h/h_0)$, где можно взять $h_0 = 100$ км, $N_0(h_0) = 1.4 \cdot 10^6$ см⁻³, а величина $N_m(h) \approx N_0(h_0)(1 + h/h_0)$ падает примерно по закону $N_m(h) \approx N_m(h_0) \exp(-h_0/h)$, где $N_m(h_0) = 9 \cdot 10^{15}$ см⁻³ – концентрация неионизированных атомов на высоте h_0 . Длина свободного пробега $\lambda_{frl} = 2^{5/2} / (\pi N \sigma_a^2)$, где N – молярная концентрация, σ_a – сечение рассеяния на атоме. На указанной высоте (граница слоя Хевисайда) длина свободного пробега порядка 3 м, поэтому условие $\langle \Delta x \rangle = \lambda_{frl}$ может быть выполнено только на сверхнизких частотах, а на СВЧ ионизация происходит за несколько десятков и более колебаний электрона в поле волны. При этом становятся существенными процессы многоэлектронных возбуждений атомов в метастабильные состояния с последующей ионизацией. При этом важны функции распределения электронов плазмы от давления и температуры [160]. Характерные кривые зависимости температуры и давления от высоты приведены на рисунке 2.40.

Процесс электрического пробоя является нестационарным, нелинейным, неустойчивым и трудно подлежащим моделированию, поэтому приведенные результаты могут определять начальные значения наступления пробоя. Кроме ионизации следует учитывать и рекомбинацию, а также возможность многоэлектронной ионизации, когда атом возбуждается несколькими электронами. Локальное повышение поля или концентрации нарастает лавинообразно, поэтому оптимальными конструкциями являются такие, где нет острых ребер области сильных полей. СВЧ ионизация и пробоем рассматривались в ряде работ [159–165]. Пробоем в

резонаторе развивается как нестационарный движущийся объемный плазмон, а также как поверхностный плазмон, например, вдоль штырей или петель возбуждения. Строгая теория требует получения нестационарных интегральных уравнений возбуждения резонатора такими штырями в присутствии плазменных образований и итерационных методов их решения, что даже для простейших стационарных случаев является непростой задачей [166, 167]. С увеличением частоты сигнала увеличивается время нарастания концентрации электронов при образовании пробоя, при этом усиливается роль рекомбинации и диффузии. Также в резонаторе велика роль вторичных электронов, выбиваемых с его поверхности и с элементов связи, где поле особенно сильное. Экспериментальные данные из [160] приведены на рисунках 2.41, 2.42.

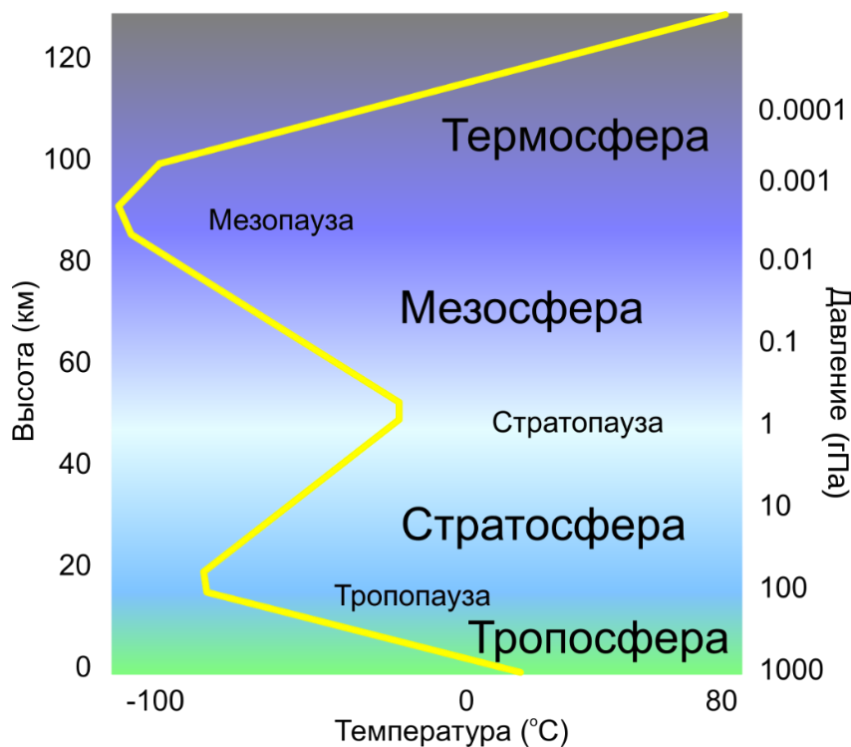


Рисунок 2.40. Примерные зависимости давления и температуры от высоты

Простейшую оценку зависимости критических значений поля можно провести на основе простой приближенной формулы [159, 160]: $E_{cr} = 30p2^{1/2}\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_{cl}^2}$ (В/см), где p – давление (Торр), $\omega_{cl} = 4 \cdot 10^9 p$ – частоты столкновений. Полученные результаты представлены в таблице 2.11.

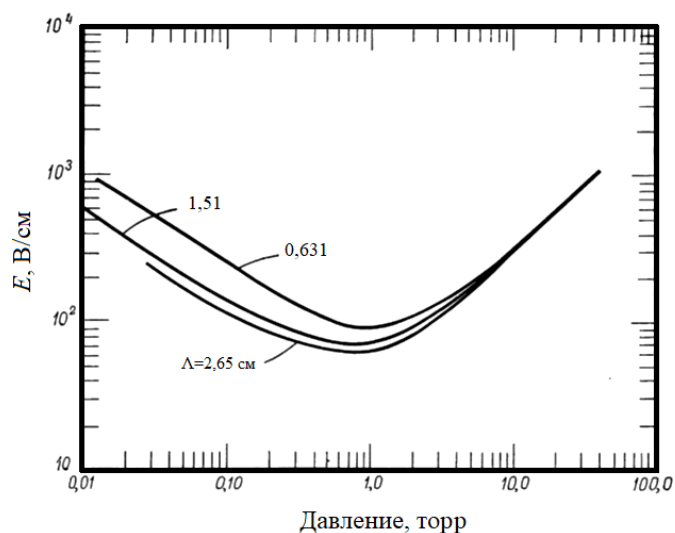


Рисунок 2.41. Зависимость пробойного поля от давления в разрядной камере для воздуха на частоте 992 МГц при разной диффузионной длине Λ [160]

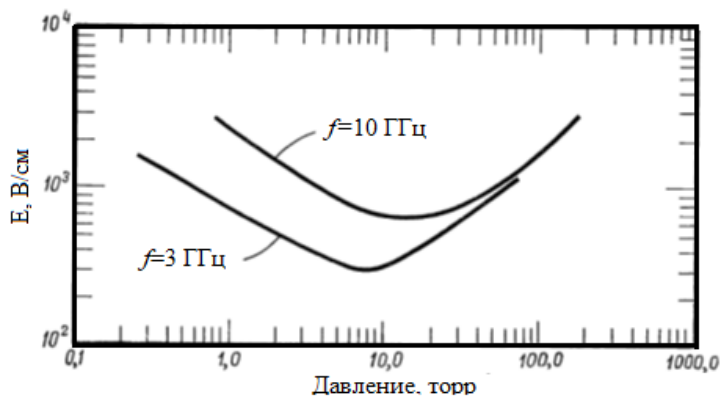


Рисунок 2.42. Зависимость пробойного поля от давления для различных частот Нег-газа (смесь Ne и Hg) при диффузионной длине $\Lambda=0,6$ см

Таблица 2.11. Зависимость критического поля E_{cr} , В/см от давления p и частоты ω

Частота ω , ГГц	Давление p , торр					
	5,0	1,0	0,5	0,1	0,05	0,01
0,1	212,12	42,41	21,23	4,37	2,37	1,14
0,5	212,16	42,73	21,85	6,79	5,71	5,32
1,0	212,36	43,71	23,702	11,42	10,81	10,61
2,0	213,16	47,41	29,98	21,62	21,31	21,20
5,0	218,63	67,87	57,08	53,17	53,04	53,00
10,0	237,14	114,65	108,10	106,09	106,02	106,00
50,0	570,83	531,69	530,42	530,02	530,00	530,00

2.8 Выводы по второй главе

Во второй главе работы были решены следующие радиофизические задачи, имеющие научную новизну:

1. Проведен электродинамический анализ КВП и их элементов, показавший пути уменьшения габаритных размеров указанных устройств, улучшения их частотных характеристик и повышения электрической прочности [168, 169,].

2. Разработан алгоритм оптимального синтеза КВП, базирующийся на использовании эквивалентных схем, отличающийся тем, что он обеспечивает меньшее время оптимизации электродинамической модели перехода и позволяет учитывать его электрическую прочность. Это позволяет не только вычислять параметры матрицы рассеяния устройства, но и определять уровень допустимой рабочей мощности системы, а также снизит время оптимизации по строгой модели [168].

3. Синтезированы и исследованы структуры малогабаритных КВП индуктивного типа для прямоугольных волноводов стандартного сечения и уменьшенной высоты, отличающиеся от известных аналогов меньшими габаритами и отсутствием твердых диэлектриков в коаксиальном соединителе, что положительно сказывается на их электрической прочности [170-177].

4. Разработаны и исследованы электродинамические структуры малогабаритных КВП индуктивного типа для прямоугольных волноводов стандартного сечения и уменьшенной высоты, в которых подключение коаксиальной линии к волноводу осуществлена через его узкую боковую стенку [178, 179].

5. Предложена и исследована электродинамическая структура соосного КВП, отличающаяся от известных аналогов тем, что в ней используется емкостной тип связи. Это значительно упрощает конструкцию и положительно сказывается на технологичности устройства [180].

6. Получены соотношения, определяющие возбуждение резонатора, содержащего диэлектрические элементы. Приведены соотношения для оценки значения критических полей при проектировании бортовых устройств обработки и передачи СВЧ-сигналов [153, 166, 167, 181-185].

Глава 3. Синтез широкополосных фиксированных фазовращателей с новыми структурами электрических цепей на основе одиночных и связанных линий передачи со шлейфами

В данной главе диссертации приводятся результаты синтеза широкополосных фиксированных фазовращателей (ФФ) на основе новых структур электрических цепей фазосдвигающих каналов (ФК) из отрезков одиночных и связанных линий передачи (ЛП), нагруженных короткозамкнутыми шлейфами. В указанных исследованиях ставится задача полного использования потенциальных возможностей изучаемых структур электрических цепей с целью построения предельно-достижимых параметров фазочастотных (ФЧХ) и амплитудно-частотных (АЧХ) характеристик фиксированных фазовращателей.

Для создания теоретических основ успешной практической реализации ФФ исследованы процессы распространения и трансформации электромагнитных волн в исследуемых микрополосковых структурах.

Общая структурная схема фиксированного фазовращателя (ФФ) показана на рисунке 3.1.

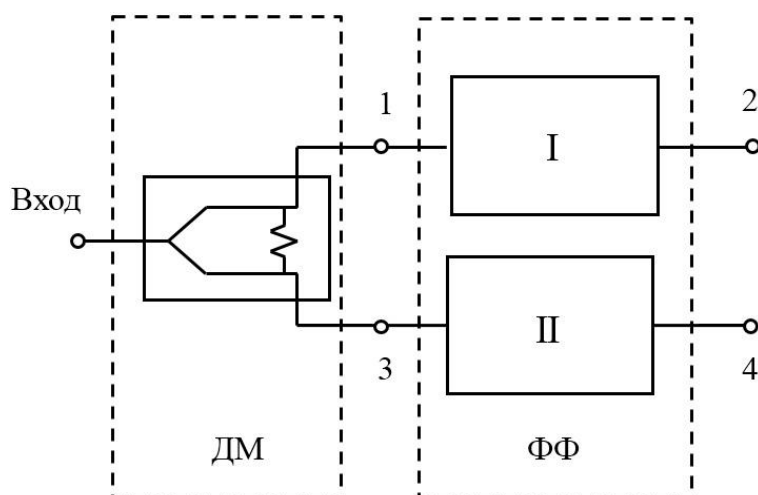


Рисунок 3.1. Структурная схема фиксированного фазовращателя (ФФ): ДМ – делитель мощности, I – фазосдвигающий канал, II – опорный канал

Используемый в диссертационной работе алгоритм создания и исследования фиксированных фазовращателей включает в себя решение следующих задач;

1. Постановка задачи синтеза;
 2. Поиск оптимальной структуры электрической цепи устройства;
 3. Анализ устройства, включающий построение математических моделей разного уровня и предварительный расчёт на их основе электрических характеристик функционального устройства. К таким моделям относится, в частности, модель в приближении Т-волн;
 4. Решение задачи аппроксимации (оптимизации) заданных характеристик синтезируемого устройства с помощью симплекс-метода (метод Нелдера-Мида);
 5. Поиск оптимальной геометрической конфигурации базовых элементов с использованием схемотехнического и электродинамического моделирования;
 6. Оптимизация геометрических размеров найденной конфигурации базовых элементов;
 7. Разработка комплекта конструкторской документации;
 8. Изготовления экспериментального образца устройства;
 9. Экспериментальное исследование устройства.
- Оценка работоспособности ФФ в условиях пониженного атмосферного давления дана на основе анализа распределения электромагнитных полей и конфигурации ЛП.

3.1 Структуры на основе одиночных ступенчатых линий передачи со ступенчатым шлейфом

Наиболее технологичными, простыми и стойкими к электрическому пробую являются структуры ФФ с ФК на основе одиночных ЛП со шлейфами. Хорошо изучены ФФ с ФК на основе одиночных ЛП с однородными короткозамкнутыми шлейфами [90, 92, 93]. Однако имеет научный и практический интерес исследование структур ФФ с неоднородными короткозамкнутыми шлейфами. Поэтому рассмотрим в приближении Т-волн модель ФФ, у которого структура ФК образована симметричной трехступенчатой ЛП, в центре которой параллельно включен короткозамкнутый трехступенчатый шлейф, а ОК выполнен в виде отрезка однородной ЛП (рисунок 3.2). Для удобства аналитического описания модели ФК центральный отрезок ЛП представим в виде каскадного соединения двух отрезков ЛП равной длины, между которыми параллельно включен шлейф.

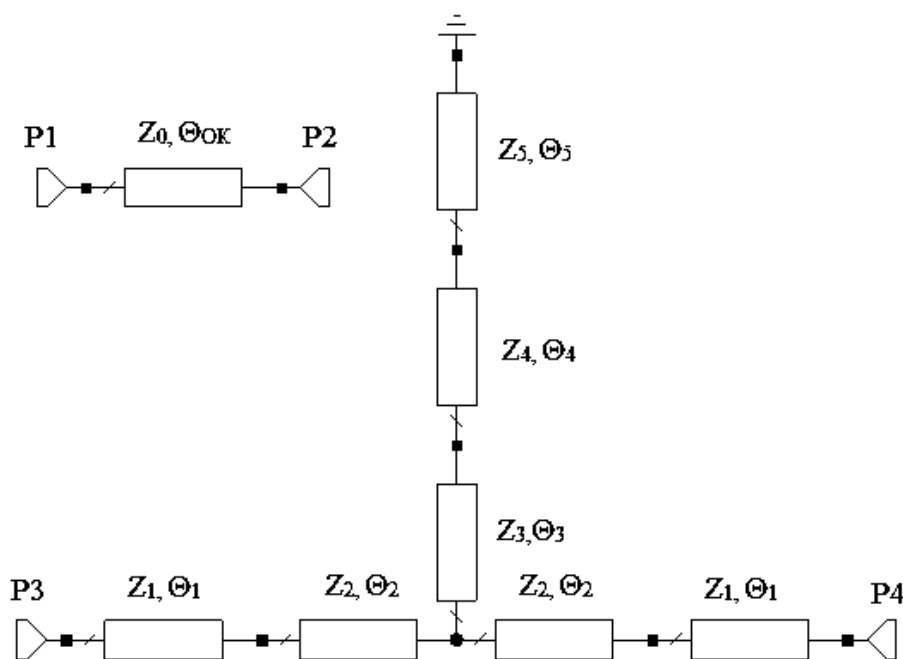


Рисунок 3.2. Модель ФФ с трехступенчатым ФК в приближении Т-волн.

Анализ исследуемой структуры ФК удобно проводить, рассматривая классическую нормированную матрицу передачи $[A]$, полученную в результате перемножения матриц передачи соответствующих элементов ФК [135]:

$$[A] = [A_1] \times [A_2] \times [A_{sub}] \times [A_2] \times [A_1], \quad (3.1)$$

$$[a_n] = \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_n \frac{f_0}{f}\right) & i \frac{Z_n}{Z_0} \sin\left(\theta_n \frac{f_0}{f}\right) \\ i \frac{Z_0}{Z_n} \sin\left(\theta_n \frac{f_0}{f}\right) & \cos\left(\theta_n \frac{f_0}{f}\right) \end{bmatrix}, \text{ где } n=1, 2 - \text{ номер отрезков ЛП,} \quad (3.2)$$

матрица передачи короткозамкнутого шлейфа

$$[A_{stub}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Z_0}{Z_{stub}} & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

волновое сопротивление короткозамкнутого ступенчатого шлейфа

$$Z_{stub} = Z_3 \frac{\left[\frac{Z_4^I + iZ_3 \operatorname{tg}\left(\theta_3 \frac{f_0}{f}\right)}{Z_3 + iZ_4^I \operatorname{tg}\left(\theta_3 \frac{f_0}{f}\right)} \right]}{\left[\frac{Z_4^I + iZ_3 \operatorname{tg}\left(\theta_3 \frac{f_0}{f}\right)}{Z_3 + iZ_4^I \operatorname{tg}\left(\theta_3 \frac{f_0}{f}\right)} \right]}, \quad (3.4)$$

$$Z_4^I = Z_4 \frac{\left[\frac{Z_5^I + iZ_4 \operatorname{tg}\left(\theta_4 \frac{f_0}{f}\right)}{Z_4 + iZ_5^I \operatorname{tg}\left(\theta_4 \frac{f_0}{f}\right)} \right]}{\left[\frac{Z_5^I + iZ_4 \operatorname{tg}\left(\theta_4 \frac{f_0}{f}\right)}{Z_4 + iZ_5^I \operatorname{tg}\left(\theta_4 \frac{f_0}{f}\right)} \right]}, \quad (3.5)$$

$$Z_5^I = iZ_5 \operatorname{tg}\left(\theta_5 \frac{f_0}{f}\right) \quad (3.6)$$

θ_n – электрическая длина n -ого отрезка ЛП, $n=1 \dots 6$ – номер отрезка ЛП ФК и ОК, f – частота, f_0 – центральная частота диапазона.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) фиксированного фазовращателя определяется выражением

$$\varphi(f, \overline{M}) = \varphi_{OK}(f, \overline{M}_1) - \varphi_{ФК}(f, \overline{M}_2), \quad (3.7)$$

где $\varphi_{OK}(f, \overline{M}_1), \varphi_{ФК}(f, \overline{M}_2)$ – ФЧХ ОК и ФК, $f \in [f_1, f_2]$, f_1, f_2 – граничные частоты рабочего диапазона, $\overline{M}_1, \overline{M}_2$ – векторы варьируемых параметров ОК и ФК соответственно. Тогда, используя (3.1-3.7) и учитывая электрическую длину θ_{OK} опорного канала, можно получить ФЧХ исследуемой структуры ФФ:

$$\varphi(f, \overline{M}) = \theta_{OK} \left(\frac{f_0}{f} \right) + \arg(S_{12}), \quad (3.8)$$

а также амплитудно-частотную характеристику (АЧХ):

$$|S_{11}(f, \bar{M})| = \sqrt{1 - |S_{12}(f, \bar{M})|^2}, \quad (3.9)$$

где $S_{11}(f, \bar{M})$ – коэффициент отражения, $S_{12}(f, \bar{M})$ – элемент матрицы рассеяния, определяемый выражением

$$S_{12} = \frac{2}{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}, \quad (3.10)$$

$A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$ – элементы нормированной матрицы передачи [а].

Используя (3.10), можно получить выражение для определения коэффициента стоячей волны по напряжению

$$КСВН = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}. \quad (3.11)$$

Поскольку структуры со шлейфами являются отражающими и, следовательно, добиться идеального согласования невозможно даже теоретически, при решении задачи синтеза возникает необходимость поиска компромиссного решения между максимальным значением коэффициента стоячей волны по напряжению ($КСВН_{\max}$) плеч ФФ и отклонением ФЧХ от заданного номинального значения в рабочем диапазоне частот. Учитывая это условие, задача параметрического синтеза ставится в виде двухкритериальной задачи чебышевской аппроксимации:

$$\begin{aligned} \min_M \max_{f \in [f_1, f_2]} |\varphi_0 - \varphi(f, \bar{M})|, \\ \min_M \max_{f \in [f_1, f_2]} КСВН(f, \bar{M}), \end{aligned} \quad (3.12)$$

где f_1, f_2 – граничные частоты рабочего диапазона, φ_0 – заданное номинальное значение фазового сдвига, $\varphi(f, \bar{M})$ – фазочастотная характеристика фазовращателя, $\bar{M} = (Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, \theta_{OK}, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5)$ – вектор варьируемых параметров, включающий в себя волновые сопротивления отрезков ступенчатой линии Z_1, Z_2 и отрезков ЛП шлейфа Z_3, Z_4, Z_5 , электрические длины $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$ отрезков ЛП, образующих ФК, и электрическую длину θ_{OK} отрезка ЛП опорного канала (рисунок 3.2).

Волновые сопротивления Z_0 подводющих линий и опорного канала полагались равными 50 Ом.

Решение задачи параметрического синтеза осуществлялось с помощью симплексного метода оптимизации (метод Нелдера-Мида).

Анализ полученных результатов

В результате параметрического синтеза структуры ФФ получено два типа оптимальных решений, отличающихся друг от друга соотношениями между значениями волновых сопротивлений и электрических длин элементов ФК. Рассмотрим эти решения подробнее.

Решение первого типа

Оптимальные значения параметров трехступенчатых фазовращателей для номинального фазового сдвига $\varphi_0 = 22,5^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ и коэффициента перекрытия рабочего диапазона частот $\kappa = 1,5; 2; 3$ ($\kappa = f_2/f_1$) для первого типа решения приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Оптимальные параметры ФФ с трехступенчатым ФК первого типа

κ	φ_0 , град	22,5	45	90	135
1,5	$\Delta\varphi$, град	0,0447	0,1742	0,2597	0,5370
	$KCBH_{\max}$	1,0064	1,0114	1,0480	1,0610
	Z_1 , Ом	39,547673	20,201403	12,848607	18,698394
	Z_2 , Ом	44,243989	48,041086	40,771341	28,653462
	Z_3 , Ом	52,792036	18,694284	11,563484	6,203614
	Z_4 , Ом	79,034502	41,648062	18,024023	7,295453
	Z_5 , Ом	92,922135	64,073695	61,675807	10,942186
	Θ_1 , град	6,604917	10,419172	9,652911	12,257995
	Θ_2 , град	80,881569	52,804940	50,101397	69,261105
	Θ_3 , град	1,259820	15,162816	28,860941	24,827172
	Θ_4 , град	33,300752	33,336519	31,603157	24,561274
	Θ_5 , град	53,821382	31,844423	7,450160	28,479512
Θ_{OK} , град	198,515081	190,016132	232,398076	306,299703	

Продолжение таблицы 3.1.

2	$\Delta\varphi$, град	0,2211	0,5297	1,3150	2,3450
	$KCBH_{\max}$	1,0269	1,0480	1,1572	1,3975
	Z_1 , Ом	38,451140	19,903926	24,395012	14,436205
	Z_2 , Ом	43,625484	46,730617	37,930315	73,616226
	Z_3 , Ом	51,575235	18,748853	8,177710	4,861881
	Z_4 , Ом	78,292007	43,869247	21,424752	8,694540
	Z_5 , Ом	91,854498	66,234989	27,288398	23,217282
	Θ_1 , град	6,059462	10,865672	29,351010	26,777423
	Θ_2 , град	80,957719	52,906735	45,107123	17,273071
	Θ_3 , град	0,870852	14,495493	21,861393	19,214274
	Θ_4 , град	13,935799	33,904021	27,012371	21,148186
	Θ_5 , град	75,295353	32,657434	21,612269	23,341881
	Θ_{OK} , град	197,418941	191,136339	256,756811	283,423317
3	$\Delta\varphi$, град	0,8200	1,6910	5,3470	12,3100
	$KCBH_{\max}$	1,1260	1,2494	1,6944	2,4050
	Z_1 , Ом	35,947710	24,011666	20,798394	11,725297
	Z_2 , Ом	41,563040	52,085502	31,496962	62,979325
	Z_3 , Ом	63,324941	10,252000	8,698358	5,068614
	Z_4 , Ом	85,871772	56,380036	22,009917	8,938709
	Z_5 , Ом	99,985326	60,320263	22,777640	26,094707
	Θ_1 , град	6,554364	22,349266	29,629716	26,852005
	Θ_2 , град	79,953193	36,446425	46,709147	16,890505
	Θ_3 , град	1,920614	11,396556	20,165559	10,536482
	Θ_4 , град	8,296501	32,913037	32,036081	32,312029
	Θ_5 , град	80,271957	37,113515	27,032881	28,182205
	Θ_{OK} , град	196,335344	188,690305	259,983246	290,038940

Можно отметить, что оптимальные значения волнового сопротивления ЛП подчиняются соотношению $Z_1 < Z_2$, при этом волновое сопротивление Z_1 первого отрезка всегда ниже волнового сопротивления Z_0 подводных линий. Также уста-

новлено, что волновые сопротивления Z_3, Z_4, Z_5 отрезков ЛП, образующих шлейф, монотонно возрастают в направлении от точки включения шлейфа к «земле».

При $\varphi_0=22,5^\circ$ волновое сопротивление отрезков шлейфа достигает высоких значений, что вызывает определенные технологические трудности реализации ФФ. Поэтому при решении задачи оптимизации были введены ограничения на максимальное значение волнового сопротивления $Z_3, Z_4, Z_5 < 100$ Ом. Для $\varphi_0=90^\circ, 135^\circ$ оптимальное волновое сопротивление отрезков шлейфа становится меньше 30 Ом.

Анализ полученных оптимальных электрических параметров модели фазовращателя позволяет сделать вывод о том, что структура ФК образована из двух типов ступенчатых ЛП. Для одиночной линия характерна зависимость $Z_1 < Z_0, Z_1 < Z_2, Z_0 \approx Z_2$, а для линии передачи, образующей шлейф, $Z_3 < Z_4 < Z_5$.

Решение второго типа

Полученные оптимальные значения электрических параметров ФФ с трехступенчатым ФК для $\varphi_0 = 22,5^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, \kappa=1,5; 2; 3$ и их частотные характеристики для второго типа решений приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2. Оптимальные параметры ФФ с трехступенчатым ФК второго типа

κ	φ_0 , град	22,5	45	90	135
1,5	$\Delta\varphi$, град	0,0500	0,1213	0,7660	0,5500
	$KCBH_{\max}$	1,0046	1,0108	1,0305	1,0765
	Z_1 , Ом	47,007368	42,974716	37,710103	56,487939
	Z_2 , Ом	43,470508	37,773945	32,410482	26,739104
	Z_3 , Ом	94,831469	46,000373	26,670415	10,002484
	Z_4 , Ом	33,642244	27,378230	8,584302	5,651270
	Z_5 , Ом	94,831469	46,000373	26,670415	10,002484
	Θ_1 , град	28,206316	34,028435	0,105840	6,561365
	Θ_2 , град	74,566073	66,778835	86,042205	88,308475
	Θ_3 , град	28,565787	23,214716	26,601915	22,435564
	Θ_4 , град	4,156165	25,057419	27,624058	32,188224
	Θ_5 , град	49,486149	31,580477	20,758907	26,820690
Θ_{OK} , град	227,079953	243,575147	258,622234	321,015247	

Продолжение таблицы 3.2

2	$\Delta\varphi$, град	0,2801	0,5800	2,5100	2,7690
	$KCBH_{\max}$	1,0195	1,0530	1,1470	1,3677
	Z_1 , Ом	48,568005	42,154781	30,307794	62,609460
	Z_2 , Ом	42,374075	36,518904	30,816506	24,090084
	Z_3 , Ом	91,865804	49,212528	30,209822	10,006799
	Z_4 , Ом	27,433207	28,644056	8,377807	10,006798
	Z_5 , Ом	91,865804	49,212528	30,209822	10,006797
	Θ_1 , град	47,546593	35,415763	2,674412	9,347449
	Θ_2 , град	80,487273	66,354989	83,388797	89,897024
	Θ_3 , град	71,960201	22,459886	23,026652	26,170052
	Θ_4 , град	8,707718	25,211301	21,669651	29,494502
	Θ_5 , град	9,384732	30,970470	24,025843	27,629672
	Θ_{OK} , град	277,279955	245,196394	258,840878	332,020222
3	$\Delta\varphi$, град	0,8450	1,9800	5,6270	12,5800
	$KCBH_{\max}$	1,0825	1,1830	1,6954	2,5940
	Z_1 , Ом	49,320313	46,558140	33,545037	64,472014
	Z_2 , Ом	41,704573	33,569699	25,676109	18,487237
	Z_3 , Ом	104,601527	58,943806	15,903471	10,001485
	Z_4 , Ом	22,766159	24,134270	16,197488	6,816909
	Z_5 , Ом	104,601527	58,943806	15,903471	10,001485
	Θ_1 , град	49,688041	53,284969	1,305163	0,988642
	Θ_2 , град	86,676702	81,344390	89,331994	89,528625
	Θ_3 , град	74,166946	27,482028	30,561384	28,501833
	Θ_4 , град	9,691206	19,134192	29,820128	22,351882
	Θ_5 , град	9,283029	27,818131	29,724230	34,599183
	Θ_{OK} , град	294,616805	310,675813	271,188682	315,138593

Можно заключить, что оптимальные значения волновых сопротивлений ЛП в большинстве случаев подчиняются соотношению $Z_0 > Z_1 > Z_2$. Волновое сопротивление Z_1 первого отрезка линии близко к Z_0 при малом φ_0 , однако с увеличением

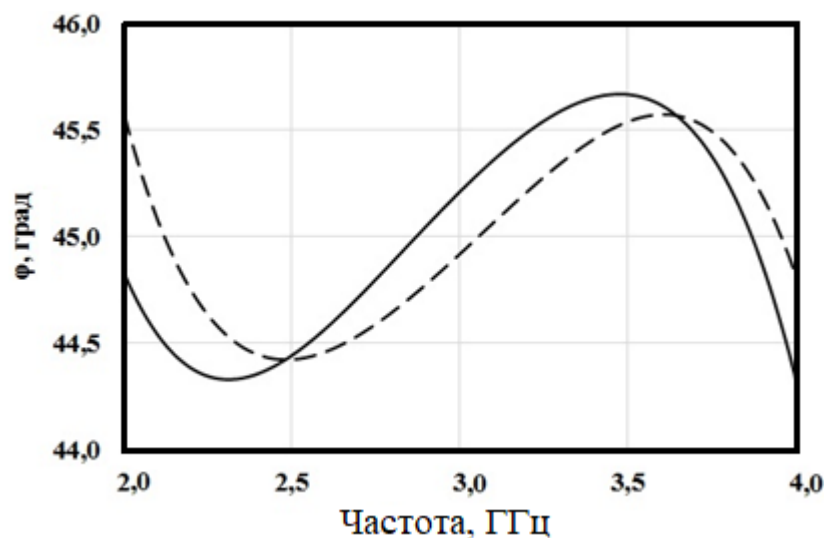
номинального значения фазового сдвига наблюдается уменьшение Z_1 . Для волновых сопротивлений отрезков шлейфа выполняется условие $Z_3 > Z_4$, $Z_3 = Z_5$.

При $\varphi_0 = 22,5^\circ$, как и в случае решения первого типа, волновое сопротивление Z_3 , Z_5 отрезков шлейфа превышает 90 Ом, при $\varphi_0 = 90^\circ$, 135° оптимальное волновое сопротивление отрезков шлейфа становится меньше 30 Ом.

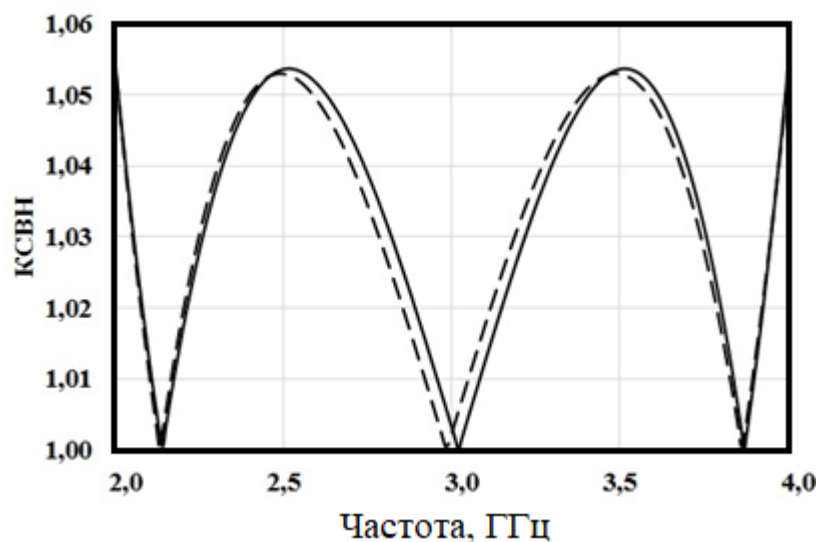
Сопоставляя полученные оптимальные значения параметров первого и второго типов решения, можно сделать предположение о возможной дуальности полученных структур.

В дальнейшем будем называть структуру ФК, а также в целом ФФ, по типу решения: ФК (ФФ) первого или второго типа.

Рассмотрим подробнее ФФ первого и второго типов для $\varphi_0 = 45^\circ$, $\kappa = 2$. Частотные характеристики данных структур в приближении Т-волн приведены на рисунке 3.3. Для удобства представления характеристик выбран диапазон частот 2...4 ГГц.



а



б

Рисунок 3.3. Сравнение частотных характеристик фиксированных фазовращателей первого (сплошная линия) и второго (пунктирная линия) типов в приближении Т-волн: ФЧХ (а), КСВН портов ФК (б)

Оценим преимущества полученных решений по сравнению с ранее известными [92, 93]. В таблице 3.3 приведены частотные характеристики и электрическая длина $\theta_{\Phi K}$ фазосдвигающего канала на основе предлагаемых структур и на основе ступенчатых ЛП классов I и II для $\varphi_0 = 45^\circ$, $\kappa = 2$. Можно заметить, что при незначительном преимуществе частотных характеристик ФФ на основе ЛП классов I и II, фазосдвигающие каналы первого и второго типа обладают значительно меньшей электрической длиной. Учитывая сходство ФФ первого типа со структурой на основе ЛП класса II, а второго типа – со структурой класса I, логичным будет соответственное сравнение их электрических длин: так, ФФ первого типа более чем в два раза короче ФФ класса II, а второго типа – более чем в полтора раза короче ФФ класса I.

Таблица 3.3. Характеристики фазовращателей на одиночных ЛП ($\varphi_0=45^\circ$, $\kappa=2$)

Тип структуры	Трехступенчатый ФФ первого типа	Трехступенчатый ФФ второго типа	Трехступенчатый ФФ класса I [92]	Пятиступенчатый ФФ класса II [94]
$\Delta\varphi$, град	0,5297	0,5800	0,4461	0,4333
$KСВН_{\max}$	1,04801	1,05300	1,02002	1,02746
$\theta_{\Phi K}$, град	127,54481	203,54150	360	303,97032

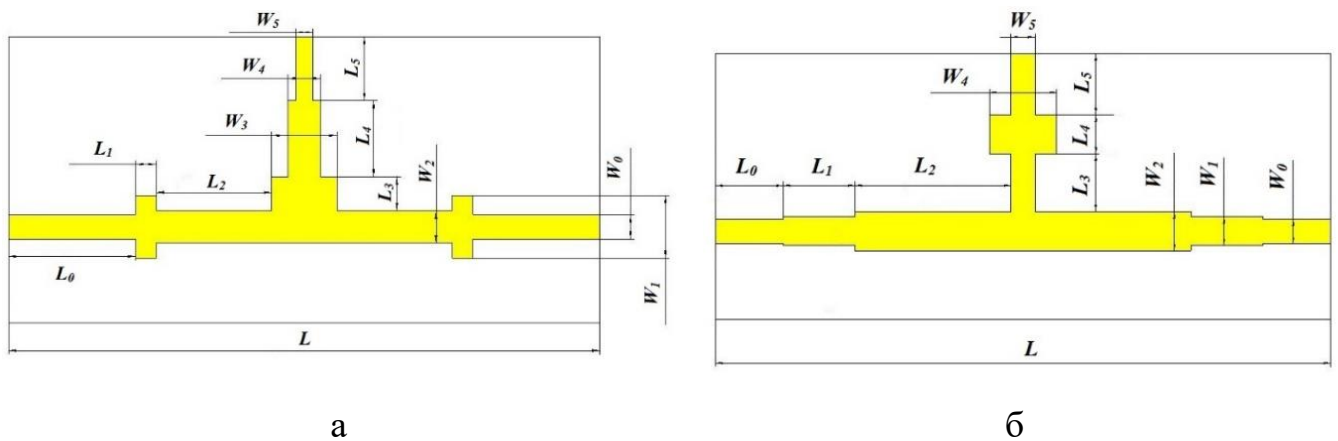


Рисунок 3.4. Топология электродинамических моделей ФК первого (а) и второго (б) типов

Для экспериментальной проверки достоверности полученных результатов были синтезированы электродинамические модели ФФ (рисунок 3.4) и изготовлены опытные образцы фазовращателей первого и второго типов. В качестве материала подложки использован заданный при синтезе ламинат Rogers RO4003C ($\epsilon_r=3,55$, $h=0,813$ мм, $tg\delta=0,0027$, $t=18$ мкм). Формирование топологии ФК производилось методом химического травления в растворе хлорного железа. Изготовленные ФК фазовращателей, помещенные в контактное устройство, включающее в себя два коаксиально-микрополосковых перехода с коннекторами с внутренними размерами 3,5/1,52 мм и держатель печатной платы, представлены на рисунке 3.5. Для измерения их электрических параметров использовался векторный анализатор цепей (ВАЦ) «Rohde&Schwarz» ZVA-40. Двухпортовая TOSM-калибровка ВАЦ осуществлялась с использованием коаксиального калибровочного набора «Микран» НКММ-03-03Р в канале сечением 3,5/1,52 мм.

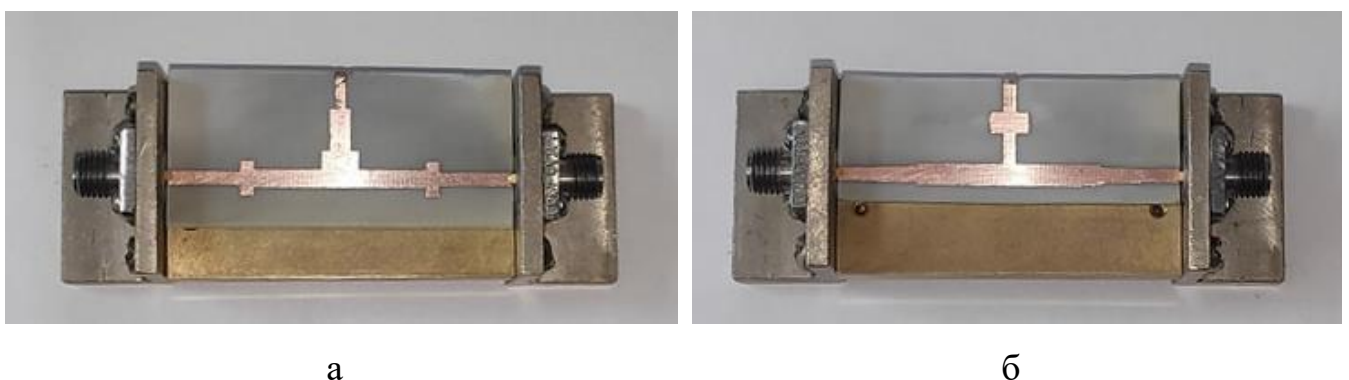
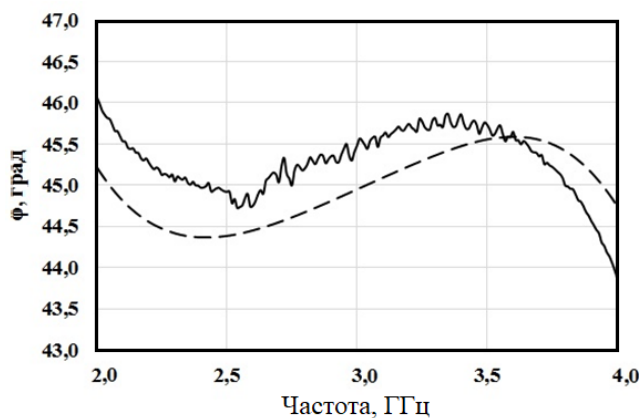
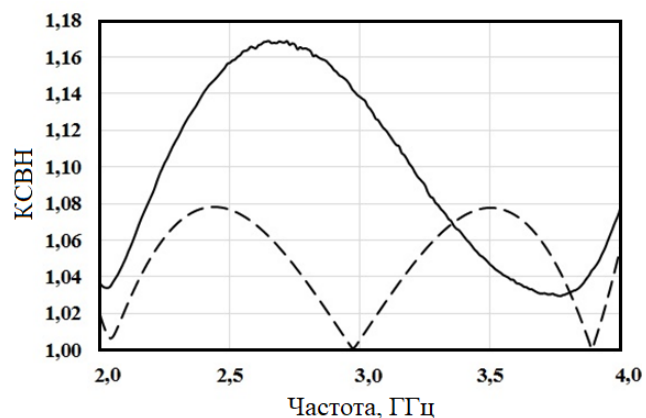


Рисунок 3.5. Фазосдвигающие каналы первого (а) и второго (б) типов в измерительной оснастке



а

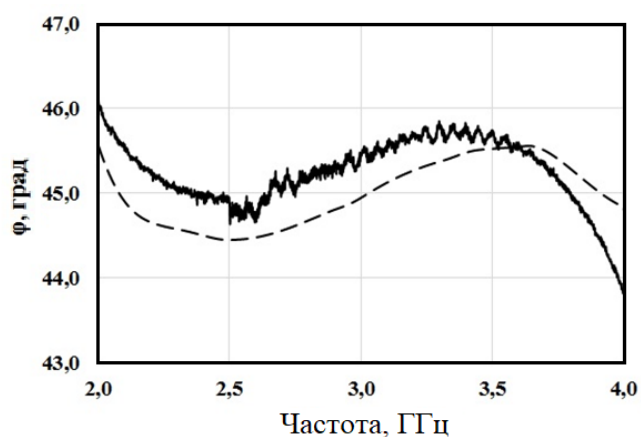


б

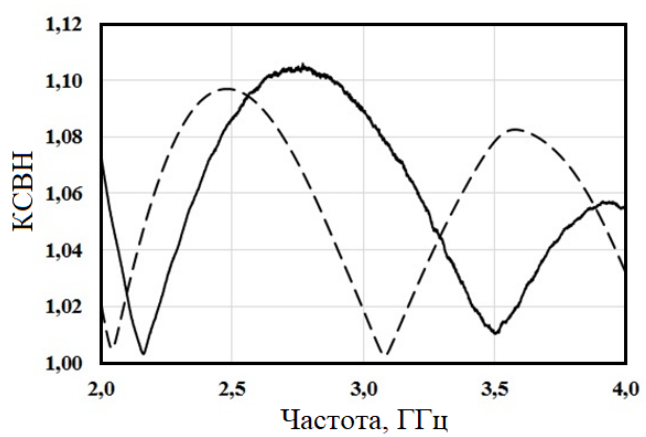
Рисунок 3.6. Частотные характеристики ЭМ-модели (пунктирная линия) и экспериментального образца (сплошная линия) ФФ первого типа: ФЧХ (а); КСВН портов ФК (б)

Результаты экспериментального исследования ФФ первого типа приведены на рисунке 3.6. Максимальное значение КСВН составляет 1,17, отклонение ФЧХ от номинального значения фазового сдвига не превышает $1,16^\circ$.

Экспериментальные частотные характеристики ФФ второго типа приведены на рисунке 3.7. максимальное значение КСВН не превышает 1,11, а отклонение ФЧХ от номинального значения фазового сдвига составляет $1,1^\circ$.



а



б

Рисунок 3.7. Частотные характеристики ЭМ-модели (пунктирная линия) и экспериментального образца (сплошная линия) ФФ второго типа: ФЧХ (а); КСВН портов ФК (б)

Незначительное расхождение между теоретическими и экспериментальными результатами объясняется потерями, вносимыми коаксиально-микроразрывными переходами, и технологическими допусками при изготовлении.

С одной стороны, значительным преимуществом рассмотренной электродинамической структуры ФК по сравнению с топологиями на связанных ЛП является высокая электрическая прочность, что обусловлено отсутствием малых зазоров между проводниками с высокой напряженностью электромагнитных полей, создающих благоприятные условия для развития мультипакторного и коронного разрядов.

С другой стороны, переход от ступенчатой ЛП к плавной создает предпосылки для улучшения частотных характеристик ФФ [135]. Кроме этого, исключение ступенчатых неоднородностей способно положительно сказаться на электрической прочности устройства. В связи с этим перейдем к рассмотрению структуры ФК на основе плавных одиночных ЛП со шлейфом.

3.2 Структуры на основе одиночных плавных линий передачи с плавным шлейфом

Развитием ФК на основе ступенчатых ЛП со ступенчатым шлейфом можно считать структуру ФК, базирующуюся на плавной линии с плавным короткозамкнутым шлейфом. Структура ФК в приближении Т-волн ФФ показана на рисунке 3.8. Она образована каскадным соединением трех отрезков однородной ЛП, разделенных между собой плавными переходами, волновое сопротивление которых изменяется по экспоненциальному закону вдоль пространственной координаты x , совпадающей с направлением распространения волны,

$$Z_{\text{тп}}(x) = Z_0 \exp((x / l_{\text{тп}}) \ln(Z_0 / Z_1)), \quad (3.13)$$

где $l_{\text{тп}} = \theta_1 \lambda / 2\pi$ - физическая длина отрезков ЛП, θ_1 - электрическая длина отрезков ЛП, x - пространственная координата ($0 \leq x \leq l_{\text{тп}}$).

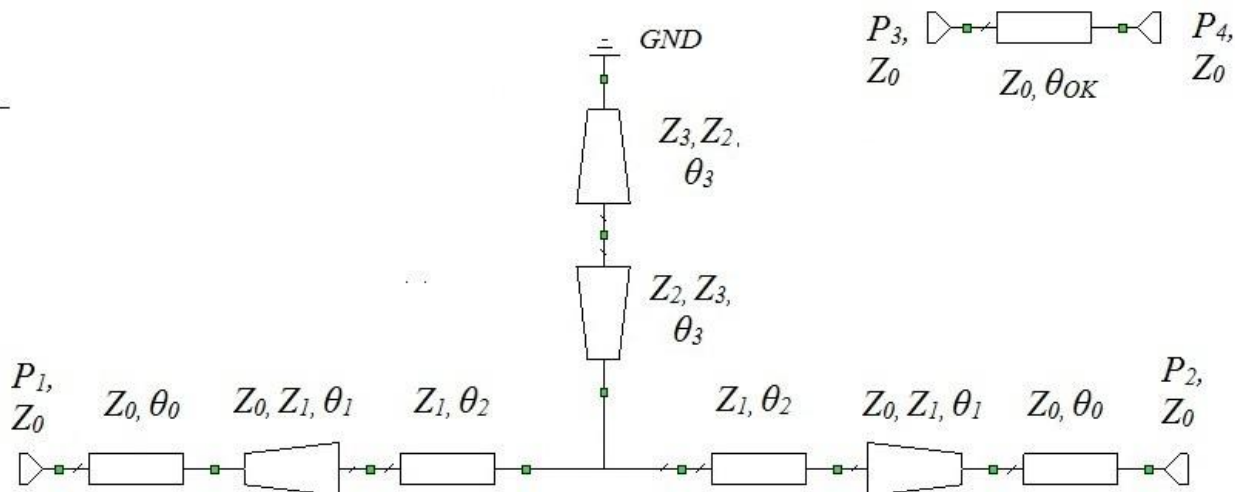


Рисунок 3.8. Модель фиксированного фазовращателя в приближении Т-волн

Для удобства математического описания центральный отрезок ЛП представлен в виде каскадного соединения двух отрезков с равной электрической длиной θ_2 и волновым сопротивлением Z_1 . К точке соединения этих отрезков подключен четвертьволновый короткозамкнутый шлейф, состоящий из двух отрезков ЛП равной электрической длины θ_3 и волновым сопротивлением, также изменяющимся по экспоненциальному закону

$$Z_{st1}(x) = Z_2 \exp((x/l_{stub}) \ln(Z_2/Z_3)), \quad (3.14)$$

$$Z_{st2}(x) = Z_3 \exp((x/l_{stub}) \ln(Z_3/Z_2)), \quad (3.15)$$

где $l_{stub} = \theta_3 \lambda / 2\pi$ – физическая длина отрезков ЛП шлейфа, $0 \leq x \leq l_{stub}$.

Крайние отрезки однородной ЛП выполняют роль подводящих линий и обладают волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Опорный канал представлен в виде отрезка однородной ЛП с электрической длиной θ_{OK} и волновым сопротивлением Z_0 .

Нормированная матрица передачи $[A]$ ФК получена в результате перемножения матриц отрезков ЛП $[A_0]$, $[A_1]$, $[A_2]$ и матрицы шлейфа $[A_{stub}]$:

$$[A] = [A_0] \times [A_1] \times [A_2] \times [A_{stub}] \times [A_2] \times [A_1] \times [A_0], \quad (3.16)$$

ФЧХ фиксированного фазовращателя определяется выражением

$$\varphi(f, \overline{M}) = \varphi_{OK}(f, \overline{M}_1) - \varphi_{ФК}(f, \overline{M}_2), \quad (3.17)$$

где $\varphi_{OK}(f, \overline{M}_1), \varphi_{\Phi K}(f, \overline{M}_2)$ – ФЧХ ОК и ФК, $f \in [f_1, f_2]$, f_1, f_2 – граничные частоты рабочего диапазона с центральной частотой f_0 , $\overline{M}_1, \overline{M}_2$ – векторы варьируемых параметров ОК и ФК соответственно. Тогда, используя (3.13-3.17) и учитывая электрическую длину θ_{OK} опорного канала, можно получить ФЧХ исследуемой структуры ФФ

$$\varphi(f, \overline{M}) = \theta_{OK} \left(\frac{f_0}{f} \right) + \arg(S_{12}), \quad (3.18)$$

и ее амплитудно-частотную характеристику (АЧХ):

$$|S_{11}(f, \overline{M})| = \sqrt{1 - |S_{12}(f, \overline{M})|^2}, \quad (3.19)$$

где $S_{11}(f, \overline{M})$ – коэффициент отражения, $S_{12}(f, \overline{M})$ – коэффициент пропускания, определяемый выражением

$$S_{12}(f, \overline{M}) = \frac{2}{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}, \quad (3.20)$$

$A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$ – элементы нормированной матрицы передачи [A].

Несложно получить из (3.19) выражение для определения КСВН плеч ФК:

$$КСВН = \frac{1 + |S_{11}(f, \overline{M})|}{1 - |S_{11}(f, \overline{M})|}. \quad (3.21)$$

Используя выражения (3.13-3.21), на языке Matlab была реализована программа синтеза ФФ описанной топологии в приближении Т-волн. Задача оптимизации ставилась в виде двухкритериальной минимаксной задачи чебышевской аппроксимации:

$$\begin{aligned} \min_M \max_{f \in [f_1, f_2]} & \left| \varphi_0 - \varphi(f, \overline{M}) \right|, \\ \min_M \max_{f \in [f_1, f_2]} & КСВН(f, \overline{M}), \end{aligned} \quad (3.22)$$

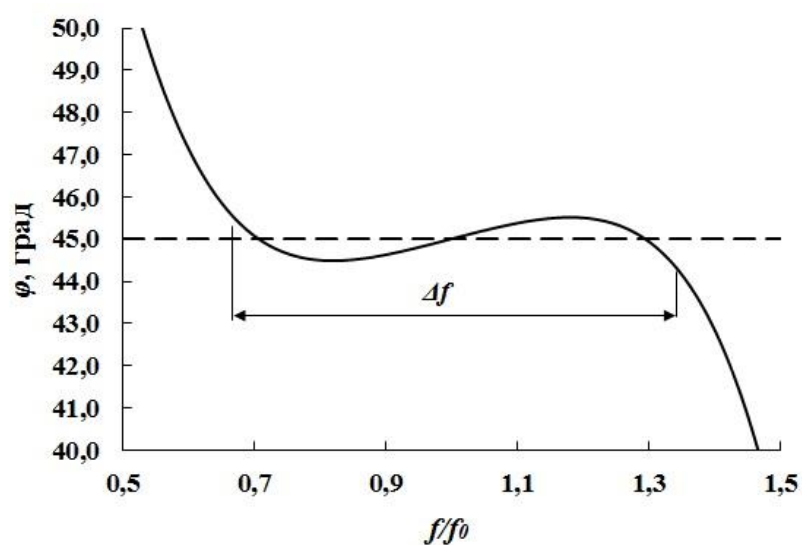
где $\overline{M} = (Z_1, Z_2, Z_3, \theta_{OK}, \theta_1, \theta_2, \theta_3)$ – вектор варьируемых параметров, φ_0 – заданное номинальное значение фазового сдвига. Параметрическая оптимизация осуществлялась с помощью симплекс-метода.

Полученные в результате решения задачи параметрического синтеза оптимальные электрические параметры элементов ФФ представлены в таблице 3.4.

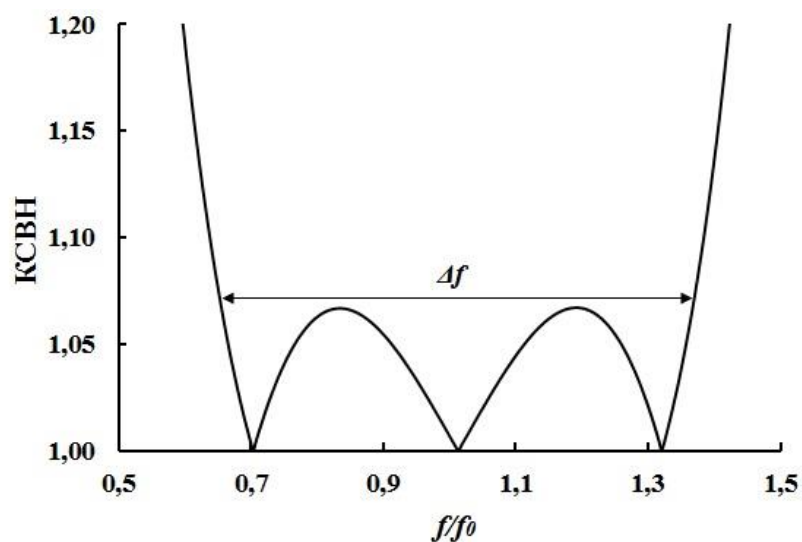
Частотные характеристики модели приведены на рисунке 3.9. В диапазоне частот Δf с коэффициентом перекрытия $\kappa=2$ отклонение ФЧХ от номинального значения составляет $0,6^\circ$, а максимальное значение КСВН плеч ФК не превышает 1,07.

Таблица 3.4. Оптимальные значения параметров ФК

Параметр	Z_1 , Ом	Z_2 , Ом	Z_3 , Ом	θ_1 , град	θ_2 , град	θ_3 , град	$\theta_{\text{ок}}$, град
Значение	37,38	31,33	51,23	33,59	70,11	11,76	250,2



а



б

Рисунок 3.9. Частотные характеристики схемотехнической модели фиксированного фазовращателя в приближении Т-волн: ФЧХ (а), КСВН (б)

Микрополосковая схмотехническая модель ФФ приведена на рисунке 3.10. В качестве материала подложки задан ламинат Rogers RO4003C с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=3,55$ и толщиной 0,813 мм. Толщина слоя металлизации составляет 0,018 мм. Значения параметров элементов модели получены на основе решений в приближении Т-волн с использованием методики [135].

Параметрическая оптимизация структуры производилась с помощью метода Нелдера-Мида. Задача синтеза ставилась в виде (3.22), при этом вектор варьируемых параметров \bar{M} включал в себя геометрические размеры устройства: длины $L_1, L_2, L_3, L_4, L_{OK}$ и ширину W_1, W_2, W_3, W_4 отрезков ЛП. Рабочий диапазон частот: 2...4 ГГц. Полученные оптимальные параметры приведены в таблице 3.5.

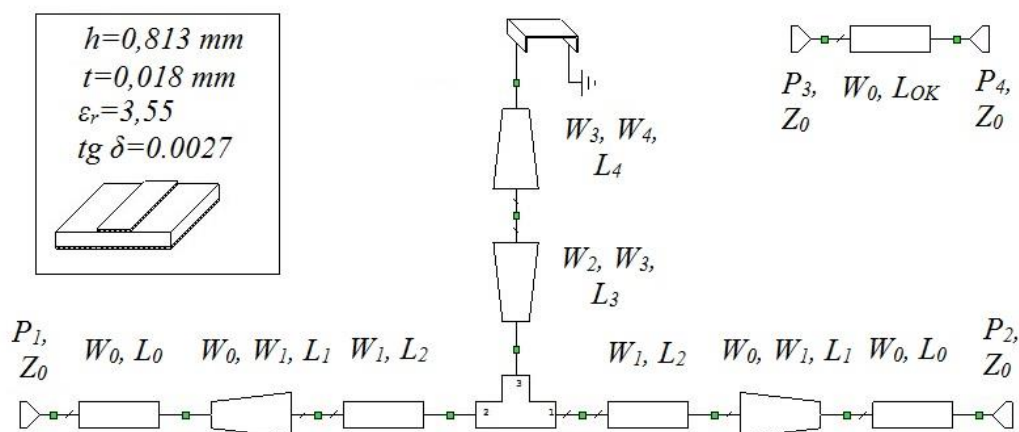
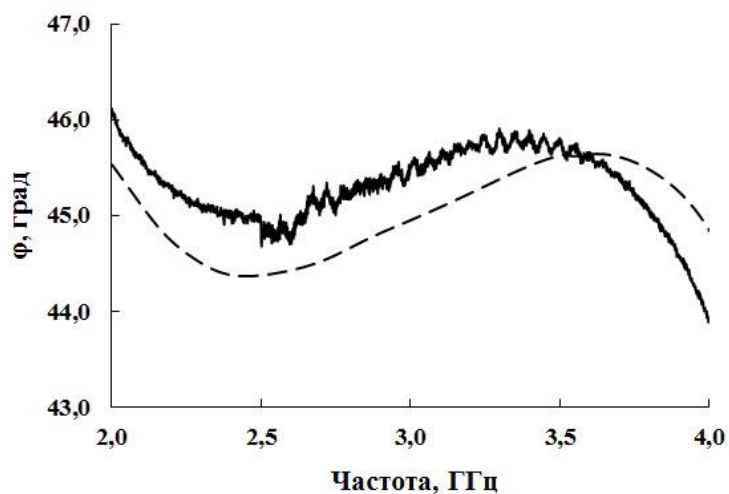


Рисунок 3.10. Схмотехническая модель фиксированного фазовращателя на микрополосковой ЛП

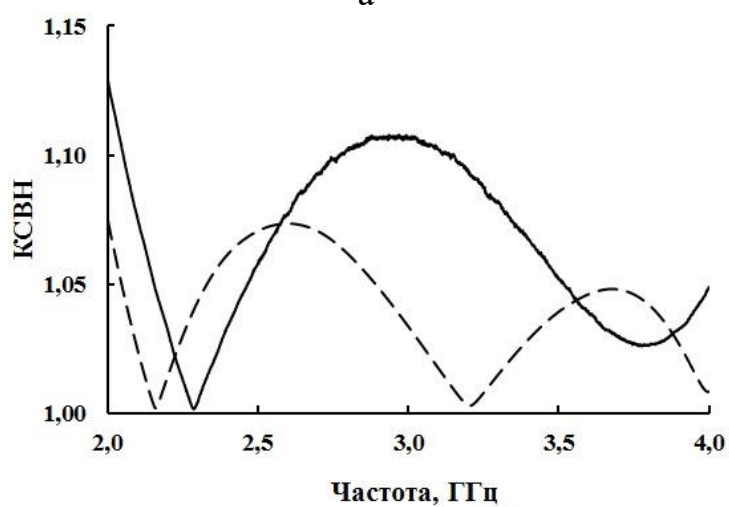
Таблица 3.5. Оптимальные геометрические параметры схмотехнической модели ФФ

Параметр	L_1	L_2	L_3	L_{OK}	W_1	W_2	W_3	W_4
Значение, мм	7,75	9,22	5,72	49,57	2,88	0,76	5,74	0,92

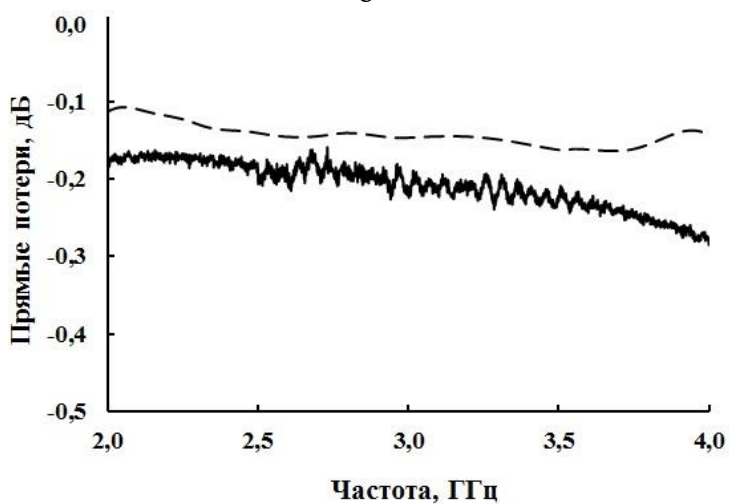
Электродинамическое моделирование структуры осуществлялось с помощью метода моментов. Полученное отклонение ФЧХ от номинального значения составляет $0,7^\circ$, максимальное значение КСВН – 1,08, обратные потери не превышают 0,2 дБ (рисунок 3.11).



а



б



в

Рисунок 3.11. Частотные характеристики электродинамической модели (пунктирная линия) и экспериментального образца (сплошная линия) ФФ: ФЧХ (а), КСВН (б) и прямые потери (в)

Для экспериментального исследования был изготовлен опытный образец фазовращателя, который помещается в измерительную оснастку, включающую в себя коаксиально-микроразъемные переходы (рисунок 3.12). Измерение электрических параметров ФФ производилось с помощью векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA-40. Экспериментальное значение отклонения ФЧХ от номинального значения составляет $1,1^\circ$, КСВН не превышает 1,13, прямые потери не более 0,3 дБ во всем рабочем диапазоне частот. Можно отметить удовлетворительное совпадение фазочастотных характеристик электродинамической модели и экспериментального образца фазовращателя. Ухудшение уровня согласования реального устройства по сравнению с его электродинамической моделью обусловлено влиянием коаксиально-микроразъемных переходов, не учитываемых при моделировании, и технологическими допусками изготовления.

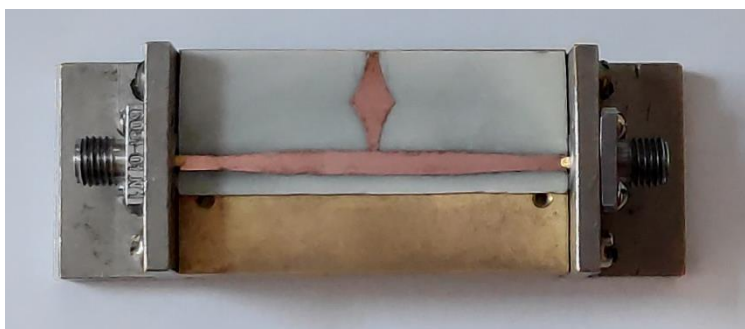


Рисунок 3.12. Опытный образец фазосдвигающего канала в измерительной оснастке

3.3 Структуры на основе плавных связанных линий передачи с плавным шлейфом

Структуры ФФ на основе связанных ЛП позволяют добиться большей ширины рабочего диапазона частот, чем у структур на одиночных ЛП. Известны структуры ФФ на ступенчатых связанных линиях передачи с согласованными нагрузками в виде соединительных отрезков и несогласованными нагрузками в виде шлейфов. Шлейф в этом случае позволяет уменьшить коэффициент связи между линиями, а также обогатить математическую модель дополнительными варьируемыми параметрами, что создает предпосылки для улучшения частотных характеристик ФФ. Также известна структура ФФ на основе плавных связанных ЛП, вы-

ходные плечи которых соединены между собой отрезком ЛП. При этом коэффициент связи между ЛП достигает величин, трудно реализуемых на практике. В связи с этим актуальным является исследование влияния шлейфа в структуре в виде плавных связанных ЛП на частотные характеристики ФФ. Кроме этого, интерес представляет использование плавного шлейфа в этой структуре, поскольку это может позволить улучшить согласование устройства.

В качестве исходной рассмотрим структуру ФФ на основе связанной двухступенчатой линии передачи с двухступенчатым короткозамкнутым шлейфом (рисунок 3.13). Задача синтеза в виде двухкритериальной задачи чебышевской аппроксимации ставилась в виде (3.22), где $A=(Z_1, Z_2, Z_3, Z_{0o1}, Z_{0e1}, Z_{0o2}, Z_{0e2}, \theta_{OK}, \theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5)$ – вектор варьируемых параметров, включающий в себя волновые сопротивления $Z_1, Z_2, Z_3, Z_{0o1}, Z_{0e1}, Z_{0o2}, Z_{0e2}$ и электрические длины отрезков ЛП, образующих ФК, и электрическую длину θ_{OK} отрезка ЛП опорного канала (рисунок 3.13), $\theta = 2\pi l/\lambda_{cp}$, l – физическая длина ЛП, λ_{cp} – длина волны, соответствующая средней частоте рабочего диапазона. Волновые сопротивления подводящих линий и опорного канала полагались неизменными и равными 50 Ом. Задача решалась в приближении Т-волн с помощью симплексного метода оптимизации (метод Нелдера-Мида) в программном пакете AWR Microwave Office.

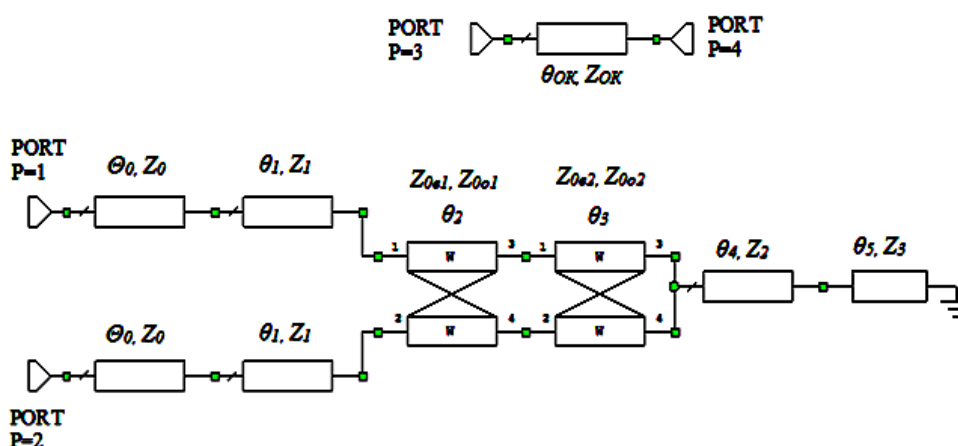


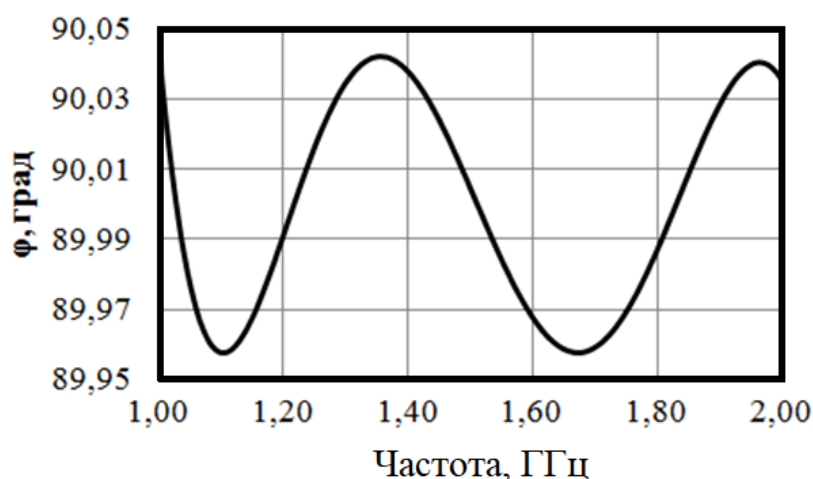
Рисунок 3.13. Модель ступенчатого ФФ в приближении Т-волн

Полученные значения оптимальных параметров приведены в таблице 3.5, где использованы следующие обозначения: $\alpha=f_2/f_1$ – коэффициент перекрытия рабочего диапазона частот; $\Delta\varphi$ – максимальное отклонение функции фазового сдвига

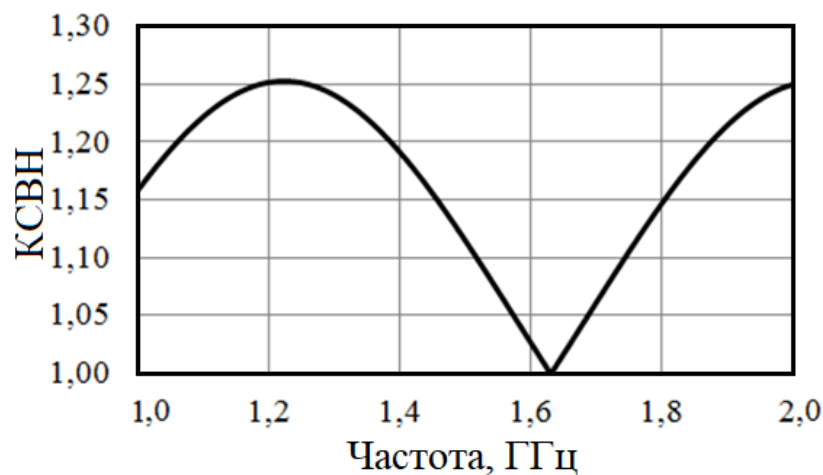
от заданного номинального значения φ_0 , $K_{СВН}_{\max}$ – максимальное значение КСВН на входе ФК. Частотные характеристики показаны на рисунке 3.14.

Таблица 3.5. Оптимальные параметры двухступенчатого ФФ.

φ_0 , град	90	$\Delta\varphi$, град	0,04
α	2		
$K_{СВН}_{\max}$	1,14	Z_{OK}, Z_0 , Ом	50,00
θ_{OK} , град	331,14	Z_{0e1} , Ом	41,87
θ_0 , град	26,13	Z_{0o1} , Ом	37,88
θ_1 , град	7,02	Z_{0e2} , Ом	43,73
θ_2 , град	61,86	Z_{0o2} , Ом	26,61
θ_3 , град	30,00	Z_1 , Ом	55,61
θ_4 , град	19,42	Z_2 , Ом	25,44
θ_5 , град	62,42	Z_3 , Ом	32,03



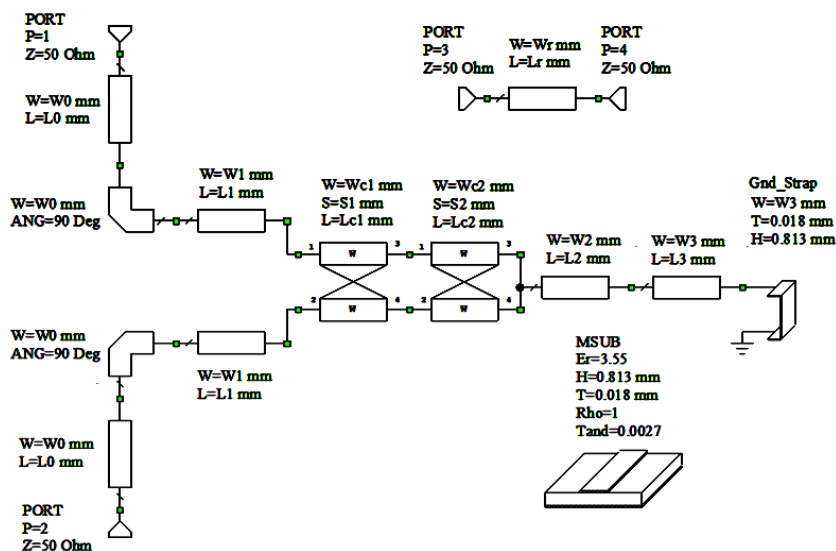
а



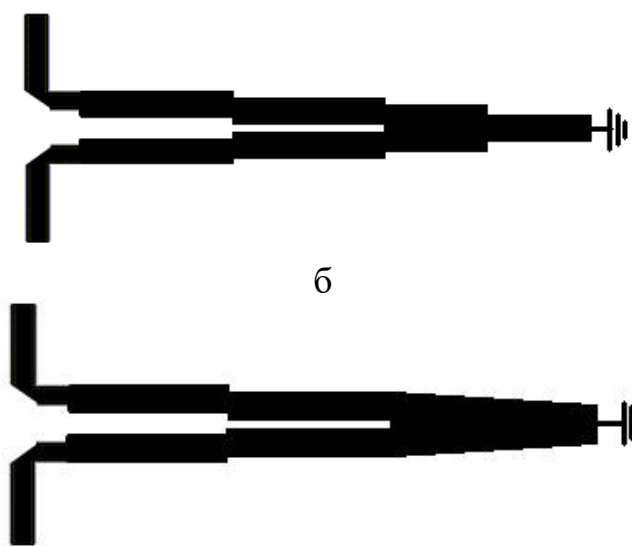
б

Рисунок 3.14. Фазочастотная характеристика (а) и КСВН (б) модели фазовращателя в приближении Т-волн

Исследована микрополосковая схмотехническая модель ФФ (рисунок 3.15, а) в рабочем диапазоне частот 1...2 ГГц ($\alpha=2$). Геометрические размеры отрезков ЛП получены на основе электрических параметров, приведенных в таблице 3.5. Толщина диэлектрической подложки $h=0,813$ мм, её относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon=3,55$, толщина слоя металлизации $t=18$ мкм.



а



б

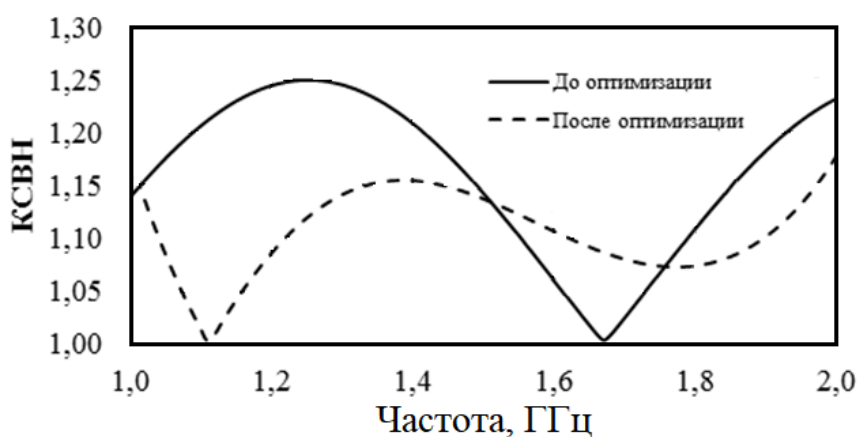
Рисунок 3.15. Схмотехническая модель (а) и топология микрополоскового двухступенчатого фазосдвигающего канала со ступенчатым (б) и плавным (в) шлейфами

Полученная ступенчатая структура ФК представлена на рисунке 3.15, б. С целью устранения скачкообразных нерегулярностей в местах соединения отрезков

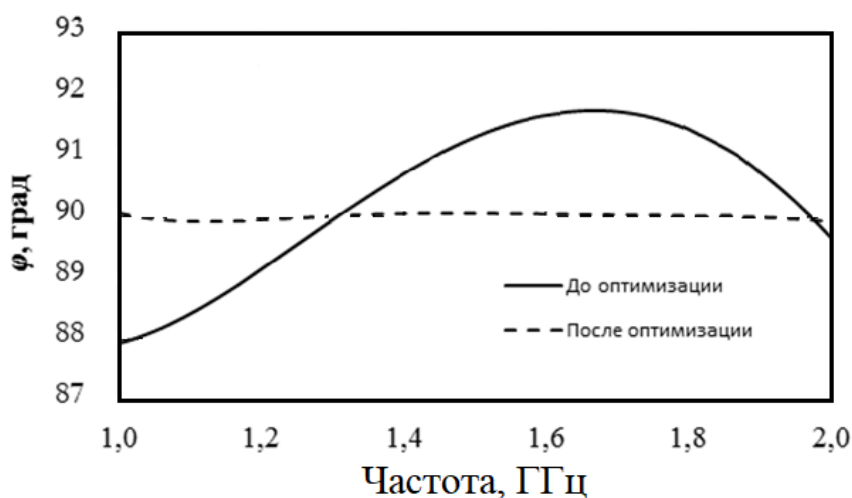
ЛП ступенчатого шлейфа, вызывающих ухудшение согласования ФК, выполнен переход к плавному шлейфу (рисунок 3.15, в).

Поскольку модель в приближении Т-волн не учитывает неравенство фазовых скоростей четного и нечетного типов возбуждения волн, для микрополосковой схмотехнической модели была решена дополнительная задача параметрической оптимизации, поставленная в виде (3.22), где $AL=(L0, L1, L2, L3, Lc1, Lc2, Lr, W1, W2, W3, Wc1, Wc2, S1, S2)$. Дополнительно вводилось технологическое ограничение на величину зазора между связанными линиями $S1,2 \geq 0,2$ мм.

Решение задачи параметрической оптимизации дало существенное улучшение частотных характеристик (рисунок 3.16): максимальное значение КСВН снизилось с 1,25 до 1,15, а отклонение ФЧХ от заданного номинального значения уменьшилось с 2° до $0,06^\circ$.



а



б

Рисунок 3.16. Характеристики КСВН двухступенчатого микрополоскового фазосдвигающего канала до и после проведения параметрической оптимизации

Для подтверждения результатов, полученных при схемотехническом моделировании, в планарном 3D симуляторе AWR AXIEM была построена модель, соответствующая топологии ФК с плавным шлейфом (рисунок 3.15, в), и выполнено электродинамическое моделирование. Результаты моделирования показали незначительное отклонение частотных характеристик от характеристик схемотехнической модели, объясняемое наличием ступенчатых неоднородностей в местах соединения связанных линий, а также связанных и одиночных линий.

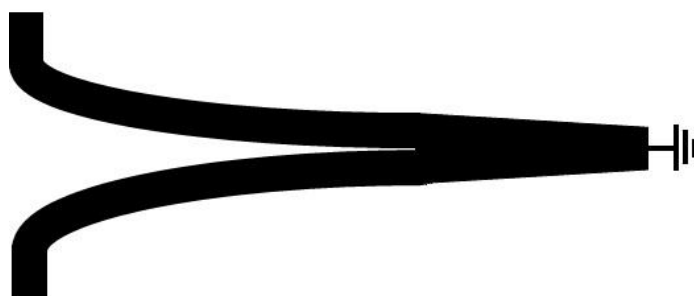
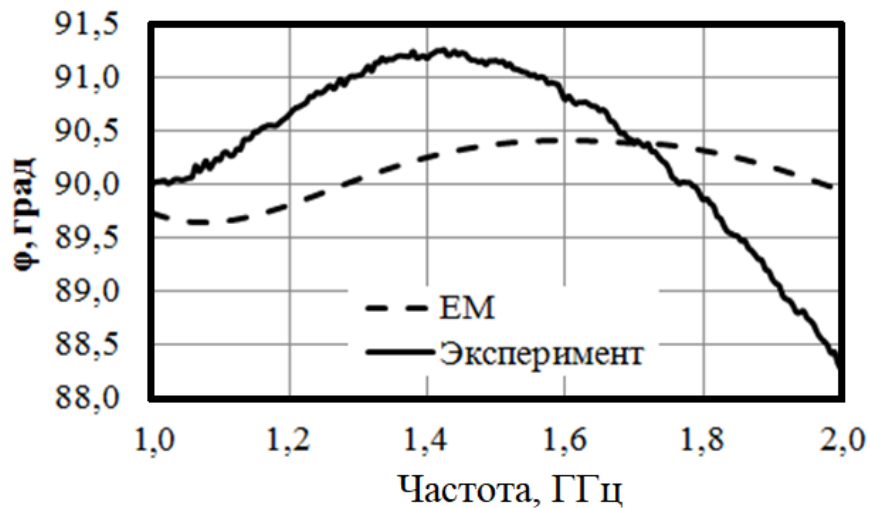


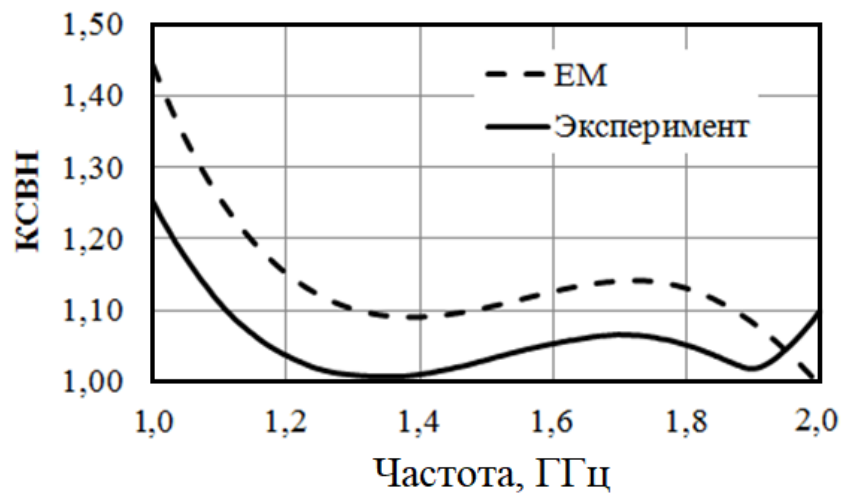
Рисунок 3.17. Топология ФК на основе плавных ЛП

Для улучшения частотных характеристик ФК был выполнен переход, заключающийся в устранении скачков геометрических размеров ЛП, от ступенчатой структуры (рисунок 3.15, в) к структуре на плавных связанных линиях передачи с монотонно возрастающим коэффициентом связи (рисунок 3.17). Такие преобразования позволили уменьшить значение $\Delta\varphi$ с 1° до 0.4° и снизить максимальное значение КСВН с 2 до 1,43 (рисунок 3.18).

Для подтверждения полученных результатов моделирования изготовлен экспериментальный образец ФК на плавных микрополосковых ЛП (рисунок 3.19, а). В качестве подложки использовался материал RO3003С с двумя слоями металлизации ($h=0,813$ мм, $\epsilon=3,55$, $t=18$ мкм). Измерения электрических параметров ФФ проводились с помощью векторного анализатора цепей «Rohde & Schwarz» ZVA-40. ФК помещался в оригинальное контактное устройство (рисунок 3.19, б), включающее в себя два коаксиально-микрополосковых перехода. Результаты измерений в диапазоне частот 1...2 ГГц показали, что номинальное экспериментальное значение φ_0 составляет $89,8^\circ$, $\Delta\varphi = 1,5^\circ$, $\text{КСВН}_{\text{макс}} = 1,25$ (рисунок 3.18).



а

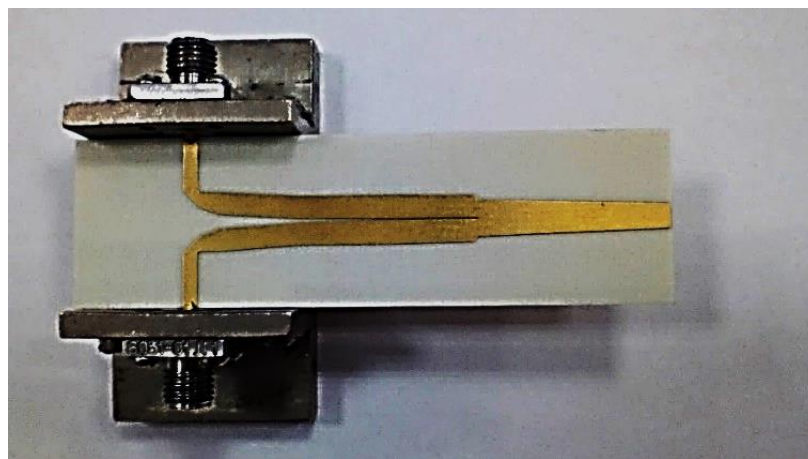


б

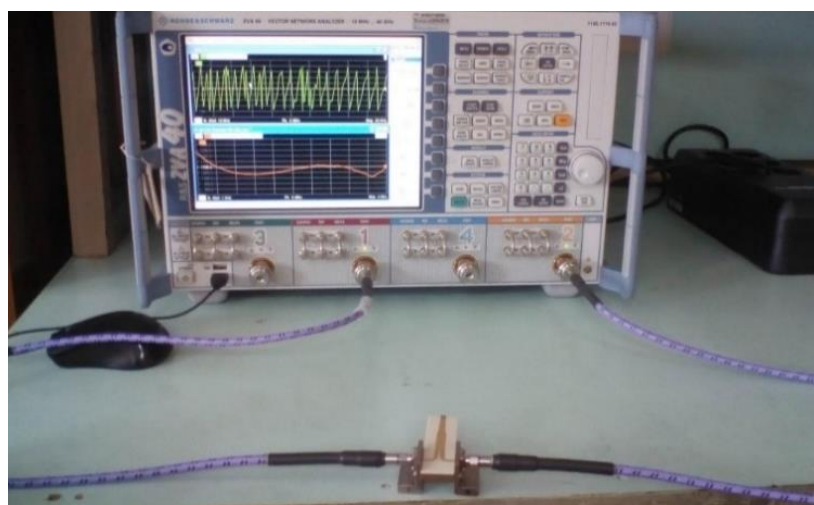
Рисунок 3.18. ФЧХ (а) и КСВН (б) ФФ на плавных ЛП

Таким образом, результаты экспериментального исследования находятся в удовлетворительном согласии с результатами электродинамического моделирования. Наличие расхождений обусловлено, главным образом, потерями, вносимыми коаксиально-микростриповыми переходами, и технологическими допусками.

К недостаткам исследованной структуры можно отнести значительную длину ФК, при которой достигается оптимальность частотных характеристик ФФ, а также высокий коэффициент связи в области соединения связанных ЛП со шлейфом. Частично решить эти проблемы позволяет использование в ФФ ФК на основе связанных ЛП класса II со шлейфом.



а



б

Рисунок 3.19. Фазосдвигающий канал в измерительной оснастке (а) и измерительный стенд (б).

3.4 Структуры на основе ступенчатых связанных линий передачи класса II с однородным и ступенчатым шлейфом

Результаты проведенных исследований показали, что расширения рабочей полосы частот ФФ можно достичь путём использования в качестве ФК структуры электрических цепей класса I (рисунок 3.20, а) и класса II (рисунок 3.20, б). При этом выходные плечи последнего отрезка связанных ЛП соединены между собой отрезком l_c одиночной ЛП «нулевой длины» или отрезком одиночной однородной ЛП фиксированной длины [66]. Таким образом, ФК, исследованные в [64-66], теоретически являются идеально направленными и полностью согласованными.

В то же время исследована структура ФК, представляющая собой каскадное включение отрезков связанных линий передачи класса I, нагруженных на корот-

козамкнутый шлейф [69] (рисунок 3.21). Шлейф в этом случае выполняет роль соединительного отрезка, а также очевидно, что специфика электрической цепи короткозамкнутого шлейфа и способ его подключения «обогащают» математическую модель ФФ дополнительными параметрами. ФК становится несогласованным и ненаправленным, и задача синтеза ФФ становится в отличие от [64-66] двухкритериальной: приходится кроме отклонения ФЧХ от номинального значения в заданной полосе частот минимизировать и величину КСВН фазосдвигающего канала.

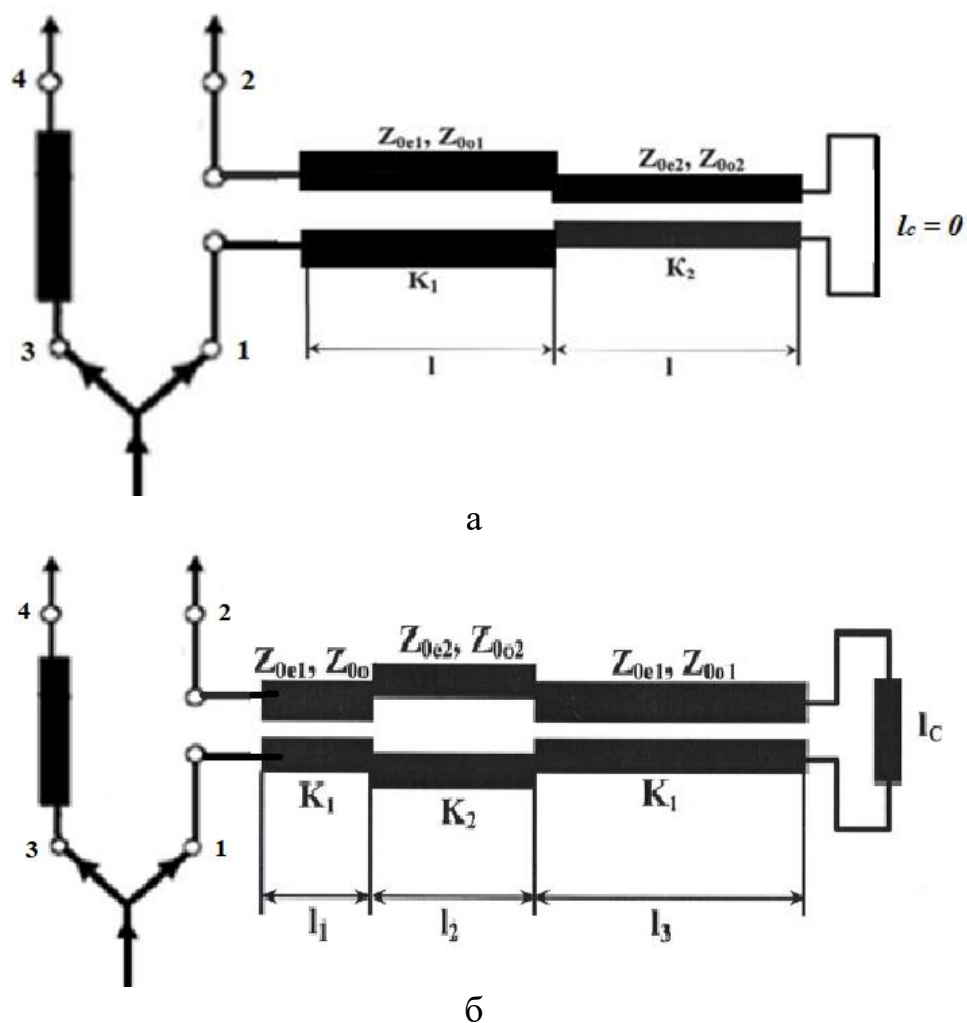


Рисунок 3.20. Структуры электрических цепей всепропускающих фазосдвигающих каналов на основе ступенчатых линий передачи класса I (а) и класса II: l_c – длина соединительного отрезка, учитываемая в задаче синтеза

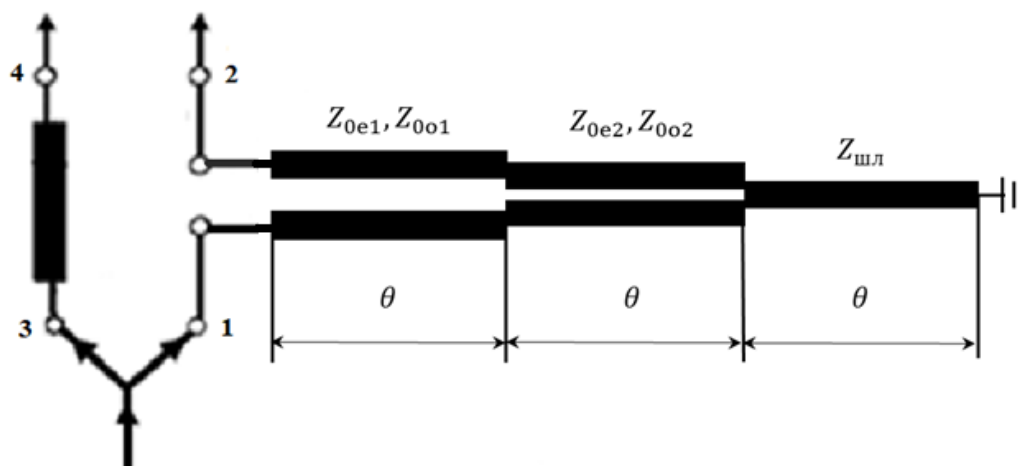


Рисунок 3.21. Структура фазосдвигающих канала на основе двухступенчатой линии передачи класса I, нагруженной короткозамкнутым шлейфом

Представляется интересным и целесообразным исследовать возможность использования шлейфа в структуре ФК, образованной цепочкой связанных ЛП класса II (рисунок 3.22).

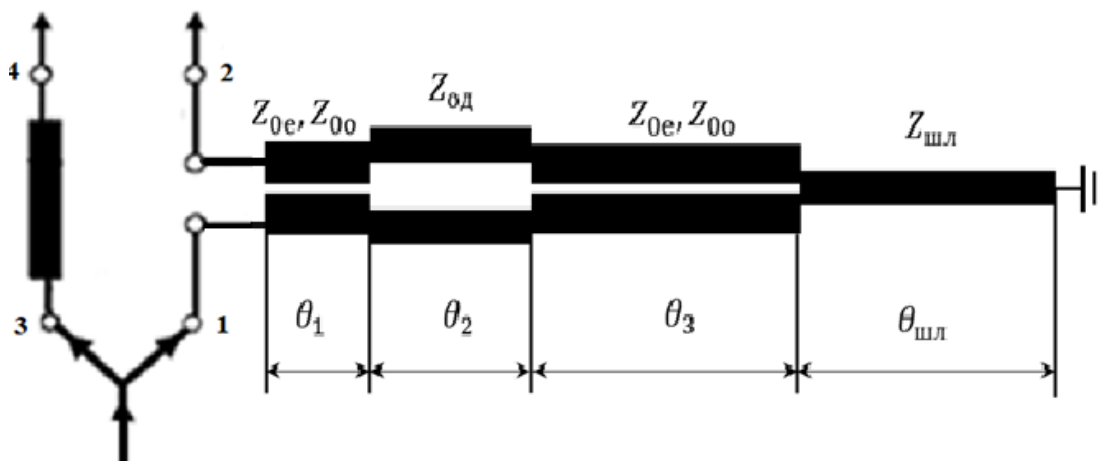


Рисунок 3.22. Структура фазосдвигающего канала на основе трёхступенчатой линии передачи класса II с короткозамкнутым шлейфом

Снимем избыточные для этого случая ограничения, вытекающие из условия идеальной направленности отрезков связанных ЛП в структуре класса II, а также избыточные для этого случая условия равенства волновых сопротивлений одиночных ЛП волновому сопротивлению подводящих ЛП. Эти меры существенно увеличат размерность вектора варьируемых параметров в задаче оптимизации и создадут предпосылки синтеза более совершенных ФЧХ и АЧХ. Таким образом, ФК в исследуемой структуре становится полосно-пропускающим четырёхполюс-

ником, в отличие от всепропускающего в [64-66]. Размерность вектора варьируемых параметров по сравнению с [65] увеличится на три.

При подаче на входы ФФ (рисунок 3.1) синфазных волн одинаковой амплитуды в выходных плечах ОК и ФК на частоте f волны будут сдвинуты по фазе на угол

$$\varphi(f, \mathbf{AL}) = \varphi_{\text{ОК}}(f, \mathbf{AL}) - \varphi_{\text{ФК}}(f, \mathbf{AL}), \quad (3.23)$$

где для исследуемой структуры ФК класса II (рисунок 3.22) $\varphi_{\text{ОК}}(f, \mathbf{AL})$ – набег фазы в ОК на частоте f ; $\varphi_{\text{ФК}}(f, \mathbf{AL})$ – набег фазы в ФК на частоте f ; \mathbf{AL} – вектор варьируемых параметров, включающий в себя следующие параметры: $\theta_{\text{ОК}}$ – электрическая длина ОК на средней частоте $f_{\text{ср}}$ рабочего диапазона частот $[f_1, f_2]$, $\theta_{\text{ОК}}$ – электрическая длина ОК на средней частоте $f_{\text{ср}}$ рабочего диапазона частот $[f_1, f_2]$, θ_i – электрические длины на $f_{\text{ср}}$ отрезков однородных связанных и несвязанных ЛП, $i = \overline{(1, m)}$; $\theta_{\text{шл}}$ – электрическая длина шлейфа на $f_{\text{ср}}$; $Z_{0\text{е}}$ и $Z_{0\text{о}}$ – волновые сопротивления чётного и нечётного типа возбуждения отрезков однородных связанных ЛП, $Z_{0\text{д}}$ – волновое сопротивление отрезков однородных несвязанных ЛП, $Z_{\text{шл}}$ – волновое сопротивление шлейфа.

Для решения задачи синтеза ФФ целесообразно воспользоваться упрощенной моделью в приближении Т-волн [54], позволяющей сократить время вычисления электромагнитных характеристик структуры, а также уменьшить количество параметров математической модели. Будем считать, что в рассматриваемых нами ЛП распространяются только две электромагнитные волны, соответствующие падающей и отраженной низшей моде ТЕМ-типа, и пренебрежём возбуждением колебаний высшего типа при отражении от скачков волнового сопротивления внутри структуры. Схему, изображенную на рисунке 3.22, можно представить как соединение эквивалентных четырехполюсников и восьмиполюсников. Найдем передаточную матрицу восьмиполюсника, соответствующего соединению первых трех звеньев ФФ. Передаточные матрицы $[a]$ для отрезков одинаковых несвязанных и связанных ЛП в Т-приближении имеют соответственно следующий вид [135]:

$$a = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & i\rho \sin \theta & 0 \\ 0 & \cos \theta & 0 & i\rho \sin \theta \\ \frac{i}{\rho} \sin \theta & 0 & \cos \theta & 0 \\ 0 & \frac{i}{\rho} \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$a = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & i \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2} \sin \theta_j & i \frac{(\rho_{e,j} - \rho_o)}{2} \sin \theta \\ 0 & \cos \theta & i \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2} \sin \theta_j & i \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2} \sin \theta \\ i \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \sin \theta & i \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ i \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \sin \theta & i \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

где ρ - волновое сопротивление одиночного отрезка ЛП; ρ_e, ρ_o – волновые сопротивления при четном и нечётном возбуждении отрезков связанных ЛП; θ – электрическая длина отрезков связанных или одиночных ЛП.

Последовательно перемножая матрицы передачи первых трёх звеньев ФФ, полагая, что сопротивления первого и третьего отрезков связанных ЛП одинаковы, получим матрицу передачи структуры:

$$a = \begin{bmatrix} A_1 & A_3 & A_6 & A_7 \\ A_3 & A_1 & A_7 & A_6 \\ A_5 & A_8 & A_2 & A_4 \\ A_8 & A_5 & A_4 & A_2 \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= F_2(\theta_1, \theta_3, \theta_2) - \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \\ &- \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(\rho_2 F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) + \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2) \right) + \frac{(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2), \\ A_2 &= F_2(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \\ &\frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2} \left(\frac{1}{\rho_2} F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) + \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_4(\theta_1, \theta_3, \theta_2) \right), \\ A_3 &= \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2\rho_e\rho_o} (\rho_2^2 F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1) - \rho_e\rho_o F_4(\theta_1, \theta_2, \theta_3)), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_4 &= \frac{(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2\rho_e\rho_o} (\rho_2^2 F_4(\theta_2, \theta_1, \theta_3) - \rho_e\rho_o F_4(\theta_2, \theta_3, \theta_1)), \\
A_5 &= \frac{i}{\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_3, \theta_2) + \frac{i(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1) \\
&+ \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \right) - \frac{i\rho_2(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e^2\rho_o^2} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3), \\
A_6 &= \frac{i}{\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + \frac{i(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_2} F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \\
&+ \frac{(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} \left(F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) - \frac{\rho_2(\rho_e + \rho_o)}{2\rho_e\rho_o} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) \right) - \frac{i\rho_2(\rho_e - \rho_o)^2}{4\rho_e^2\rho_o^2} F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3), \\
A_7 &= \frac{i(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_2} (\rho_2 [F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1)] - F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) [\rho_e + \rho_o]), \\
A_8 &= -\frac{i(\rho_e - \rho_o)}{2\rho_e^2\rho_o^2} (\rho_e\rho_o [F_3(\theta_1, \theta_2, \theta_3) + F_3(\theta_2, \theta_3, \theta_1)] - \rho_2 F_1(\theta_1, \theta_2, \theta_3) [\rho_e - \rho_o]), \\
F_1(x, y, z) &= \sin x \sin y \sin z, \quad F_2(x, y, z) = \cos x \cos y \cos z, \\
F_3(x, y, z) &= \cos x \cos y \sin z, \quad F_4(x, y, z) = \sin x \sin y \cos z.
\end{aligned}$$

Короткозамкнутый шлейф можно представить как соединение четырехполюсника и восьмиполюсника. В этом случае его матрица передачи может быть получена из матрицы отрезка одиночной ЛП:

$$\begin{bmatrix} U_{ш} \\ I_{ш} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{ш} & i\rho \sin \theta_{ш} \\ \frac{i}{\rho} \sin \theta_{ш} & \cos \theta_{ш} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

где $U_{ш}$ – напряжение на шлейфе, $I_{ш}$ – протекающий через шлейф ток.

Из (3.27) можно получить зависимость напряжения на шлейфе от протекающего в нём тока:

$$U_{ш} = I_{ш} i\rho \tan \theta_{ш} = Z_{ш}(\theta_{ш}) I_{ш}. \quad (3.28)$$

Напряжения на выходных плечах последнего отрезка связанных ЛП U_3 и U_4 связаны с напряжением на шлейфе $U_{ш}$ выражением.

$$U_3 = U_4 = U_{ш}, \quad (3.29)$$

$$U_{ш} = I_{ш} Z_{ш}, \quad (3.30)$$

Из первого закона Кирхгофа можно получить выражение для тока, протекающего через шлейф, учитывая при этом протекающие в выходных плечах последнего отрезка связанных ЛП токи I_3 и I_4 :

$$I_{uu} = I_3 - I_4, \quad (3.31)$$

Подставив (3.29-3.31) в (3.26) и решив систему линейных уравнений относительно U_1 и I_1 , получим выражение для матрицы передачи ФК

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}^{uu} & a_{12}^{uu} \\ a_{21}^{uu} & a_{22}^{uu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.32)$$

где U_1 , U_2 и I_1 , I_2 – напряжения и токи на входных плечах ФК,

$$a_{11}^{uu} = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) (A_7 - Z_{uu} [A_1 + A_3]) + (A_4 + Z_{uu} [A_5 + A_8]) (-A_7 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) \right),$$

$$a_{12}^{uu} = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 + Z_{uu} [A_1 + A_2]) (A_6 - Z_{uu} [A_1 + A_3]) + (A_7 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) (Z_{uu} [A_1 + A_3] - A_7) \right),$$

$$a_{21}^{uu} = \frac{1}{\Delta} \left((-A_4 - Z_{uu} [A_5 + A_8]) (A_2 + Z_{uu} [A_5 + A_8]) + (A_4 + Z_{uu} [A_5 + A_8]) (Z_{uu} [A_5 + A_8] - A_4) \right),$$

$$a_{22}^{uu} = \frac{1}{\Delta} \left((A_6 - Z_{uu} [A_1 + A_3]) (A_2 + Z_{uu} [A_5 + A_8]) + (A_7 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) (Z_{uu} [A_5 + A_8] - A_4) \right),$$

$$\Delta = (A_7 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) (A_1 - Z_{uu} [A_5 + A_8]) - (A_6 + Z_{uu} [A_1 + A_3]) (A_4 + Z_{uu} [A_5 + A_8]).$$

Получить волновую матрицу передачи [T] можно из матрицы передачи [135]:

$$T = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11}^{uu} & a_{12}^{uu} \\ a_{21}^{uu} & a_{22}^{uu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (3.33)$$

Тогда угол дифференциального фазового сдвига определяется выражением:

$$\varphi(f, \mathbf{AL}) = \theta \frac{l_k}{\lambda_{cp}} + \arg(S_{12}) = \theta \frac{l_k}{\lambda_{cp}} + \arg\left(\frac{1}{T_{12}}\right). \quad (3.34)$$

При решении задачи синтеза для исследуемой m -ступенчатой структуры с помощью симплексного метода были совместно решены минимаксные задачи:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{AL}} \max_{f \in [f_1, f_2]} |\varphi_0 - \varphi(f, \mathbf{AL})|, \\ \min_{\mathbf{AL}} \max_{f \in [f_1, f_2]} KCBH(f, \mathbf{AL}). \end{aligned} \quad (3.35)$$

Характеристики ФФ с найденными оптимальными параметрами приведены в таблицах 3.6 и 3.7, где использованы обозначения: $\kappa = f_2/f_1$; $\Delta\varphi$ – максимальное отклонение функции фазового сдвига от номинального значения φ_0 ; $KCBH_{\max}$ –

максимальное значение КСВН на входе ФК. Электрические длины в таблице нормированы на среднюю частоту f_{cp} рабочего диапазона.

Таблица 3.6. Оптимальные параметры трёхступенчатых ФФ

φ_0 , град	45,0	67,5	90,0	
$\kappa=2,0$	$\Delta\varphi$, град	0,0081	0,0122	0,0153
	КСВН _{макс}	1,0392	1,0921	1,1402
	θ_{OK} , град	312,962261	354,927959	385,511806
	θ_1 , град	4,371800	4,870335	5,430332
	θ_2 , град	48,166126	51,101819	51,868404
	θ_3 , град	83,338831	88,723878	90,879893
	$\theta_{шл}$,град	82,042948	86,136657	87,203833
	Z_{0e} , Ом	45,566118	43,893301	42,689543
	Z_{0o} , Ом	35,493342	31,227340	27,703430
	$Z_{од}$, Ом	49,283620	50,167003	50,412102
	$Z_{шл}$,Ом	79,168293	48,255832	34,027296
$\kappa=2,5$	$\Delta\varphi$, град	0,0334	0,0346	0,0620
	КСВН _{макс}	1,0731	1,1594	1,2123
	θ_{OK} , град	312,662988	356,338193	387,489612
	θ_1 , град	4,855817	4,997080	5,529082
	θ_2 , град	47,188773	51,297624	51,841713
	θ_3 , град	83,659800	89,251942	91,615257
	$\theta_{шл}$,град	81,842011	85,255406	86,924294
	Z_{0e} , Ом	44,938852	42,528790	39,718714
	Z_{0o} , Ом	34,121367	29,514347	25,241235
	$Z_{од}$, Ом	48,484617	47,264488	47,988831
	$Z_{шл}$,Ом	82,924703	48,671443	32,640966
$\kappa=3,0$	$\Delta\varphi$, град	0,0787	0,0963	0,1401
	КСВН _{макс}	1,0996	1,1946	1,2813
	θ_{OK} , град	313,863424	358,323007	393,166034
	θ_1 , град	5,522613	5,607267	6,119799
	θ_2 , град	46,320711	49,867907	51,022883
	θ_3 , град	84,339998	90,468341	93,637223
	$\theta_{шл}$,град	81,916071	86,765431	88,879421
	Z_{0e} , Ом	44,522206	41,908949	38,995838
	Z_{0o} , Ом	32,842267	28,152542	23,745726
	$Z_{од}$, Ом	48,172682	46,597340	46,060459
	$Z_{шл}$,Ом	87,660508	50,273050	33,401214

Таблица 3.7. Оптимальные параметры пятиступенчатых ФФ

φ_0 , град		45,0	67,5	90,0
$\kappa=3,0$	$\Delta\varphi$, град	0,0375	0,0461	0,0817
	$KCBH_{\max}$	1,0393	1,0403	1,1458
	θ_{OK} , град	389,169629	423,386502	446,602351
	θ_1 , град	3,423978	3,033047	2,390213
	θ_2 , град	49,915369	50,973737	42,993317
	θ_3 , град	9,776852	10,072878	7,816955
	θ_4 , град	25,784633	28,322970	32,825387
	θ_5 , град	83,496048	85,168454	90,630373
	$\theta_{шл}$,град	88,740028	89,673460	90,172243
	Z_{0e} , Ом	44,180628	40,222170	35,546157
	Z_{0o} , Ом	30,416116	24,265439	20,368125
	$Z_{од}$, Ом	47,665105	46,758444	45,390127
	$Z_{шл}$,Ом	91,646955	51,337806	31,437904
$\kappa=3,5$	$\Delta\varphi$, град	0,04956	0,1334	0,2139
	$KCBH_{\max}$	1,0461	1,0945	1,2342
	θ_{OK} , град	389,871219	424,570139	463,517358
	θ_1 , град	3,499096	2,971566	2,712688
	θ_2 , град	49,569440	48,662059	47,018869
	θ_3 , град	9,983575	9,048504	10,465231
	θ_4 , град	26,204601	29,643845	32,849879
	θ_5 , град	83,511274	87,500697	91,339021
	$\theta_{шл}$,град	88,525135	89,925737	90,855496
	Z_{0e} , Ом	44,009450	38,818434	39,221294
	Z_{0o} , Ом	29,919494	23,579945	19,666236
	$Z_{од}$, Ом	47,361626	45,488960	45,219801
	$Z_{шл}$,Ом	93,309033	50,528008	37,809405
$\kappa=4,0$	$\Delta\varphi$, град	0,0858	0,1857	0,3488
	$KCBH_{\max}$	1,0664	1,1904	1,3578
	θ_{OK} , град	391,478535	432,017044	466,499045
	θ_1 , град	3,768095	2,664846	2,824285
	θ_2 , град	49,168441	49,947488	46,253987
	θ_3 , град	10,596549	9,949313	11,451996
	θ_4 , град	26,435136	32,188147	33,094069
	θ_5 , град	83,560326	87,210576	92,084538
	$\theta_{шл}$,град	88,437509	88,515959	90,296778
	Z_{0e} , Ом	43,667722	39,900168	40,352742
	Z_{0o} , Ом	28,890665	22,975404	19,013431
	$Z_{од}$, Ом	46,655303	44,318775	44,354013
	$Z_{шл}$,Ом	96,817268	54,410909	40,600783

Частотные характеристики ФФ для $\varphi_0=90^\circ$ и $\kappa=3$ показаны на рисунке 3.22. На основе анализа полученных результатов установлено:

1. Для всех номинальных значений фазового сдвига φ_0 длины отрезков связанных ЛП монотонно возрастают, а длины отрезков одиночных ЛП монотонно убывают по направлению к шлейфу. При этом для трёхступенчатой структуры выполняется соотношение: $\theta_3 > \theta_2 > \theta_1$, а для пятиступенчатой структуры: $\theta_5 > \theta_2 > \theta_4 > \theta_3 > \theta_1$. В [77] была получена такая же закономерность изменения длин ступеней ФК по направлению к концу структуры.

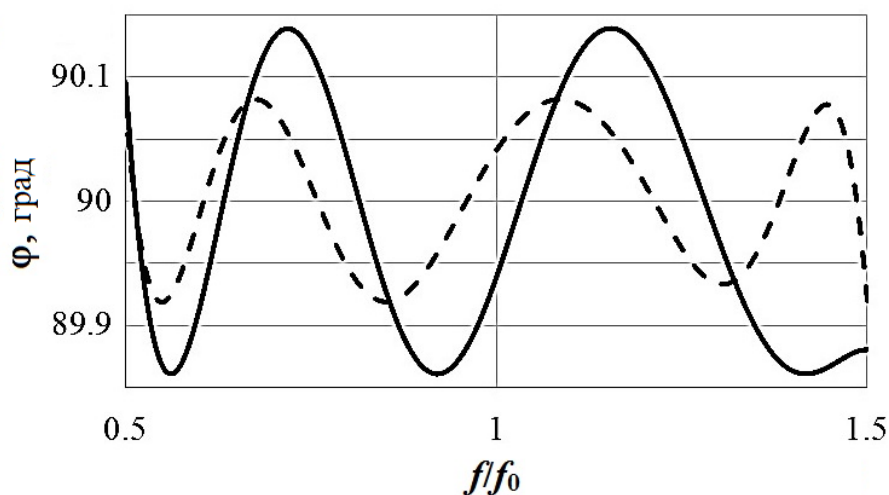
2. С увеличением ширины рабочего диапазона частот наблюдается рост волнового сопротивления шлейфа.

3. С ростом номинального значения фазового сдвига φ_0 волновое сопротивление шлейфа уменьшается.

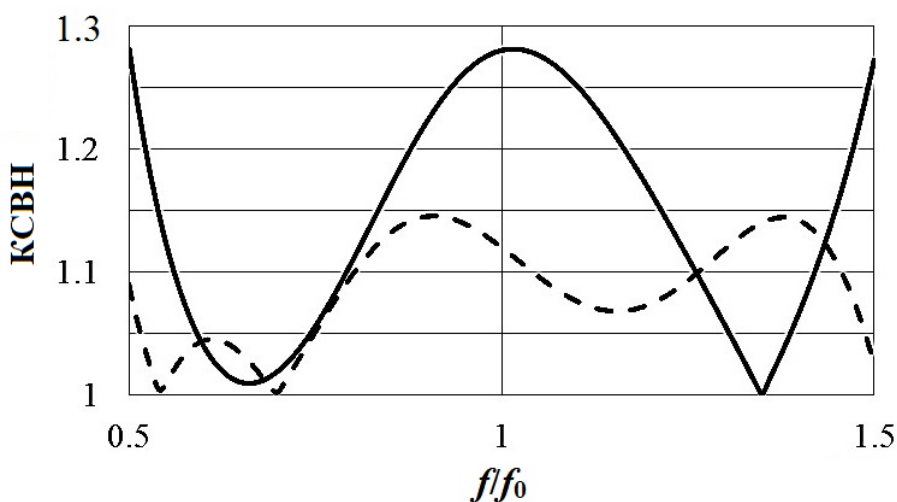
4. Исследованные ФФ при равном числе ступеней, одинаковых номинальных значениях φ_0 и ширине рабочей полосы частот $[f_1, f_2]$ имеют существенно меньшие значения коэффициентов связи и максимального отклонения функции фазового сдвига от номинала φ_0 по сравнению с ФФ, синтезированными в [77]. Это подтверждается данными таблицы 3.8.

Таблица 3.8. Сравнение характеристик трёхступенчатых ($m=3$) ФФ для $\kappa=3$

ФК	Рисунок 3.20 [77]	Рисунок 3.22
$\Delta\varphi$, град	1,931	0,140
КСВН _{макс}	1,0000	1,2813
θ_{OK} , град	416,88	393,17
Z_{0e} , Ом	111,071	38,996
Z_{0o} , Ом	22,508	23,745
k	0,663	0,243
$Z_{од}$, Ом	50,000	46,060



а



б

Рисунок 3.22. ФЧХ (а) и КСВН (б) фазовращателей с ФК на m -ступенчатых связанных ЛП класса II со шлейфом ($\kappa=3$, $\varphi_0=90^\circ$): $m=3$ (сплошная линия); $m=5$ (пунктирная линия)

Результаты синтеза ФФ получены на основе модели в приближении Т-волн, т.е. при допущении о равенстве фазовых скоростей четного и нечетного типов возбуждения отрезков связанных ЛП. Поэтому возможность их использования при конструировании микрополосковых ФФ потребовала отдельного изучения.

Разработанная схемотехническая модель ФФ соответствует рисунку 3.23. В качестве подложки микрополосковой ЛП был задан фольгированный ламинат Rogers RO4003С с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3,55$ и толщиной $h = 0,813$ мм. Параметры, полученные в приближении Т-волн для $\varphi_0 =$

90°, $\kappa = 3$, $m = 3$ использовались в качестве начального приближения. Геометрические размеры отрезков одиночных и связанных микрополосковых ЛП, образующих структуру ФФ, рассчитаны с помощью методики [135] таким образом, чтобы на центральной частоте диапазона $f_0 = 1$ ГГц были реализованы требуемые значения волновых сопротивлений. Частотные характеристики полученной модели ФФ приведены в таблице 3.9 и на рисунке 3.24. Можно констатировать, что электрические характеристики микрополоскового ФФ существенно ухудшились по сравнению с соответствующей моделью в одноволновом приближении. Кроме этого, зазор S_{coupl} между связанными ЛП оказался слишком малым и нереализуемым с помощью стандартных технологий фрезерования. Очевидно, что причиной этого является неравенство фазовых скоростей для четного и нечетного типов возбуждения, что и обусловило необходимость проведения дополнительной параметрической оптимизации микрополосковой модели ФФ.

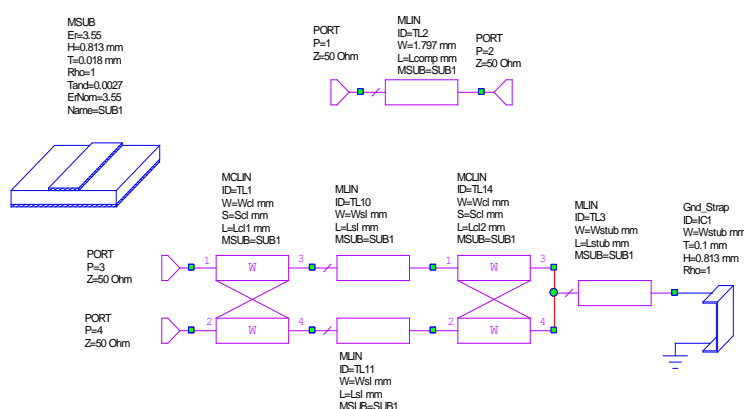


Рисунок 3.23. Схемотехническая модель ФФ на основе микрополосковой линии передачи

Нахождение оптимальных геометрических размеров элементов ФФ производилось в результате совместного решения в среде проектирования AWR Microwave Office минимаксных задач:

$$\min_{GL} \max_{f \in [0.5ITy, 1.5ITy]} |\varphi_0 - \varphi(f, GL)|, \quad (3.36)$$

$$\min_{GL} \max_{f \in [0.5ITy, 1.5ITy]} KCBH(f, GL),$$

где в качестве варьируемых параметров GL использовались геометрические размеры структуры, указанные в таблице 3.9. При формулировке задачи введено до-

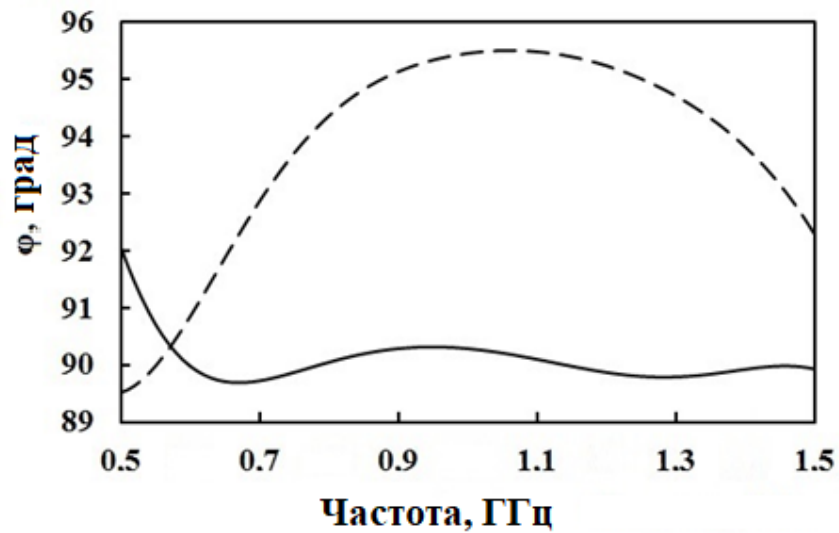
полнительное технологическое ограничение $S_{coupl} \geq 0.2$.

Таблица 3.9. Параметры микрополоскового ФФ класса II со шлейфом

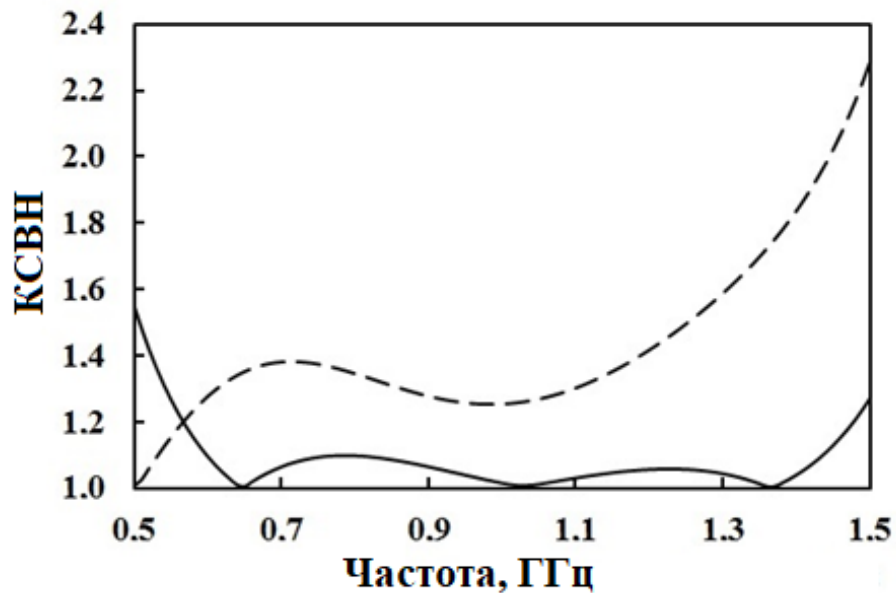
	Схемотехническая модель (начальное приближение)	Схемотехническая модель (оптимальные параметры)	Электродинамическая модель
φ_0 , град	90	90	91
$\Delta\varphi$, град	5,30	0,65	2,00
$KCBH_{\max}$	2,36	1,28	1,4
l_{ref} , мм	196,4	213,6	228,4
W_{coupl} , мм	3,13	4,24	3,31
S_{coupl} , мм	0,085	0,15	0,20
l_{coupl1} , мм	3,00	1,82	1,99
l_{coupl2} , мм	46,00	46,45	46,20
W_{single} , мм	2,05	2,43	1,97
l_{single} , мм	25,34	36,08	31,56
W_{stub} , мм	3,280	5,086	4,59
l_{stub} , мм	43,24	36,71	36,57

Примечание – l_{ref} – длина опорного канала, l_{coupl1} и l_{coupl2} – длины первого и второго отрезков связанных ЛП, W_{coupl} , S_{coupl} – ширина отрезков связанных ЛП и расстояние между ними, l_{single} , W_{single} – длина и ширина отрезков несвязанных ЛП, l_{stub} , W_{stub} – длина и ширина шлейфа

Задача параметрической оптимизации микрополоскового ФФ решена в среде AWR Microwave Office с помощью симплексного метода (метод Нелдера-Мида). В качестве варьируемых параметров использованы геометрические размеры одиночных и связанных ЛП, указанные в таблице 3.9. При формулировке задачи синтеза учтено технологическое ограничение $S_{cl} \geq 0,2$. Частотные характеристики оптимизированной структуры ФФ показаны на рисунке 3.24, а её параметры приведены в таблице 3.9. Полученное решение характеризуется удовлетворительными электрическими параметрами и может быть реализовано технологически.



а



б

Рисунок 3.24. Частотные характеристики исходной (пунктирная линия) и оптимизированной (сплошная линия) схмотехнической модели ФФ: а – ФЧХ, б – КСВН

Приближение Т-волн позволяет найти глобальный минимум входного коэффициента отражения с наименьшими вычислительными затратами. Схмотехническая модель дает возможность учесть дисперсию в микрополосковой ЛП. Однако для точного численного расчета электродинамических характеристик структуры ФФ таких приближенных моделей недостаточно. Поэтому была использована

трехмерная математическая модель, которая полностью учитывает пространственную структуру ФФ, а также сложные отражательные процессы на границах между секциями микрополосковых ЛП.

Распределение электрического поля в структуре ФФ можно найти из решения волнового уравнения в частотной области:

$$\nabla^2 \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) - k^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}) = -ik\eta \mathbf{J}(\mathbf{r}), \quad (3.37)$$

где $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ – вектор комплексной амплитуды электрического поля, k – модуль волнового вектора, η – импеданс вакуума, $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ – комплексная амплитуда электрического тока, протекающего в МЛП.

Микрополосковая ЛП находится в неограниченной области, и для численного решения уравнения (3.37) необходимо использовать открытые граничные условия. В двухслойной структуре воздух-диэлектрик это можно сделать, если представить дифференциальное уравнение (3.37) в виде интегрального уравнения:

$$\mathbf{e}_n \times \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) = \mathbf{e}_n \times \left[i\omega \int_{S'} \overline{\overline{G}}^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}_s^e(\mathbf{r}') dS' - \frac{1}{i\omega\epsilon} \nabla \int_{S'} G^\Phi(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla' \cdot \mathbf{J}_s^e(\mathbf{r}') dS' \right], \quad (3.38)$$

где $\overline{\overline{G}}^A$ – тензорная функция Грина для волнового уравнения, учитывающая многослойную среду, G^Φ – скалярная функция Грина, \mathbf{J}_s – поверхностная плотность тока, текущего по проводникам в микрополосковой ЛП, S' – поверхность МЛП, на которой протекают токи, \mathbf{e}_n – базисный вектор, направленный нормально к поверхности металлических слоев МЛП.

Использование поверхностной плотности электрического тока вместо объемной плотности в уравнении (3.38) обусловлено малой толщиной проводников микрополосковой ЛП ($t = 0,018$ мм). Возбуждающее поле в уравнении задается в виде граничного условия на входе МЛП. Входной возбуждающий сигнал задан в виде δ -источника:

$$\mathbf{E}_m^i = V_m^i \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m) \mathbf{e}_l, \quad (3.39)$$

где V_m^i – напряжение, приложенное к порту многополюсника, \mathbf{e}_l – единичный вектор, направленный вдоль микрополоскового проводника, δ – расстояние между стенкой и входным портом, \mathbf{r}_m – радиус-вектор порта (плеча многополюсника).

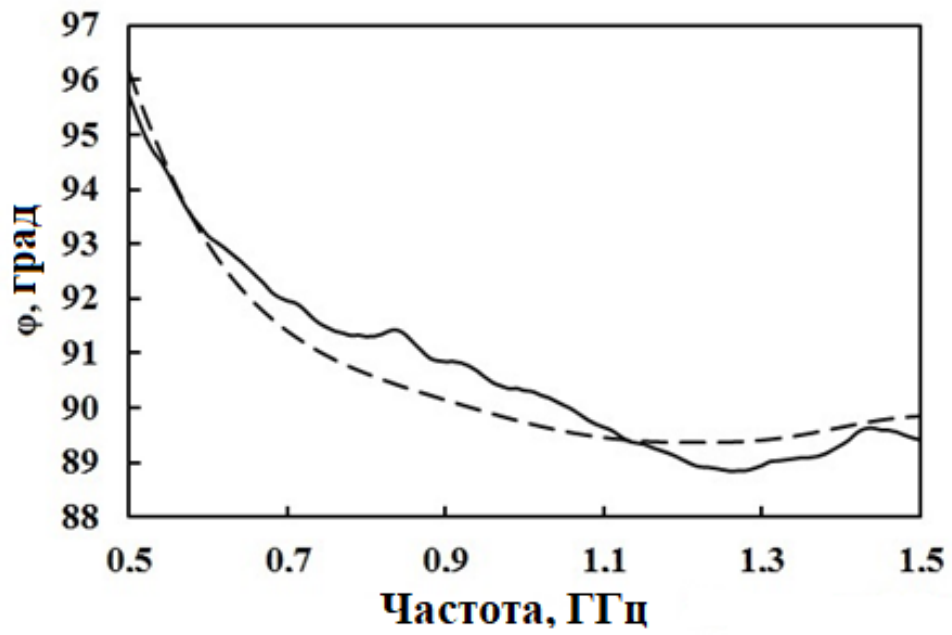
Численное решение интегрального уравнения (3.38) производится при помощи метода моментов [127]. Для решения моментных уравнений была применена программа AXIEM пакета AWR Design Environment.

Электродинамическое моделирование показало отклонение частотных характеристик трехмерной модели от характеристик модели схемотехнической. В частности, значение КСВН увеличилось до 1.44, а отклонение ФЧХ от заданного номинала превысило 6° . Причиной этого является наличие электромагнитной связи между отрезками несвязанных микрополосковых линий, которые в рамках схемотехнической модели полагались одиночными, а также неоднородностей емкостного характера в зонах соединения линий различных геометрических размеров.

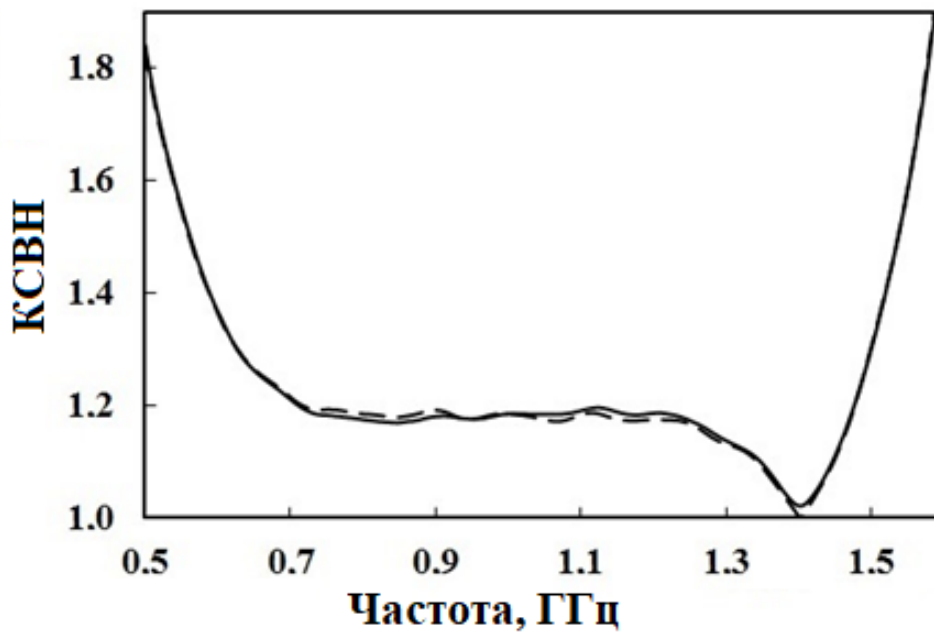
С целью достижения требуемых параметров ФФ была выполнена необходимая корректировка геометрических размеров элементов ФК и добавлены отрезки микрополосковых ЛП для подключения коаксиально-микрополосковых переходов. В связи с этим длина компенсирующей ЛП $l_{ок}$ была увеличена. Для уменьшения нежелательной электромагнитной связи между несвязанными ЛП зазор между ними был также увеличен, а для компенсации неоднородностей в местах их подключения к связанным ЛП были введены согласующие элементы. Частотные характеристики конечной электродинамической модели представлены в таблице 3.9 и на рисунке 3.25.

Изготовленная плата ФК в контактном устройстве показана на рисунке 3.26, а. Оригинальное измерительное приспособление состоит из двух коаксиально-микрополосковых переходов и держателя подложки. Измерения выполнены с помощью векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA-40 (рисунок 3.26, б). Фазочастотные характеристики экспериментального образца ФФ и КСВН его фазосдвигающего канала в сравнении с аналогичными характеристиками электродинамической модели ФФ также показаны на рисунке 3.25.

В диапазоне частот 0.6...1.5 ГГц фазовый сдвиг составляет $91 \pm 2^\circ$, максимальное значение КСВН не более 1.4. Прямые потери $|S_{12}|$ не превышают 0.5 дБ. Незначительное уменьшение полосы рабочих частот может быть объяснено технологическими ограничениями размеров.

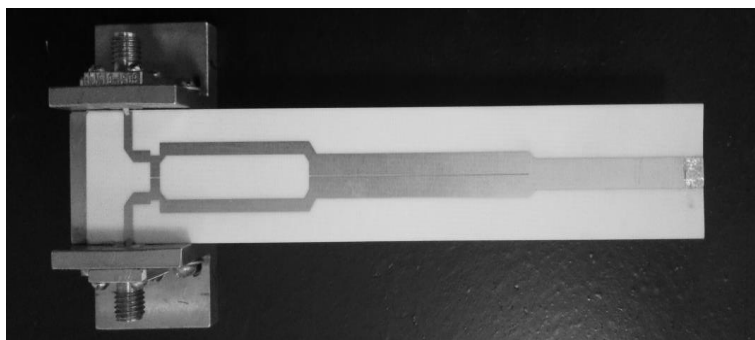


а

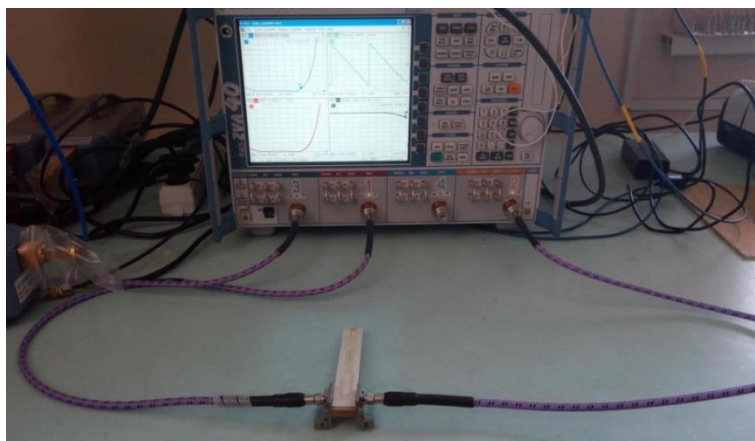


б

Рисунок 3.25. Частотные характеристики электродинамической модели (пунктирная линия) и экспериментального образца (сплошная линия) фиксированного фазовращателя класса II со шлейфом: ФЧХ (а), КСВН фазосдвигающего канала (б)



а



б

Рисунок 3.26. ФК в контактном устройстве (а), измерительный стенд (б)

Таким образом, проведенное математическое моделирование микрополоскового ФФ было подтверждено соответствующим натурным экспериментом. Однако наблюдается определенное расхождение результатов схемотехнического и электродинамического моделирования. Его причины можно объяснить следующим образом.

Как известно, структура класса II образуется каскадным соединением распределенно-связанных отрезков ЛП разной длины с двумя чередующимися значениями коэффициента связи k_1 , k_2 . В частном случае, при $k_2=0$, структура является соединением чередующихся связанных и несвязанных ЛП. Именно такую структуру ФК имеет ФФ, исследованный в данной главе. Для сведения к нулю коэффициента связи между одиночными микрополосковыми ЛП необходимо располагать их на значительном удалении друг от друга, но поскольку в структуре класса II соединяются одиночные и связанные МЛП, то в местах их сочленения возникают

ступенчатые неоднородности, приводящие к значительному рассогласованию ФК и искажению его фазочастотной характеристики.

Чтобы численно оценить степень влияния неоднородностей в местах соединения ЛП, рассмотрим схематические и электродинамические модели ФК класса II со шлейфом.

Для удобства анализа структуры проведем её декомпозицию на две подсистемы, первая из которых содержит каскадное соединение связанных и одиночных ЛП (рисунок 3.27, а), а вторая – состоит из отрезка связанных ЛП, нагруженного короткозамкнутым шлейфом (рисунок 3.27, б).

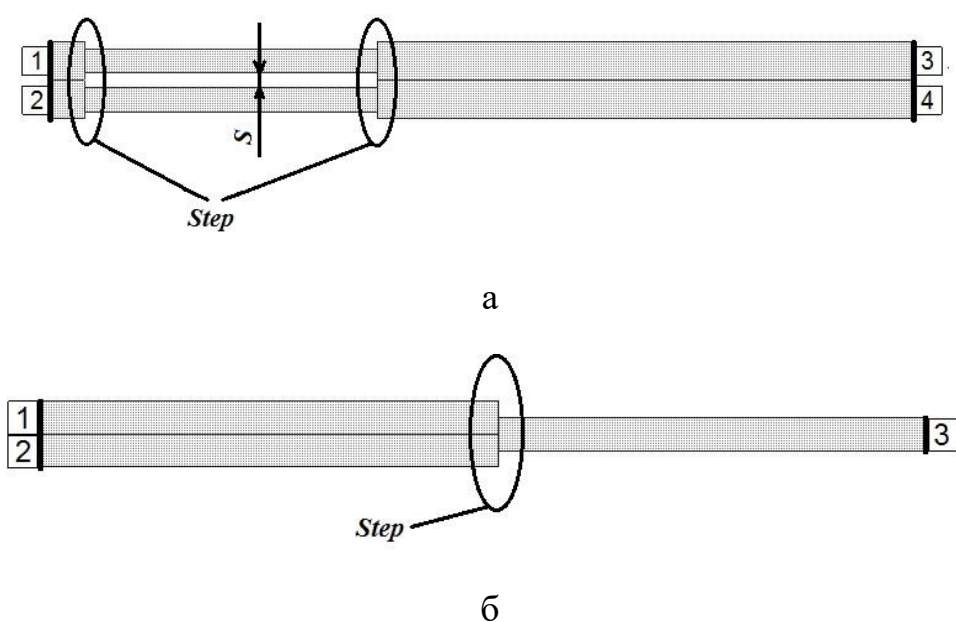


Рисунок 3.27. Ступенчатые неоднородности в структуре класса II: соединение связанных и одиночных линий передачи (а), соединение связанных линий передачи и шлейфа (б)

При рассмотрении первой структуры будем увеличивать расстояние S между условно одиночными ЛП, наблюдая за изменением коэффициентов передачи S_{12} , S_{13} . В качестве эталонных возьмем характеристики схематической модели. Электродинамический анализ структуры будем осуществлять с помощью метода моментов. На рисунке 3.28 представлено семейство характеристик S_{12} , S_{13} схематической модели и электродинамических моделей для нескольких значений S . Можно заметить, что при увеличении расстояния между линиями кривая S_{12} стремится к характеристике схематической модели. Однако при этом наблю-

дается увеличение искажений коэффициента передачи S_{13} . Очевидно, что наблюдаемые эффекты обусловлены неоднородностями в местах сочленения ЛП.

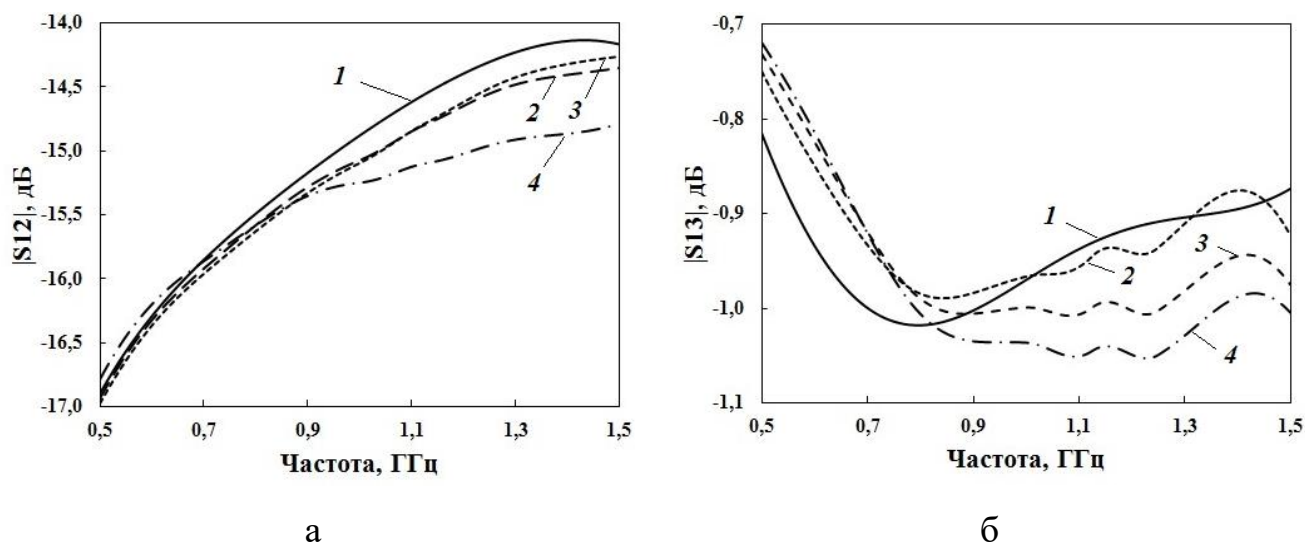


Рисунок 3.28. Коэффициенты передачи S_{12} и S_{13} схемотехнической модели (кривая 1) и электродинамических моделей при $S=3,3$ мм (кривая 2), 5,3 мм (кривая 3), 6,3 мм (кривая 4) соединения связанных и одиночных линий

Рассматривая вторую структуру из связанных линий и шлейфа, как и в предыдущем случае, в качестве эталона возьмем схемотехническую модель. Электродинамический анализ продемонстрировал отклонение коэффициента передачи структуры от характеристики схемотехнической модели, увеличивающееся с ростом частоты (рисунок 3.29). Объяснить такое разброс характеристик можно влиянием значительного скачка ширины линий в месте соединения шлейфа и связанных ЛП.

Результаты исследования скачкообразных нерегулярностей в местах сочленения линий передачи с различными параметрами показывает сложность происходящих в них процессов и, следовательно, сложность их точного описания как в одноволновом приближении, так и при схемотехническом моделировании. В этом случае может оказаться полезным электродинамическое моделирование. Применяя его для частотного анализа фиксированных фазовращателей на связанных линиях со шлейфом, можно отметить значительное время вычислений и высокие требования к аппаратному обеспечению, что затрудняет его использование для параметрической оптимизации ФФ. Решить данную проблему можно, прибегнув

к методу декомпозиции. Структуру фазосдвигающего канала класса II со шлейфом можно представить как каскадное соединение восьмиполосников, одни из которых соответствуют отрезкам однородных связанных и одиночных линий передачи, а другие – неоднородностям в местах сочленения однородных линий. Математический аппарат описания однородных ЛП хорошо известен и достаточно точен [135], что дает возможность для их синтеза и анализа использовать одноволновое приближение и схемотехническое моделирование. Анализ же неоднородностей в силу их малых геометрических размеров легко выполнить с помощью электродинамического моделирования.

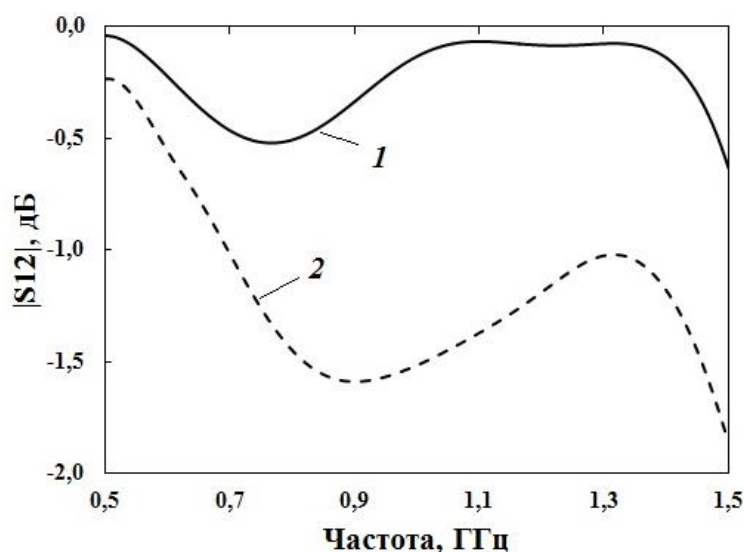


Рисунок 3.29. Коэффициент передачи S_{12} входных плеч связанных линий, нагруженных короткозамкнутым шлейфом: схемотехническая модель (кривая 1), электродинамическая модель (кривая 2)

Рассмотрим описанный подход на конкретном примере – процессе синтеза 90° -фазовращателя с ФК на основе плавно-ступенчатых связанных ЛП с короткозамкнутым плавно-ступенчатым шлейфом для диапазона с центральной частотой $f_0=1,5$ ГГц. В качестве подложки линии задан СВЧ-ламинат Rogers RO4003C толщиной 0,813 мм, его эффективная диэлектрическая проницаемость – $\epsilon=3,55$. В качестве начальных приближений используем параметры из таблицы 3.9. Между отрезками ЛП введены плавно-нерегулярные переходы, а также уголкового поворота, необходимые для обеспечения минимально возможного коэффициента связи между одиночными ЛП. С целью увеличения размерности вектора варьируе-

мых параметров однородный короткозамкнутый шлейф заменен на ступенчатый, образованный каскадным соединением трех отрезков ЛП одинаковой длины.

При решении задачи синтеза для исследуемой ФФ в среде проектирования AWR Microwave Office были совместно решены минимаксные задачи (3.12).

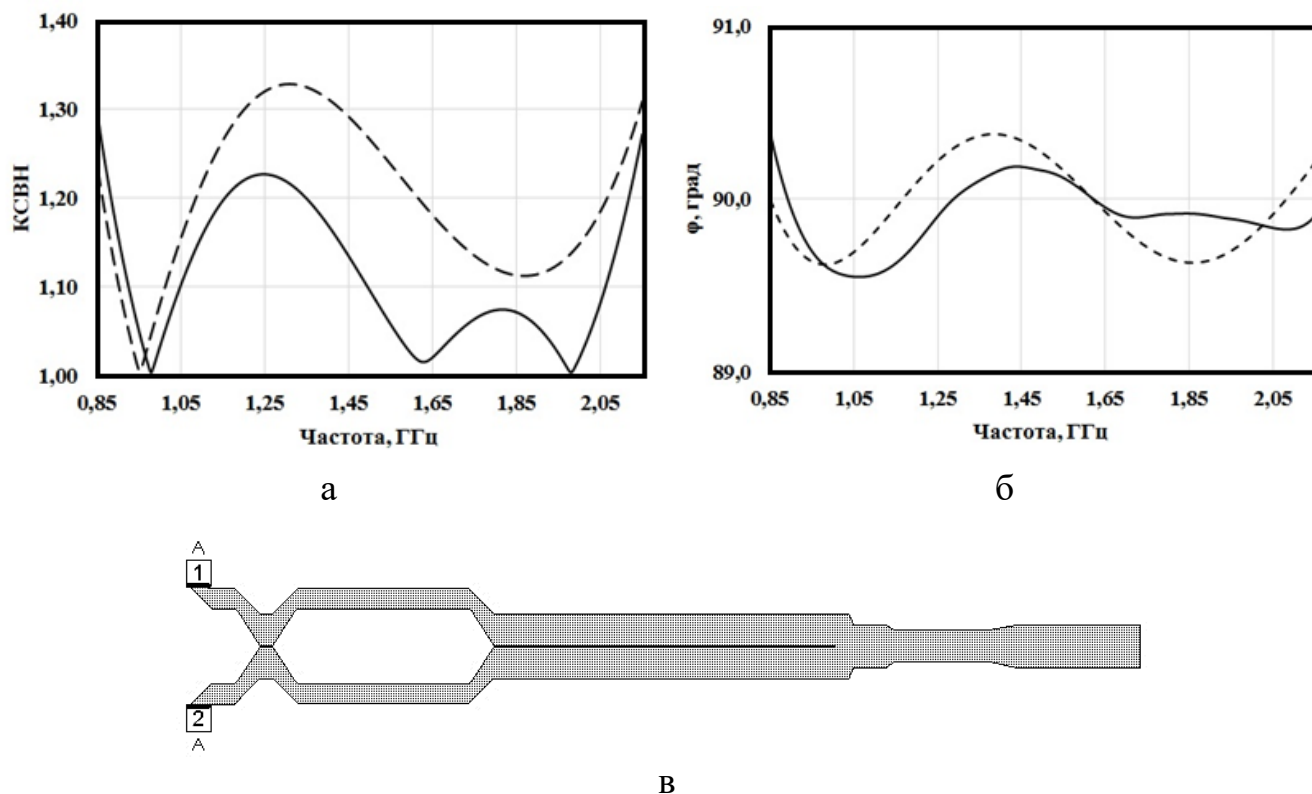


Рисунок 3.30. Частотные характеристики схемотехнической (пунктирная линия) и электродинамической (сплошная линия) моделей ФФ: КСВН (а), б – ФЧХ (б); топология электродинамической модели ФК (в)

На следующем этапе синтеза, используя метод декомпозиции, произведен учет влияния плавных переходов между отрезками ЛП и проведена оптимизация длин однородных ЛП. Для этого были построены трехмерные геометрические модели плавных переходов и выполнен их электромагнитный анализ с использованием метода моментов. Полученные S-параметры импортированы в схемотехническую модель в виде функциональных блоков, после чего была проведена параметрическая оптимизация структуры с помощью симплекс-метода. На основе полученных решений построена полная электродинамическая модель в симуляторе AWR AXIEM (рисунок 3.30), ее частотные характеристики приведены на рисунке 3.30, б, в. Максимальное значение КСВН не превышает 1,3, а отклонение

ФЧХ от номинала составляет $0,5^\circ$. Сравнение характеристик схмотехнической и электродинамической моделей показывает достаточно хорошее их совпадение: различия в максимальном значении КСВН не превышают $0,02$, а в отклонении фазочастотной характеристики от номинала – не более $0,2^\circ$. Это подтверждает целесообразность использования описанного метода проектирования и предложенной структуры ФК.

3.5 Двухэлементные структуры на основе связанных линий передачи с однородным шлейфом

Использование связанных ЛП позволяет обеспечить широкую полосу рабочих частот ФФ, однако сопряжено с рядом технологических трудностей. К их числу относятся малый зазор между связанными ЛП и невозможность реализации перемычки нулевой длины между выходными плечами связанных ЛП, что приводит к значительному ухудшению электрических параметров ФФ по сравнению с моделью в приближении Т-волн. Как было показано выше, решить эту проблему удастся за счет использования короткозамкнутого шлейфа в качестве нагрузки отрезка связанных ЛП, который позволяет не только увеличить зазор между линиями, но и соединить их выходные плечи между собой, не вызывая ухудшения частотных характеристик ФФ. Дальнейшим развитием структур со шлейфами стали многоэлементные ФК [85]. Исследование их свойств началось относительно недавно, но уже показало перспективы по повышению эксплуатационных параметров ФФ. При этом микрополосковые реализации таких устройств на данный момент не исследованы. В связи с чем возникает необходимость исследования процессов распространения электромагнитных волн в такой структуре.

Исследуемая модель в приближении Т-волн фиксированного фазовращателя с двухэлементным ФК показана на рисунке 3.31. Каждый элемент ФК образован отрезком связанных ЛП с электрической длиной $\lambda_g/4$ (где λ_g – длина волны на центральной частоте f_0 рабочего диапазона), выходные плечи которого соединены между собой и нагружены на короткозамкнутый шлейф, имеющий длину $\lambda_g/4$ и волновое сопротивление Z_{stub} .

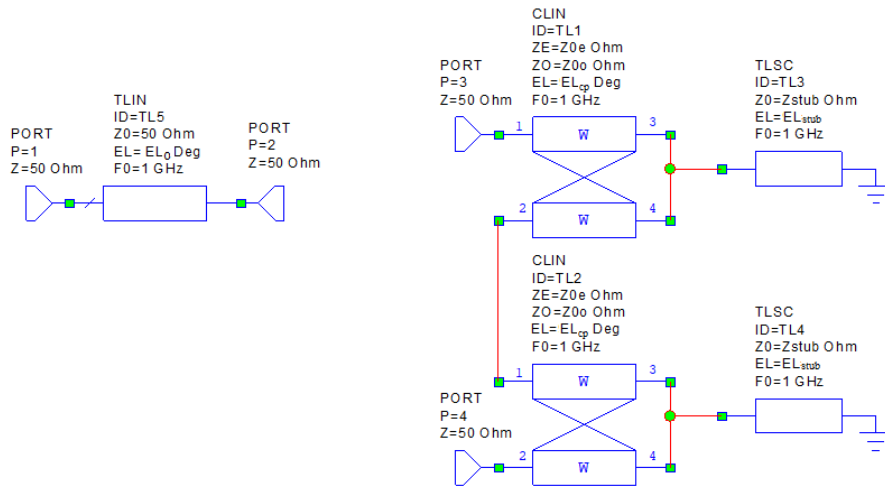


Рисунок 3.31. Модель ФФ в приближении Т-волн

Оптимальные электрические параметры ФФ для диапазона частот 0,66...1,33 ГГц и номинального значения фазового сдвига $\varphi_0=90^\circ$, полученные с использованием данных работы [85], приведены в таблице 3.10, а частотные характеристики соответствующей модели в приближении Т-волн – на рисунке 3.32.

Таблица 3.10 – Параметры модели ФФ в приближении Т-волн

Z_0 , Ом	Z_{0e} , Ом	Z_{0o} , Ом	Z_{stub} , Ом	EL_0 , град	EL_{stub} , град	EL_{cp} , град
50,0	45,35	38,889	66,128	450	90	90

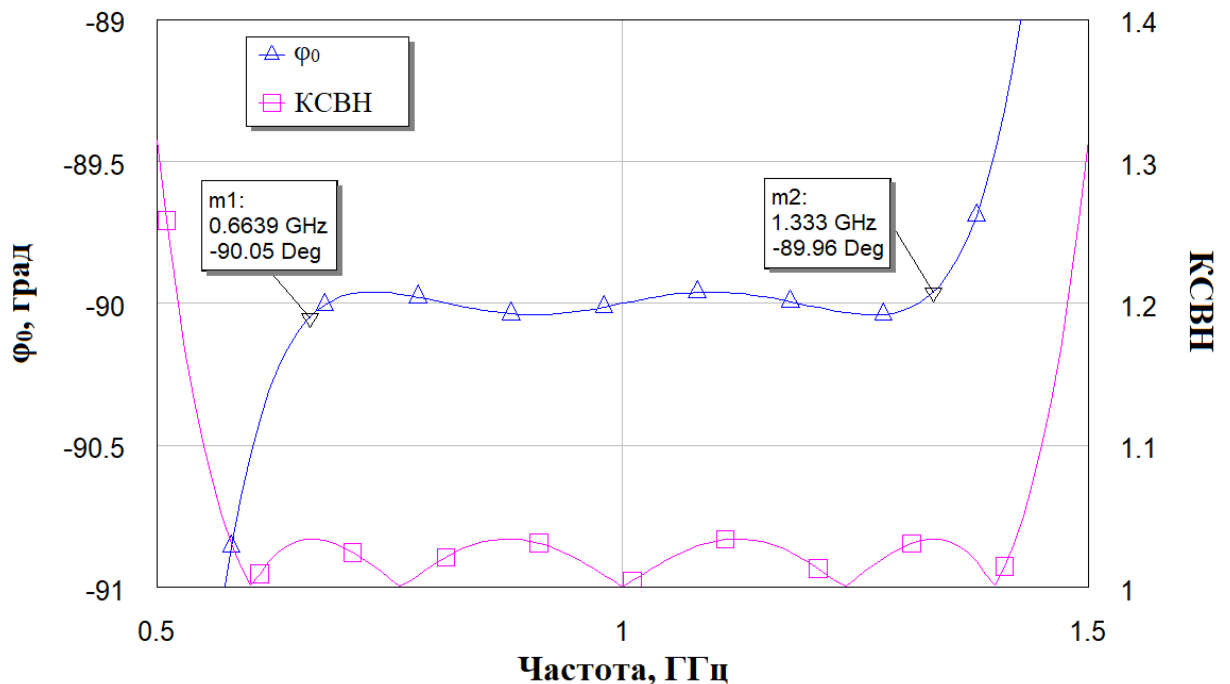


Рисунок 3.32. Частотные характеристики модели ФФ в приближении Т-волн

Отклонение $\Delta\varphi$ ФЧХ от заданного номинального значения φ_0 составляет не более $0,05^\circ$ в полосе частот $0,6639\dots 1,333$ ГГц. КСВН не превышает $1,04$ в том же диапазоне. Введение соединительного отрезка ненулевой длины между элементами ФК приводит к заметному ухудшению их характеристик, и чем больше эта длина, тем больше отклонение ФЧХ от номинала.

На основе полученных начальных приближений была создана схемотехническая модель микрополоскового ФФ (рисунок 3.32), где в качестве подложки был задан СВЧ-ламинат Rogers RO4003С, имеющий эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r=3,38$. При этом при расчетах использовано значение $\epsilon_r=3,55$, рекомендуемое производителем. Полным аналогом данного материала является доступный на отечественном рынке ламинат WL-СТ338 китайского производителя «Taizhou Wangling». Толщина подложки $h=0,813$ мм, толщина металлизации $t=18$ МКМ.

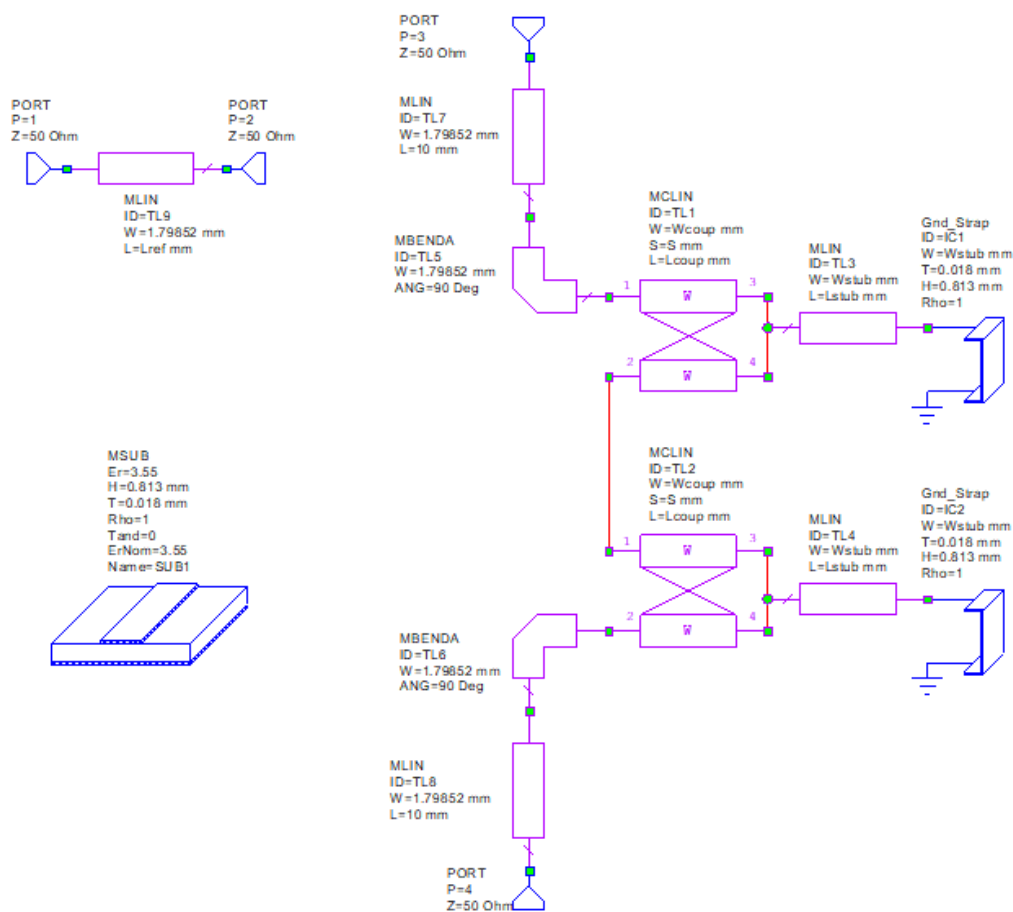


Рисунок 3.32. Схемотехническая модель микрополоскового ФФ

В схеме введены отрезки подводящих ЛП, необходимые для подключения ФФ к внешней цепи. Это вызвало необходимость увеличения длины ОК. Кроме того, проведена параметрическая оптимизация структуры с помощью метода Нелдера-Мида. Необходимость оптимизации вызвана изменением частотных характеристик из-за перехода к квази-Т-волнам, являющимся основным типом волн, распространяющихся в микрополосковой ЛП.

Полученные оптимальные геометрические параметры ФФ приведены в таблице 3.11.

Таблица 3.11. Параметры схемотехнической модели ФФ

W_{coupl} , мм	L_{coupl} , мм	S , мм	L_{stub} , мм	W_{stub} , мм	L_{ref} , мм	W_0 , мм
2,27	44,97	1,41	36,76	1,187	242,89	1,7985

На рисунке 3.34 приведены частотные характеристики схемотехнической модели ФФ. Из них следует, что, в сравнении с моделью в приближении Т-волн, несколько изменился вид ФХЧ, а также увеличилось значение параметра $\Delta\varphi$ до 1° . В то же время максимальное значение КСВН портов ФК в рабочем диапазоне частот изменилось незначительно и составило 1,05.

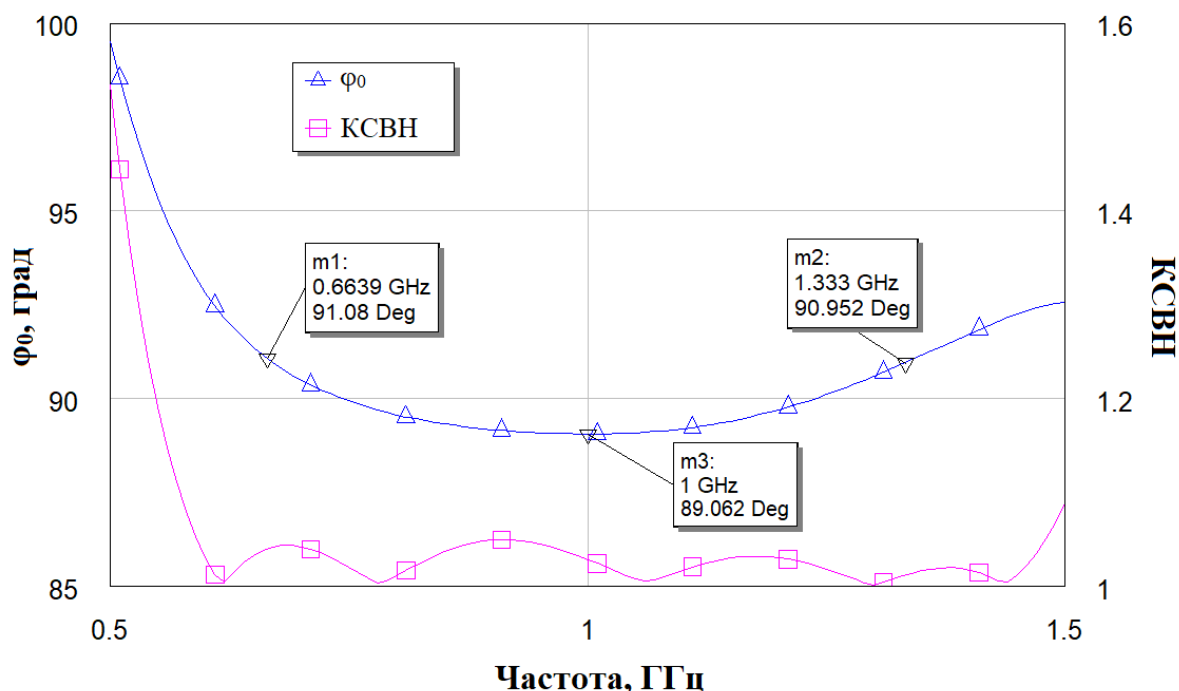


Рисунок 3.34. Частотные характеристики схемотехнической модели ФФ

Полученные геометрические параметры ФФ использованы при построении электродинамической модели ФК (рисунок 3.35). В области сочленения отрезков связанных ЛП и шлейфа добавлены плавные переходы с целью минимизации КСВН. Также скорректированы микрополосковые повороты в местах подключения подводящих ЛП, поскольку в этой области возникает паразитная электромагнитная связь между ЛП разных элементов ФК, не учитываемая в схемотехнической модели. В связи с этим незначительной корректировке подверглись длины связанных ЛП и шлейфов. Используя предложенную конфигурацию, удалось избежать применения ухудшающих частотные характеристики соединительного отрезка ненулевой длины.

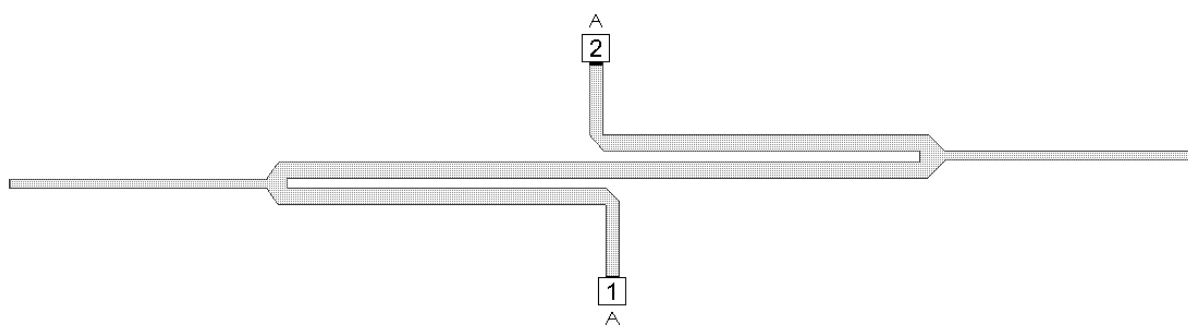


Рисунок 3.35. Двухмерная модель ФК

Максимальное значение КСВН, полученное с помощью электродинамического моделирования, составило 1,09. ФЧХ имеет зависимость, аналогичную схемотехнической модели, при этом параметр $\Delta\phi$ увеличился до 2° .

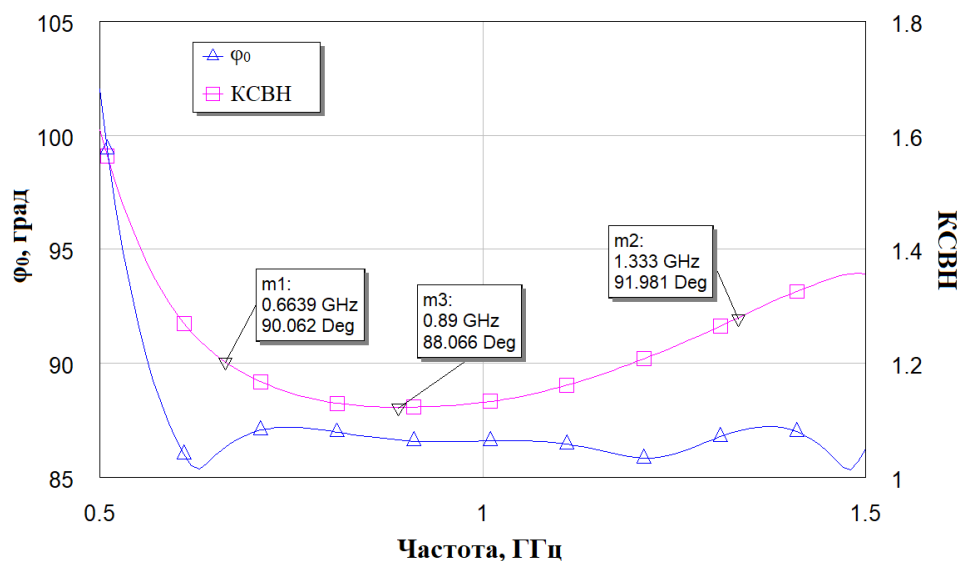


Рисунок 3.36. Частотные характеристики электродинамической модели ФФ

3.6 Выводы по третьей главе

Получены следующие новые теоретические и экспериментальные результаты:

1. Проведено исследование ФФ и их элементов, показавшее возможности по уменьшению габаритных размеров указанных устройств, улучшению их частотных характеристик и повышению их электрической прочности [187, 188].

2. Исследованы структуры электрических цепей ФФ на основе неоднородных одиночных линий передачи с плавно- и ступенчато-неоднородными шлейфами, имеющие в 1,3-3,0 раза меньшие габаритные размеры, чем структуры на основе однородных шлейфов [189-196].

3. Проведено комплексное теоретическое и экспериментальное исследование структуры электрической цепи широкополосного ФФ, которая представляет собой структуру класса II, нагруженную короткозамкнутым шлейфом. При равночисле ступеней рассмотренная структура обеспечивает меньшее значение коэффициента связи линий и меньшее отклонение ФЧХ от заданного номинального значения по сравнению с ФФ на С-звеньях [197-201].

4. Численно исследовано влияние неоднородностей в местах сочленения связанных и одиночных ЛП, а также в области подключения шлейфа к отрезку связанных ЛП на характеристики фиксированных фазовращателей на связанных ЛП со шлейфом. Определена степень влияния паразитной связи между одиночными ЛП на частотные характеристики устройства [202-204].

5. Исследована структура двухэлементного широкополосного микрополоскового ФК на основе связанных ЛП со шлейфами. Показано, что данная структура обеспечивает меньший коэффициент связи между линиями, чем аналогичная структура на С-звеньях. Выявлено влияние соединительного отрезка ненулевой длины между элементами ФК на частотные характеристики ФФ, а также исследовано паразитное влияние топологических особенностей микрополосковой структуры [205].

Заключение

В результате проведения диссертационной работы получены следующие новые теоретические и экспериментальные результаты:

1. Форма емкостного зонда имеет определяющее влияние на электрическую прочность и частотные характеристики КВП. Наибольшую электрическую прочность имеет сферический зонд. Ступенчатый зонд позволяет добиться наилучшего согласования, однако не отличается высокой электрической прочностью. Зонды других типов занимают промежуточное положение как по частотным характеристикам, так и по электрической прочности. Численный анализ мультипакторного и газового разрядов показал, что они возникают у кромок цилиндрического зонда. В этой связи введение фасок или скруглений может увеличить электрическую прочность КВП.

2. Разработан алгоритм оптимального синтеза КВП, базирующийся на использовании эквивалентной схемы, отличающийся тем, что он обеспечивает меньшее время оптимизации электродинамической модели перехода и позволяет учитывать его электрическую прочность. Это позволяет не только вычислять параметры матрицы рассеяния (коэффициенты отражения и передачи), но и определять уровень допустимой рабочей СВЧ-мощности системы.

3. Показано, что реализация в соосной структуре коаксиально-волноводного перехода на основе реберного волновода области согласования в виде отрезка плосковой линии передачи позволяет эффективно трансформировать ТЕМ-волну коаксиальной линии передачи в основную волну прямоугольного волновода, что приводит к расширению рабочей полосы частот устройства и улучшению уровня согласования в ней. Индуктивная петля связи оптимальной топологии позволяет реализовать новую конфигурацию коаксиально-волноводного перехода с соединением коаксиальной линии передачи через узкую стенку волновода.

4. Численно и экспериментально исследованы структуры малогабаритных КВП индуктивного типа для прямоугольных волноводов стандартного и нестандартного сечений. Теоретически они позволяют обеспечить уровень согласования с

коэффициентом отражения не более $-30,0$ дБ во всем рабочем диапазоне прямоугольного волновода. Отсутствие твердых диэлектриков в коаксиальном соединителе позволяет повысить технологичность и электрическую прочность предложенных структур КВП. Оптимальный выбор конфигурации полости согласования в соосной структуре позволяет значительно повысить уровень согласования КВП.

5. Разработаны и исследованы электродинамические структуры малогабаритных КВП индуктивного типа, в которых подключение коаксиальной ЛП к волноводу осуществлено через его узкую боковую стенку. Получено несколько конфигураций элемента согласования, представляющего собой индуктивную петлю связи, обеспечивающих высокий уровень согласования при малых габаритах КВП.

6. Предложена и исследована электродинамическая структура соосного КВП, отличающаяся от известных аналогов тем, что в ней реализован емкостной тип связи. Это значительно упрощает конструкцию и повышает её технологичность.

7. Получены соотношения, определяющие условия возбуждения прямоугольного резонатора, содержащего диэлектрические элементы. Приведены соотношения, позволяющие оценивать значения критических полей при разработке, проектировании и создании новых бортовых устройств СВЧ обработки и передачи сигналов.

8. Исследованы новые структуры электрических цепей ФФ на основе неоднородных одиночных линий передачи с плавно- и ступенчато-неоднородными шлейфами, имеющие в $1,3-3,0$ раза меньшие габаритные размеры, чем структуры на основе однородных шлейфов. Полученные результаты моделирования подтверждены экспериментально на микрополосковых опытных образцах.

9. Проведено комплексное теоретическое и экспериментальное исследование новой структуры электрической цепи широкополосного ФФ, которая представляет собой структуру класса II, нагруженную короткозамкнутым шлейфом. При равном числе ступеней рассмотренная структура обеспечивает меньшее значение коэффициента связи линий и меньшее отклонение ФЧХ от заданного номинального значения по сравнению с ФФ на С-звеньях. Снижение коэффициента связи приводит к

увеличению зазора между ЛП, а, следовательно, к увеличению электрической прочности ФФ и повышению его технологичности.

10. Численно исследовано влияние неоднородностей в местах сочленения связанных и одиночных ЛП, а также в области подключения шлейфа к отрезку связанных ЛП на характеристики ФФ на связанных ЛП класса II со шлейфом. Определена степень влияния паразитной связи между одиночными ЛП на частотные характеристики устройства. Полученные результаты использованы при синтезе плавно-ступенчатой структуры микрополоскового ФФ со шлейфом, показавшей лучшие характеристики, чем у прототипа.

11. Показано, что структура двухэлементного широкополосного микрополоскового ФК на основе связанных ЛП со шлейфами обеспечивает меньший коэффициент связи между линиями, чем аналогичная структура на С-звеньях. Введение соединительного отрезка ненулевой длины между элементами приводит к увеличению рассогласования и фазовой ошибки ФФ.

Результаты диссертационной работы найдут применение в разработках известных и новых типов устройств СВЧ, предназначенных для работы в составе негерметизированной аппаратуры бортовых радиотрансляционных комплексов спутниковых систем телекоммуникации.

Список литературы

1. Marcuvitz N. Waveguide Handbook. Massachusetts: IET. 1951. P. 466.
2. Слугин В.Г., Шевцов О.Ю., Артющев А.В., Казаков Д.С., Юдаев А.А. Коаксиально-волноводный переход. Патент на изобретение RU 2 690 197 С1. Дата подачи заявки: 20.08.2018. Опубликовано: 31.05.2019. Бюл. № 16.
3. Mumford W. The Optimum Piston Position for Wide-Band Coaxial-to-Waveguide Transducers // Proceedings of the IRE. 1963. V. 41 (2). P. 256–261.
4. Prajapati K., Gandhi D. Analysis and Design of Coaxial to Rectangular Waveguide Adapter for KU Band / IJSRD - International Journal for Scientific Research & Development. 2017 Vol. 5. Iss. 02. P. 2321-0613.
5. Яцкевич В.П., Лысенко Л.И., Савв К.Р., Равчеев Ю.Ф.. Авторское свидетельство SU № 1133631 А. Коаксиально-волноводный переход. Опубл. в Б.И. № 1. 1985.
6. Ганзай Д.Д., Егоров И.П., Хромов И. В. Коаксиально-волноводный переход. Патент на изобретение RU 2 655 747 С1. Дата подачи заявки: 21.07.2017. Опубликовано: 29.05.2018 Бюл. № 16.
7. Добисов В.И., Синева Ф.С., Денисов Р.К. Коаксиально-волноводный переход. Патент на полезную модель RU 24 599 U1. Опубликовано: 10.08.2002.
8. Джуринский К.Б., Демшевский В.В., Никитин С.В., Мишулин А.А., Мосалова С.Н. Коаксиально-волноводный переход. Патент на полезную модель RU 210 173 U1. Дата подачи заявки: 02.11.2021. Опубликовано: 30.03.2022 Бюл. № 10.
9. Шлифер Э.Д. Авторское свидетельство SU № 1835970 А1. Коаксиально-волноводный переход. Опубл. в Б.И. № 14. 1995.
10. Keam R.B., Williamson A.G. Broadband design of coaxial line/rectangular waveguide probe transition // IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation. 1994. Vol. 141, N. 1. P. 53–58.
11. Yao H.-W., Zaki K. A. Modeling of Generalized Coaxial Probes in Rectangular Waveguides // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1995. Vol. 43, N. 12. P. 2805–2811.

12. Копейкин А.Н., Денисов Р.К., Сибриков Ю.В., Евтеева С.В. Коаксально-волноводный переход. Патент на полезную модель RU 189 258 U1. Дата подачи заявки: 06.03.2019. Опубликовано: 17.05.2019 Бюл. № 14.

13. Bialkowski M.E. Analysis of a coaxial-to-waveguide adaptor including a dis-cended probe and a tuning post // IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech-niques. 1995. Vol. 43, N. 2. P. 344–349.

14. Misra A., Nabhiraj P.Y., Mallik C. Design of an High Power Ultra Wide Band Hemispherical Cap Waveguide to Coaxial Adapter // Vacuum Electronic devices and applications, Ceeri, Pilani. 2012.

15. Enayati P., Zarifi D. Design of a Wideband Coaxial-to-Rectangular Wave-guide Transition Based on Supershapes // IEEE Access. 2022. V.10. P. 121924 – 121929.

16. Hassan E., Noreland D., Wadbro E., Berggren M. Topology Optimisation of Wideband Coaxial-to-Waveguide Transitions // Scientific Reports. 2017. P. 45110.

17. Pisanu T., Marongiu P., Navarrini A., Valente G. A compact L-band Ortho Mode Junction // Proc. SPIE 7741, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detec-tors and Instrumentation for Astronomy. 2010. V. 774124. P.1-10.

18. Yousefian M., Hosseini S. J., Dahmardeh, M. Compact broadband coaxial to rectangular waveguide transition // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2019. V. 33. Iss. 9. P. 1239-1247.

19. Hajian M., Tran D. P., Lighthart L. P. Modeling the transition between a coax-ial line and a flat rectangular waveguide // IEEE Transactions on Antennas and Propa-gation. 1995. №407. P. 269-272.

20. Рудаков В.А., Следков В.А., Майоров А.П., Мануилов М.Б. Разработка компактных широкополосных коаксиально-волноводных переходов сантиметро-вого диапазона // 2012 22nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunica-tion Technology” (CriMiCo’2012). Sevastopol, Crimea, Ukraine. 2012. С. 522–523.

21. Rudakov V.A., Sledkov V.A., Mayorov A.P., Manuilov M.B. Compact wide-band coaxial-to waveguide microwave transitions for X and KU bands // 2013 IX Inter-national Conference on Antenna Theory and Techniques. 2013. P. 475-477.

22. Майоров А.П., Рудаков В.А., Следков В.А. Миниатюрный коаксиально-волноводный переход. Патент на изобретение RU 2 464 676 С1. Дата подачи заявки: 17.08.2011. Опубликовано: 20.10.2012 Бюл. № 29.

23. Liao A., Wang Q., Wang B., Wang Z. Broad-band Transition from a Coaxial-line to a Rectangular Waveguide with Reduced-height // ICMMT 2008 Proceedings. P. 333–334.

24. Воробьев А.В., Довгань А.А., Кац Б.М., Мещанов В.П., Попова Н.Ф. Теоретическое и экспериментальное исследование коаксиально-волноводных переходов для систем космической связи // Радиотехника. 2018. № 8. С. 58–62.

25. Комаров В. В., Корчагин А. И., Мещанов В. П. Повышение электрической прочности коаксиально-волноводных переходов // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 2. С. 141-144.

26. Петренко В.П. Коаксиально-волноводный переход. А/с SU 1 539 872 А1. Дата подачи заявки: 1988.03.25. Опубликовано: 1990.01.30. Бюл. № 4.

27. Carter P. A., Chandler S. R. Waveguide connector. US Patent 2009/0295494 A1. Filed: Jun. 2, 2008. Pub. Date: Dec. 3, 2009.

28. Gatti R.V., Rossi R., Dionigi M. In-line stepped ridge coaxial-to-rectangular waveguide transition with capacitive coupling // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2018. №9/29 (3). P. 1-5.

29. Васильев А.К. Мощный широкополосный коаксиально-волноводный переход. Патент на изобретение RU 2 725 702 С1. Дата подачи заявки: 19.09.2019. Опубликовано: 03.07.2020 Бюл. № 19.

30. Gerini G., Guglielmi M. In-line Coaxial Excitation of Rectangular Waveguides // 28th European Microwave Conference. 1998. P.33-37.

31. Wang C., Guo G., Wang J., Li E. Analysis and Design of Ku Band Coaxial-waveguide Transition // PIERS Proceedings, Guangzhou, China. 2014. P. 128–131.

32. Saad M.M. A More Accurate Analysis and Design of Coaxial-to-Rectangular Waveguide End Launcher // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, N. 2. P. 129-134.

33. Yang D.-Y. Design and Fabrication of an End-Launched Rectangular Waveguide Adapter Fed by a Coaxial Loop // Journal of information and communication convergence engineering. 2012. Vol. 10(2). P.103–107.
34. Bojovschi A., Gray D., Ghorbani K. A Loop-Type End-Launcher for Carbon Fiber Reinforced Polymer Waveguides // Progress In Electromagnetics Research M. 2013. Vol. 31. P. 13–27.
35. Deshpande M.D., Das B.N., Sanyal G.S. Analysis of an End Launcher for an X-Band Rectangular Waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1979. Vol. 27, N. 8. P. 731–735.
36. Комаров В.В., Мещанов В.П., Попова Н.Ф. Соосный коаксиально-волноводный переход высокого уровня мощности. Патент на изобретение RU 2 678 924 С1. Дата подачи заявки: 16.03.2018. Опубликовано: 04.02.2019 Бюл. № 4.
37. Das B. N., Sanyal G. S. Coaxial-to-waveguide transition (end-launcher type). Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. 1976. Vol. 123. №10. P.984-986.
38. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
39. Dix J.C. Design of waveguide/coaxial transition for the band 2-5-4-1 Gc/s // Proceedings of the IEE. 1963. Vol. 110. No. 2. P. 253–255.
40. Roberts T., Martens J. The Flanged Coaxial Connector System: Enabling DC-220 GHz Connections // Anritsu Technical Bulletin. 2020. №95. P.53-58.
41. Bilik V. High-Power In-Line Waveguide to Coaxial Adapter // 30th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA). 2020. P.1-4.
42. Григорьев А.Д., Ребров А.Н. Разработка соосных коаксиально-волноводных переходов миллиметрового диапазона // Сборник трудов всероссийской конференции «Микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, СПбГЭТУ. 2012 С. 231–233.
43. Cano JL, Mediavilla A. Octave bandwidth in-line rectangular waveguide-to-coaxial transition using oversized mode conversion // IET Electron Lett. 2017. №53 (20). P.1370-1371.

44. Shams S.I., Kishk A.A. Wideband coaxial to ridged gap waveguide transition // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. V. 64. № 12. P. 4117–4125.

45. Zhou Y., Li E., Guo G.-F., Yang T., Liu L.-S. Design of millimeter wave wideband transition from double-ridged to coaxial line // Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. 2011. V. 32. P. 26–33.

46. Levy R, Hendrick LW. Analysis and synthesis of in-line coaxial-to-waveguide adapters // IEEE MTT-S Int Microw Symp Dig. 2002. №2. P. 809-811.

47. Riblet H.J. General synthesis of quarter-wave impedance transformer // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1957. V. 5(1). P. 36–43.

48. Young L. Tables for cascaded homogeneous quarter-wave transformers // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1959. V. 7. № 4. P. 233–328.

49. Young L. Inhomogeneous quarter-wave transformers // Microwave J. 1962. V. 5. P. 84–89.

50. Meschanov V. P., Rasukova I. A., Tupikin V. D. Stepped transformers on TEM-transmission lines// IEEE Trans, on MTT. 1996. Vol. 44, No. 6. P. 793-798.

51. Синтез сверхширокополосных микроволновых структур // Под ред. А.П. Креницкого. В.П. Мещанова. М.: Радио и Связь. 2005. 514 с.

52. Мещанов В.П., Тупикин В.Д. Коаксиальные пассивные устройства диапазонов СВЧ и КВЧ. – Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ, 1988, вып. 16 (1405). М.: ЦНИИ «Электроника». 137 с.

53. Кац Б.М., Мещанов В.П., Фельдштейн А.Л. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами // Под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984. – 288 с.

54. Мещанов В.П., Тупикин В.Д., Чернышев С.Л. Коаксиальные пассивные устройства / Под ред. В.П. Мещанова. – Изд. Саратовского государственного университета, 1993. 447 с.

55. Wang W., Liu Y., Wu Y. A Novel Compact Planar Phase Shifter with a Microstrip Radial Stub // Sensors & Transducers. 2014. Vol. 179. Iss. 9. P. 201–206.

56. Muneer B., Zhu Q. Generalized Analysis Method for a Class of Novel Wideband Loaded-Stub Phase Shifters // *Radioengineering*. 2015. Vol. 24, № 4. P. 927–931.

57. Wang J.-X., Yang L., Liu Y., Wang Y., Gong S.-X. Design of a Wideband Differential Phase Shifter with the Application of Genetic Algorithm // *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2014. Vol. 48. P. 45–49.

58. Zheng S. Y., Chan W. S., Man K. F. Broadband Phase Shifter Using Loaded Transmission Line // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2010. Vol. 20, № 9. P. 498–500. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868>.

59. Alizadeh M. K., Shamsi H., Tavakoli M. B., Aliakbarian H. Simple ladder-like single-layer balanced wideband phase shifter with wide phase shift range and appropriate common-mode suppression // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2020. P. 1137–1147.

60. Geyikoglu M. D., Koc Polat H., Cavusoglu B. Novel design for differential phase shifter structure by using multisection coupled lines // *Electronics Letters*. 2020. Vol. 56. Iss. 11. P. 553–556.

61. Zhang Z., Jiao Y.-C., Cao S.-F., Wang X.-M., Zhang F.-S. Modified Broadband Schiffman Phase Shifter Using Dentate Microstrip and Patterned Ground Plane // *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2011. Vol. 24. P. 9–16.

62. Zhang W.-W., Liu Y., Wu Y., Wang W.-M., Su M., Gao J. A Modified Coupled-Line Schiffman Phase Shifter with Short Reference Line // *Progress in Electromagnetics Research C*. 2014. Vol. 54. P. 17–27.

63. Cao Y., Wang Z., Fang S.-J., Liu Y. A Miniaturized 90° Schiffman Phase Shifter with Open-Circuited Trans Directional Coupled Lines // *Progress in Electromagnetics Research C*. 2016. Vol. 64. P. 33–41.

64. Мещанов В.П., Метельникова И.В. Широкополосные дифференциальные фазовращатели на основе линий передачи с Т-волнами. – *Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ*, 1988, вып. 1 (1327). – М.: ЦНИИ «Электроника». – 40 с.

65. Мещанов В. П., Метельникова И. В., Фокеев Л. Г. Оптимальный синтез ступенчатых фазовращателей II класса // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 12. С. 2341.

66. Мещанов В. П., Шикова Л. В., Метельникова И. В. Синтез ступенчатых фазовращателей на основе линий передачи с Т-волнами // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 2833. № 9. С. 1845–1852.

67. Liu Q., Liu Y., Shen J., Li S., Yu C., Lu Y. Wideband Single-Layer 90° Phase Shifter Using Stepped Impedance Open Stub and Coupled-Line With Weak Coupling // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2014. Vol. 24, № 3. P. 176–178.

68. Wu Y., Yao L., Wang W., Liu Y. A Wide-band 180-degree Phase Shifter Using a Pair of Coupled-line Stubs // 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2015. P. 240–241.

69. Алексеев В. В., Мещанов В. П., Семенчук В. В., Шикова Л. В. Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на ступенчатых связанных линиях передачи со шлейфом // Радиотехника. 2015. № 7. С. 26–30.

70. Schiffman B. M. A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters // IRE Trans. 1958. V.MTT-6, N.2. P. 232.

71. Quirarte J. L. R., Starski J. P. Synthesis of Schiffman phase shifters // IEEE Trans. 1991. V.MTT-39. N. 11. P. 1885.

72. Михалевский В. С., Следков В. А. Синтез фазовращателей СВЧ на ступенчатых связанных линиях с ограниченной связью // Антенны. 1976. Вып.23. С.109.

73. Гительсон А. А., Михалевский В. С., Следков В. А. Синтез фазовращателей СВЧ на ступенчатых связанных линиях // Антенны. 1975. Вып. 22. С.117.

74. Quirarte J. L. R., Starski J. P. Novel Schiffman phase shifters // IEEE Trans. 1993. V. MTT-41, N. 1. P. 9-14.

75. Cristal E. G. Analysis and exact synthesis of cascaded commensurate transmission line C-section all-pass networks // IEEE Trans.1966. V.MTT-14. N.6. P. 285-291.

76. Shelton J. P., Mosko J. A. Synthesis of design of wide-band-equal-ripple TEM-directional couplers and fixed phase shifters // IEEE Trans. 1966. Vol.MTT-14. N.10. P.462-473.

77. Мещанов В.П., Метельникова И.В., Чумаевская Г.Г. Фазовращатель. А.С. № 1580459 (СССР). Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1990, № 27, с. 247.

78. Мещанов В.П., Медокс Т.М., Шикова Л.В. Синтез фазовращателей на основе тандемного включения отрезков связанных линий // Радиотехника и электроника, 1993, т. 38, № 3, с. 416-421.

79. Мещанов В. П., Фельдштейн А. Л. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ. М.: Связь, 1980. 144 с.

80. Аристархов Г. М., Алексеев А. А. Широкополосные фазовращатели на связанных микрополосковых линиях с кратными электрическими длинами // Радиотехника. 1987. № 12. С. 58–60.

81. Алексеев В.В., Мещанов В.П., Семенчук В.В., Шикова Л.В., Ануфриев А.Н. Фиксированный фазовращатель СВЧ // Патент РФ на изобретение № 2619799 МПК H01P 1/18; заявл. 21.12.2015; опубл. 18.05.2017. Бюлл. № 14.

82. Исаев В.М., Мещанов В.П., Семенчук В.В., Шикова Л.В. Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на связанных линиях передачи со шлейфами – Радиотехника и электроника, 2015, т. 60, № 6, с. 604-609.

83. Алексеев В.В., Ануфриев А.Н., Мещанов В.П., Семенчук В.В., Шикова Л.В. Новая структура сверхширокополосных фиксированных фазовращателей на основе ступенчатых связанных линий со шлейфами // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 5. С. 508-514.

84. Алексеев В.В., Мещанов В.П., Семенчук В.В., Шикова Л.В. Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на ступенчатых связанных линиях передачи со шлейфом // Радиотехника. 2015. № 7. С.

85. Алексеев В.В., Ануфриев А.Н., Исаев В.М., Мещанов В.П., Семенчук В.В. Шикова Л.В. Многоэлементный дифференциальный фазовращатель СВЧ //

Патент РФ на изобретение № 2574471 МПК H01P 1/00; заявл. 18.11.2014; опубл. 10.02.2016. Бюлл. № 4.

86. Qiang Liu; Yuanan Liu; Junyu Shen; Shulan Li; Cuiping Yu; Yinghua Lu. Wideband Single-Layer 90 Phase Shifter Using Stepped Impedance Open Stub and Coupled-Line With Weak Coupling // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2014. V.24. PP.176-178.

87. Wu Y., Yao L., Wang W., Liu Y. A wide-band 180-degree phase shifter using a pair of coupled-line stubs // Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting, Jul. 2015. P. 240–241.

88. Tresselt C. P. Broad-band tapered-line phase shift networks // IEEE Trans. 1968. V. MTT-16. N.1. P. 51.

89. Minnaar F. V., Coetzee J. C., Joubert J. A novel ultrawideband microwave differential phase shifter // IEEE Trans. 1997. V.MTT-45. N.8. P.1249-1252.

90. Wilds R. B. Try $\lambda/8$ stubs for fast fixed phase shifts // Microwave&RF. 1979. N.12. P. 67.

91. Алексеев А.Н., Аристархов Г.М. Широкополосные дифференциальные фазовращатели СВЧ на основе одиночных линий передачи // Радиотехника и электроника. 1988. Т.33, № 1. С.63.

92. Губин Д.С., Креницкий А.Л., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Фиксированный фазовращатель СВЧ. Патент на полезную модель № 31690. Приоритет полезной модели 15 мая 2003 г. Зарегистрирована в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 20 августа 2003 г.

93. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Дифференциальный фазовращатель СВЧ. Патент на изобретение № 2251765. Заявка № 2003114549. Приоритет изобретения 15 мая 2003 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 10 мая 2005 г.

94. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Синтез фазовращателей на основе ступенчатой одиночной линии передачи со шлейфом // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55, № 2. С. 162.

95. Губин Д.С., Креницкий А.Л., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Фазовращатель СВЧ фиксированный. Патент на полезную модель № 34036. Приоритет полезной модели 11 августа 2003 г. Зарегистрирована в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 20 ноября 2003 г.

96. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Фазовращатель СВЧ дифференциальный. Патент на изобретение № 2246780. Заявка № 2003123825. Приоритет изобретения 01 августа 2003 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 20 февраля 2005 г.

97. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Синтез фазовращателей на основе ступенчатой одиночной линии передачи второго класса со шлейфом // Радиотехника и электроника. 2004. Т.49. №7. С.801-805.

98. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Фиксированный фазовращатель СВЧ. Патент на полезную модель № 41921. Приоритет полезной модели 17 августа 2004 г. Зарегистрирована в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 10 ноября 2004 г.

99. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Фиксированный СВЧ фазовращатель. Патент на изобретение № 2274931 РФ МПК Н 01 Р 1/18. Заявлено 17.08.2004, опубл. 20.04.2006, Бюлл. № 11.

100. Губин Д.С., Креницкий А.П., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Синтез фазовращателей на основе плавной неоднородной одиночной линии // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2008. Т. 11, № 2. С. 42.

101. Базлов Н.Н., Мещанов В.П., Шикова Л.В. Сверхширокополосные фазовращатели на основе плавной неоднородной одиночной линии передачи // Антенны. 2011. № 1. С. 37-43.

102. Wang W., Liu Y., Wu Y. A Novel Compact Planar Phase Shifter with a Microstrip Radial Stub // Sensors & Transducers. Vol. 179. Issue 9. September 2014. P. 201-206.

103. Zheng S. Y., Chan W. S., Man K. F. Broadband phase shifter using loaded transmission line // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Vol. 20. No. 9, P. 498-500.

104. An S., Muneer B., Zhu Q. Generalized Analysis Method for a Class of Novel Wideband Loaded-Stub Phase Shifters // *Radioengineering*. 2015 Vol. 24. No. 4
105. Pal M., Ghatak R., Sarkar P. Compact dual-band bandpass filter using asymmetric stepped impedance stub loaded multimode resonator // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2015. № 9(01). P. 45–50.
106. Guo L., Zhu H., Abbosh A.M. Planar UWB phase shifter using parallel coupled lines combined with short-ended stubs and impedance transformer // *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. 2015. P. 1-3.
107. Zhang Z., Jiao Y.-C., Cao S.-F., Wang X.-M., Zhang F.-S. Modified broadband schiffman phase shifter using dentate microstrip and patterned ground plane // *Progress In Electromagnetics Research Letters*. 2011.Vol. 24. P. 9–16.
108. Dong Q., Wu Y., Zheng Y., Wang W., Liu Y. A Compact Single-Layer Ultra-Wideband Phase Shifter Using Weakly Coupled Lines // *IEEE Access*. 2019. V.7. P. 12575 - 12583
109. Xu B., Zheng S., Pan Y., Huang Y. H. A Universal Reference Line-Based Differential Phase Shifter Structure With Simple Design Formulas // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2017. №7(1). PP. 123–130.
110. Wang J.-X., Yang L., Liu Y., Wang Y., Gong S.-X. Design of a Wideband Differential Phase Shifter with the Application of Genetic Algorithm // *Progress In Electromagnetics Research Letters*. 2014.Vol. 48. P. 45–49.
111. Zhang W., Xu K., Shi J., Shen Z. A Compact Single-layer Balanced Phase Shifter with Wide Bandwidth and Uniform Reference Line // *IEEE Access*. 2020. V.8. P. 41530 – 41536.
112. Qiu L.-L., Zhu L., Lyu Y.-P. Balanced wideband phase shifters with wide phase shift range and good common-mode suppression // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2019. Vol. 67. No. 8. P. 3403–3413.
113. Alizadeh M. K., Shamsi H., Tavakoli M. B., Aliakbarian H. Simple ladder-like single-layer balanced wideband phase shifter with wide phase shift range and appropriate common-mode suppression // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2020. Vol. 14. Iss. 10. P. 1137-1147.

114. Nie Y., Zhang W., Shi J. A compact balanced phase shifter with wideband common-mode suppression // IEEE Access. 2019. Vol. 27. P. 153810–153818.
115. Zhang W, Shi J, Wu G, Lin L, Xu K. A Balanced Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter with Wideband Common-Mode Suppression // Micromachines. 2023. №14(2):285.
116. Kishek R.A., Lau Y.Y., Ang L.K., Valfells A., Gilgenbach R.M. Multipactor discharge on metal and dielectrics: Historical review and recent theories // Phys. Plasmas. 1998. Vol. 5(5). P. 2120-2126.
117. ECSS-E-20-01A. Space engineering. Multipaction design and test. 2003. P. 88.
118. Glancy R.F. Multipaction control in microwave space systems // Microwave Journal. March 1978.
119. Woode A., Petit J. Diagnostic investigation into multipactor effects susceptibility zone measurements and parameters, affecting a discharge // Estec working paper 1556. 1989.
120. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника. 2012. 336 с.
121. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит. 2013. 428 с.
122. Volakis J.L., Chatterjee A., Kempel L.C. Finite element method for electromagnetics. NY: IEEE Press. 1998. P. 368.
123. Jin J. The finite element method in electromagnetics. NY: John Wiley & Sons. 2002. P. 876.
124. Денисенко Д.В. Применение методов граничных интегральных уравнений в проектировании планарных резонансных устройств СВЧ // Тезисы докладов 12-й Международной конференции "Авиация и космонавтика - 2013". С .454-456.
125. Синтез сверхширокополосных микроволновых структур / А.М. Богданов, М.В. Давидович, Б.М. Кац и др.; Под. ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова - М.: Радио и связь. 2005. 514 с.
126. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс. М.: Радио и связь. 1988. 128 с.
127. Дегтярев Ю.И. Методы оптимизации. М.: Сов. радио, 1980. 270 с.

128. Гончаров В.А. Методы оптимизации. М.: 2008. 188 с.
129. ГОСТ РВ 51914-2002. Элементы соединения СВЧ трактов электронных измерительных приборов. Присоединительные размеры. Вступил в действие 01.01.2003.
130. Hairer E., Lubich C., Wanner G. Geometric numerical integration illustrated by the Stormer-Verlet method // Acta Numerica. 2003. V. 12. P. 399-450.
131. Фейман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Феймановские лекции по физике. М.: Мир. 1967.
132. Vaughan J.R.M. Multipactor // IEEE Trans. Electron Devices. 1988. V. 35 (7). P. 1172-1180.
133. Georghiou G.E., Papadakis A.P., Morrow R., Metaxas A.C. Numerical modelling of atmospheric pressure gas discharges leading to plasma production // J. Phys. D Appl. Phys. 2005. V. 38. P. R303-R328.
134. Pinheiro-Ortega T., J. Monge, S. Marani, J. Sanz, E Sorolla, M. Mattes, C. Vicente, J. Gil, V.E. Bona, B. Gimeno. Microwave Corona Breakdown Prediction in Arbitrarily-Shaped Waveguide Based Filters // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 20 (4), p. 214-216.
135. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / Изд. 2, перераб. и доп. 1971. 388 с.
136. Бахтеев И.Ш., Довгань А.А., Кондрашов А.С., Мещанов В.П., Попова Н.Ф., Рожков В.М. Моделирование мультипакторного и коронного разрядов в мощных коаксиально-волноводных переходах для систем космической связи // Радиотехника. 2018. №11. С. 156-161.
137. Саяпин К.А., Давидович М.В., Кобец А.К. Возбуждение прямоугольного резонатора через окно связи в конвейерной установке СВЧ-нагрева // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т.25. №4. С.88-89.
138. Яфаров Р.К. Физика СВЧ вакуумно-плазменных технологий, М.: Физматлит. 2009. 216 с.
139. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. Радио. 1973. 400 с.

140. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь.1988. 410 с.
141. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь. 1983. 296 с.
142. Давидович М.В. К нестационарной теории возбуждения резонатора // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 46. № 10. С. 1198-1205.
143. Давидович М.В. К нестационарной теории возбуждения волноводов // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 46. 11. С. 1285-1292.
144. Давидович М.В. Возбуждение волноводного трансформатора // ЖТФ. 2006. Т. 76. Вып. 11. С. 12-19.
145. Давидович М.В., Бушуев Н.А. Возбуждение цилиндрического резонатора током спирали и осевым током электронного пучка // ЖТФ. 2013. Т. 83, вып. 7. С. 135-145.
146. Давидович М.В. Нестационарное возбуждение открытых структур // Известия Саратовского университета. Новая серия. 2005. Серия Физика. Т. 5. В. 1. С. 68–83.
147. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики // Пер. с англ. Т. 1,2. М.: ИИЛ, 1958. 931 с.
148. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних краевых задач электродинамики. М.: Наука, 1967. 460 с.
149. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. М.: Советское радио, 1971. 662 с.
150. Марков Г.Т., Панченко Б.А. Тензорные функции Грина прямоугольных волноводов и резонаторов // Изв. вузов. Радиотехника. 1964. Т. 7. № 1. С. 34–41.
151. Давидович М.В. Итерационные методы решения задач электродинамики. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2014. 240 с.
152. Яфаров Р.К. Получение наноалмазных композиционных материалов в плазме микроволнового газового разряда низкого давления // ЖТФ. 2006. Т. 76, Вып. 1. С. 42–48.

153. Саяпин К.А., Давидович М.В., Кобец А.К., Метод простых итераций с коррекцией сходимости и метод минимальных невязок в задачах плазмоники // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 3. С. 18-27.

154. Н. П. Данилкин, Н. Г. Котонаева. Расчёт высотных профилей электронной концентрации в ионосфере по ионограммам космической станции «Мир» // Изв. Вузов. РФ. 2002. Т. XLV № 5, с. 367-374.

155. Басс Ф.Г., Гуревич Ю.Г. Горячие электроны и сильные электромагнитные волны в плазме. М.: Наука, 1975. 400 с.

156. Давидович М.В. Нелинейное туннелирование электромагнитной волны через слой плазмы // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. 2021 Т. 21. Вып. 2 С. 116–132.

157. Давидович М.В. О временах и скоростях нестационарного квантового и электромагнитного туннелирования // ЖЭТФ, 2020, том 157, вып.1, стр. 44–62.

158. Давидович М.В. Скорость переноса энергии плоской монохроматической электромагнитной волной через слой вещества // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки». 2020. Т. 24, № 1. С. 22-40.

159. В.С. Барашенков Л.П. Грачев И.И. Есаков Б.Ф. Костенко К.В. Ходатаев М.З. Юрьев, Пробой воздуха в нарастающем СВЧ поле // Журнал технической физики, 2000, том 70, вып. 10, с. 34-39.

160. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. М.: Мир, 1969. 205 с.

161. А.Ф. Алисов, А.М. Артамошкин, В.И. Голота, В.И. Карась, И.В. Карась, С.Н. Маньковский, В.И. Мирный, Г.В. Таран. Зависимость пороговой мощности пробоя от давления газа в различных режимах работы генератора СВЧ-излучения со скачками фазы // Вопросы атомной науки и техники. 2008. № 4. Серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения (6). С. 199–203.

162. Воробьев Г.А., Похолков Ю.П., Королев Ю.Д., Меркулов В.И. Физика диэлектриков (Область сильных полей): учебное пособие. Томск: Изд-во ТПУ, 2003. 244 с.

163. Арутюнян С.Г., Рухадзе А.А. К теории пробоя газов электромагнитным полем большой амплитуды, Физика плазмы, 1979, т.5,3, с. 702-704.

164. Арутюнян С. Г., Геккер И. Р., Карфидов Д. М., Рухадзе А. А. Ионизация газа в сильных электромагнитных полях, Препринт ФИАН, № 50, М., 1979.

165. Игнатъев А.В., Рухадзе А.А. Устойчивость безэлектродного разряда в поле электромагнитной волны, Физика плазмы, 1983, т.9, № 6,1317-1321.

166. Давидович М. В., Колесов Г. И., Саяпин К. А. Поверхностные плазмоны в структурах с металлическими пленками и графеновыми листами // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. Вып. 3. С. 280-281.

167. Саяпин К.А., Давидович М.В., Колесов Г.И. О формах интегральных и интегро-дифференциальных уравнений вибраторных антенн и сходимости алгоритмов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. Вып. 3. С. 141-142.

168. Саяпин К.А. и др. Устройства согласования линий передачи. Исследования для наземной и спутниковой связи. Внедрение в производство. / Под ред. В.П. Мещанова. М.: Радиотехника, 2019. 374 с.

169. Саяпин К.А., Кац Б.М. Широкополосные элементы связи для многозондовых рефлектометров // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции. Воронеж. 2023. Т. 5. С. 205-210.

170. Саяпин К.А., Кац Б.М., Корчагин А.И. Аксессуары измерительных СВЧ-трактов // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции, в 6 т. Воронеж. 2020. С. 23-29.

171. Саяпин К.А., Кац Б.М. и др. Жидкостные волноводные нагрузки высокого уровня мощности // Радиотехника. – 2019. – Т. 83. – № 8 (12). – С. 115-119.

172. Саяпин К.А., Воробьев А.В., Кац Б.М., Корчагин А.И., Купцов А.Ю., Мещанов В.П. Однопортовые измерения электрических параметров коаксиально-волноводных переходов // Радиотехника. 2019. № 7(10). Т. 83. С.136-142.

173. Саяпин К.А., Кац Б.М., Мещанов В.П. Угловые коаксиально-волноводные переходы индуктивного типа // Радиофизика, фотоника и исследование

свойств вещества. Тезисы докладов I Российской научной конференции. Омск. 2020. С. 159-160.

174. Саяпин К.А., Кац Б.М., Корчагин А.И. Разработка и мультифизическое моделирование коаксиально-волноводного перехода высокой мощности // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции, в 6 т. Воронеж. 2020. С. 148-156.

175. Саяпин К.А., Кац Б.М., Мещанов В.П. Разработка компактных соосных коаксиально-волноводных переходов для волноводов нестандартного сечения / Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, в 6-ти томах. 2019. С. 40-44.

176. Саяпин К.А., Кац Б.М., Мещанов В.П. Разработка и исследование коаксиально-волноводных переходов индуктивного типа // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. Т. 1. С. 400-403.

177. Саяпин К.А., Воробьев А.В., Кац Б.М., Мещанов В.П. Малогабаритные соосные коаксиально-волноводные переходы // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 7(10). С.117-122.

178. Саяпин К.А., Мещанов В.П., Модифицированная структура коаксиально-волноводного перехода индуктивного типа // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 12. С. 131-136.

179. Саяпин К.А. Модифицированная структура коаксиально-волноводных переходов индуктивного типа // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2022. Т.1. С. 511-513.

180. Саяпин К.А., Мещанов В.П. Разработка волноводных комплектов калибровочных мер и измерительной оснастки для векторных анализаторов цепей // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. Воронеж. 2022. С. 188-195.

181. Sayapin K., Davidovich M., Yafarov R. Simulation Of Field Emission In A Heated-Less Magnetron // 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE. 2020. P. 34-36.

182. Саяпин К.А., Кац Б.М. Вакуум-плотное окно вывода энергии СВЧ на основе ступенчатого круглого волновода // Радиолокация, навигация, связь.

Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции. Воронеж. 2021. С. 145-149.

183. Саяпин К.А., Давидович М.В., Глухова О.Е., Колесов Г.И. Анализ вакуумного резонансно-туннельного диода // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. № 3. С. 269-270.

184. Саяпин К.А., Гуляев Ю.В., Мещанов В.П. Разработка комплекса низкоинтенсивного микроволнового облучения водосодержащих биологических материалов и его применение // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 6. С. 5-12.

185. Саяпин К.А., Гуляев Ю.В., Мещанов В.П. Воздействие импульсным СВЧ излучением на образцы пищевой продукции с целью увеличения показателей ее микробиологической безопасности и сроков хранения // Проблемы особо опасных инфекций. 2022. № 3. С. 70-74.

186. Малорацкий Л.Г. Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М.: Советское радио. 1972. 232 с.

187. Саяпин К.А., Воробьев А.В., Кац Б.М., Корчагин А.И., Купцов А.Ю. Численное моделирование и экспериментальное исследование температурного дрейфа параметров волноводного полосно-пропускающего фильтра // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 7 (10). С. 13-19.

188. Саяпин К.А., Мещанов В.П., Давидович М.В. Новые структуры и устройства фазового смещения радиосигналов // Научные исследования студентов Саратовского государственного университета: материалы итоговой студенческой научной конференции. 2018. С. 50-51.

189. Саяпин К.А., Алексеев В.В., Семенчук В.В., Мещанов В.П., Шерстюков Д.Н. Исследование фиксированных фазовращателей на основе одиночной ступенчатой линии передачи со ступенчатым шлейфом // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 7 (10). С. 66-72.

190. Саяпин К.А., Мещанов В.П., Шерстюков Д.Н. Математическое моделирование и экспериментальное исследование микрополосковых фазовращателей

на основе одиночной линии передачи со ступенчатым шлейфом // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. Т. 1. С. 395-399.

191. Мещанов В.П., Саяпин К.А., Шерстюков Д.Н. Фиксированный фазовращатель на основе одиночной линии передачи, нагруженной плавно-неоднородным короткозамкнутым шлейфом // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 7 (14). С. 13-19.

192. Саяпин К.А., Мещанов В.П. Микрополосковый фиксированный СВЧ фазовращатель. Патент на изобретение: № 2799991. Дата регистрации: 14.07.2023.

193. Саяпин К.А., Мещанов В.П. Разработка широкополосного дифференциального микрополоскового фазовращателя // Проблемы оптической физики и биофотоники. SFM-2018: материалы Международного симпозиума и Молодежной научной школы Saratov Fall Meeting 2018 // под ред. Г.В. Симоненко, В.В. Тучина. 2018. С. 59-64.

194. Саяпин К.А., Шерстюков Д.Н. Новые структуры и устройства широкополосного фазового смещения радиосигналов // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2020. № 3. С. 121.

195. Саяпин К.А., Мещанов В.П., Шерстюков Д.Н. Новые структуры дифференциальных фазовращателей на базе одиночных линий передачи // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества. Тезисы докладов I Российской научной конференции. Омск. 2020. С. 178-179.

196. Саяпин К.А., Кац Б.М., Мещанов В.П. Компактный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества. Тезисы докладов I Российской научной конференции. Омск. 2020. С. 158.

197. Саяпин К.А., Алексеев В.В., Мещанов В.П., Шерстюков Д.Н. Исследование широкополосных фиксированных фазовращателей на основе связанных плавных линий передачи со шлейфом // Радиотехника. 2018. № 9. С. 38-42.

198. Саяпин К.А., Корчагин А.И., Семенчук В.В., Мещанов В.П., Туркин Я.В., Шерстюков Д.Н. Комплексные исследования фазосмещающих свойств ступенчатой структуры класса II на связанных линиях передачи с несогласованными

нагрузками // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. 2021. Т.21. №3. С. 264-274.

199. Саяпин К.А., Алексеев В.В., Мещанов В.П. Исследование широкополосного фазовращателя на основе связанных плавных линий передачи со шлейфом // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018. Материалы международной научно-технической конференции. 2018. С. 493-498.

200. Саяпин К.А., Корчагин А.И. Синтез фазовращателей на связанных линиях передачи класса II, нагруженных короткозамкнутым шлейфом // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 12. С. 45-53.

201. Саяпин К.А., Куцько П.П., Мещанов В.П., Шерстюков Д.Н. Сверхширокополосные фиксированные фазовращатели на связанных ступенчатых линиях передачи класса II со шлейфом // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2018. С. 303-305.

202. Мещанов В.П., Саяпин К.А., Шерстюков Д.Н. Особенности реализации фиксированных фазовращателей на связанных микрополосковых линиях передачи со шлейфом // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75. № 6. С. 27-33.

203. Саяпин К.А., Глухова О.Е., Слепченков М.М. Применение программного пакета открытого доступа Qucs в учебном процессе для моделирования микроволновых устройств // САПР и моделирование в современной электронике. Сборник научных трудов III Международной научно-практической конференции. 2019. С. 243-246.

204. Саяпин К.А., Алексеев В.В., Мещанов В.П., Семенчук В.В. Моделирование фиксированного фазовращателя на основе плавно-ступенчатых связанных линий передачи класса II // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции, в 6 т. Воронеж. 2020. С. 43-47.

205. Саяпин К.А., Мещанов В.П. Синтез и численное исследование микрополоскового двухэлементного фиксированного фазовращателя // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2023. С. 156-160.