

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «ТОМСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)

АО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА «МИКРАН»

На правах рукописи



ДРОБОТУН НИКОЛАЙ БОРИСОВИЧ

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА МОДУЛЕЙ ПРИЁМА
ПАДАЮЩИХ И ОТРАЖЁННЫХ ВОЛН ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ
ЦЕПЕЙ**

Специальность 05.12.07 «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., профессор
Малютин Николай Дмитриевич

Томск, 2017

Введение.....	5
1 Развитие способов, методов и аппаратных решений измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения на СВЧ.....	13
1.1 Методы измерения коэффициентов отражения	14
1.2 Устройства приёма падающих и отражённых волн.....	17
1.3 Принципы формирования тестовых СВЧ сигналов.....	19
1.4 СВЧ измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения (векторные анализаторы цепей).....	21
1.4.1 Тракт формирования тестового СВЧ сигнала	22
1.4.1.1 Пассивные удвоители и утроители частоты на основе диодов с барьером Шоттки	23
1.5 Постановка целей и задач исследований	27
2 Сверхширокополосные делители	28
2.1 Моделирование делителей мощности построенных на основе модифицированной схемы делителя Вилкинсона	31
2.1.1 Требования к делителям, применяемым в сверхширокополосных приёмниках	31
2.1.2 Схема сверхширокополосного делителя.....	33
2.1.3 Модель делителей на связанных микрополосковых линиях	35
2.1.4 Результаты расчёта разветвителя делителя	39
2.1.5 Расчёт четверть волновых трансформаторов делителей.....	42
2.1.6 Моделирование многокаскадных делителей	44
2.1.7 Электродинамическая модель делителя	46
2.2 Результаты расчёта и экспериментальное исследование ГИС делителя мощности, построенного на основе модифицированной схемы делителя Вилкинсона	48
2.3 Основные результаты и выводы.....	51
3 Умножители частоты на основе квазивертикальных арсенид-галлиевых диодов с барьером Шоттки.....	53
3.1 Модель GaAs квазивертикального диода с барьером Шоттки	54

3.2 Моделирование МИС удвоителя частоты с выходным диапазоном частот 12 – 26 ГГц	57
3.2.1 Схема удвоителя частоты	58
3.2.2 Способы реализации балансных трансформаторов	59
3.2.3 Эквивалентная схема трансформатора Маршанда на сосредоточенных элементах.....	60
3.2.4 Электродинамическая модель трансформаторов Маршанда	61
3.2.5 Моделирование топологии МИС удвоителя частоты	64
3.3 Экспериментальное исследование МИС удвоителя частоты	66
3.4 Расчёт и моделирование МИС утроителя частоты с выходным диапазоном частот 21 – 51 ГГц	70
3.4.1 Схема утроителя частоты	72
3.4.2 Моделирование топологии МИС утроителя	72
3.4.3 Результаты моделирования МИС утроителя	74
3.4 Основные результаты и выводы.....	75
4 Устройства и модули приёма падающих и отражённых волн на основе сверхширокополосных супергетеродинных приёмников	77
4.1 Арсенид-галлиевая МИС сверхширокополосного коммутатора на два направления с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц.....	78
4.1.1 Электромагнитная модель полевого транзистора с затвором Шоттки..	80
4.1.2 Схема сверхширокополосного СВЧ коммутатора	83
4.1.3 Электродинамическое моделирование топологии МИС СВЧ коммутатора	84
4.1.4 Экспериментальное исследование МИС сверхширокополосного СВЧ коммутатора	85
4.2 Разработка конструкции сверхширокополосных ГИС модулей устройства приёма падающих и отражённых волн	87
4.3 Экспериментальное исследование изготовленных ГИС модулей приёма падающих и отражённых волн.....	90
4.4 Реализация концепции повышения интеграции и унификации	

сверхширокополосных СВЧ модулей.....	94
4.5 Основные результаты.....	95
Заключение.....	97
Благодарности.....	99
Список сокращений и условных обозначений.....	100
Список использованных источников.....	101
Приложение А. Документы по внедрению и использованию материалов диссертации	115
Приложение Б. Патенты	122
Приложение В. Свидетельства о государственной регистрации топологий интегральных микросхем	125

Введение

Эволюционное развитие контрольно-измерительной аппаратуры (КИА) СВЧ диапазона напрямую связано с развитием всей радиоэлектронной отрасли [1, 2]. Требования к метрологическому обеспечению исследований и производства систем радиолокации и радионавигации, связи и телевидения, систем скоростной передачи информации, приборов для измерения физических параметров, таких как перемещение, скорость, вибрация и т. д. постоянно возрастают. В свою очередь, наиболее важные характеристики КИА – точность, полоса рабочих частот, динамический диапазон, скорость измерений – зависят от параметров элементов и узлов СВЧ, входящих в состав измерителей.

Актуальность темы исследования и степень её разработанности.

Измерение электрических параметров цепей в СВЧ диапазоне – достаточно трудоёмкая задача. С точки зрения физической реализуемости наиболее оптимальным способом измерений и описания СВЧ цепей является волновая теория, суть которой заключается в представлении процесса передачи энергии в виде нормированных падающих и отражённых волн, связанных между собой комплексной матрицей рассеяния (S -матрицей) [3]. Определение элементов матрицы рассеяния с помощью измерения параметров падающих и отраженных волн на данный момент – наиболее используемый и фактически безальтернативный способ характеристики СВЧ элементов, т.к. классическое прямое измерение токов и напряжений в СВЧ диапазоне представляется сложно реализуемой задачей.

Современные измерители коэффициентов передачи и отражения (другое название – анализаторы параметров радиотехнических цепей), как правило, реализуют описанный выше метод измерений [4]. Анализаторы параметров радиотехнических цепей можно разделить на два вида – скалярные анализаторы цепей (САЦ) и векторные анализаторы цепей (ВАЦ). САЦ отличаются сравнительно простой конструкцией, но имеют существенный недостаток, т.к. фактически измеряют только модули S -параметров. ВАЦ способны измерять не только модуль, но и фазу прямого и отражённого сигнала, что даёт возможность

полной характеристики исследуемого устройства.

Можно выделить два основных устройства из состава ВАЦ, напрямую влияющие на точность, динамический диапазон и в целом на качество измерений – устройство разделения падающих и отражённых волн (направленное устройство (НУ)) и сверхширокополосный приёмник падающих и отражённых волн [5].

НУ может быть спроектировано как на основе связанных линий, так и на основе направленных мостов (НМ). При этом применение направленных мостов является более предпочтительным решением в диапазоне частот до 500 МГц, т.к. обеспечивает лучшие электрические параметры при меньших габаритах [6].

Задачи разработки сверхширокополосных приемников падающей и отражённой волн для векторного анализатора цепей являются основными и наиболее актуальными в связи с необходимостью значительного расширения рабочего диапазона ВАЦ в сторону высоких частот при сохранении или даже уменьшении массо-габаритных и повышении метрологических характеристик измерителей. При этом повышается конкурентоспособность отечественной КИА на глобальном рынке.

Задача создания нового сверхширокополосного приёмника падающих и отражённых волн и устройств, входящих в ВАЦ, разбивается на более мелкие, но не менее значимые – для достижения более высоких характеристик векторных анализаторов цепей требуется разработка специализированных сверхширокополосных устройств, на основе которых будут спроектированы модули сверхширокополосных приёмников.

Цели и задачи исследования

Целью работы является исследование, оптимизация схем, конструкций и разработка элементов сверхширокополосного тракта приёма падающих и отражённых волн, включающего в себя: сверхширокополосные приёмники, делители и коммутаторы гетеродинного сигнала, устройства частотного масштабирования гетеродинного сигнала (умножители частоты).

Поставленная цель работы достигается решением следующих задач:

1. Поиск, исследование и реализация схемотехнического и конструктивного решения каждого из разрабатываемых устройств.
2. Разработка и экспериментальное исследование сверхширокополосных гибридных делителей.
3. Разработка и экспериментальное исследование монолитных компонентов: сверхширокополосных переключателей, умножителей и утроителей частоты.
4. Разработка и исследование технологичной конструкции сверхширокополосного приёмника с применением созданных сверхширокополосных СВЧ устройств.

Научная новизна

1. Создание сверхширокополосных гибридных делителей с предельно достижимой развязкой каналов и минимально возможным отражением от входа на основе оптимизации входного разветвителя в виде отрезка трёхпроводных связанных линий с резистивными элементами, поглощающими отражённые несинфазные составляющие волны в плечах делителя.
2. На основе предложенной модели нелинейного элемента диода с барьером Шоттки разработаны топологии монолитно-интегральных схем сверхширокополосных удвоителей и утроителей частоты, оптимизированных по уровню подавления паразитных гармоник.
3. На основе предложенной модели коммутационных полевых транзисторов с затвором Шоттки длиной 0,5 мкм разработаны сверхширокополосные монолитно-интегральные коммутаторы гетеродинного сигнала, обеспечивающих развязку до 45 дБ между каналами коммутатора, в полосе частот до 50 ГГц.
4. Создание технологичной, высоко интегрированной конструкции сверхширокополосного приёмника на базе разработанных элементов.

Практическая значимость работы

1. Разработаны и изготовлены опытные образцы сверхширокополосных

приёмников падающих и отражённых волн для ВАЦ с диапазонами рабочих частот 12 – 26 ГГц и 10 – 50 ГГц, на основе созданных гибридных и монолитно-интегральных СВЧ устройств. Данные ВАЦ разрабатываются по внутренней опытно-конструкторской работе АО «НПФ Микран», шифр «ДИИС-ОКР-16-Вектор», с последующим внедрением в серийное производство.

2. В ходе разработки СВЧ коммутатора была создана модель коммутационного элемента (полевой транзистор с затвором Шоттки длиной 0,5 мкм – серийная GaAs технология АО «НПФ Микран»), позволяющая проводить расчёт монолитных интегральных схем с полосой частот до 50 ГГц.

3. В ходе разработки монолитно-интегральных элементов частотного масштабирования сигналов (умножители и утроители частоты) была создана модель диода с барьером Шоттки, учитывающая реальные особенности технологического процесса и гетероструктурной конструкции элемента. Для разработанных МИС были получены характеристики по ряду параметров превосходящие аналогичные зарубежные разработки.

4. Разработанные сверхширокополосные элементы использованы в опытно-конструкторской работе «Разработка автоматизированного испытательного оборудования для контроля постоянно токовых и СВЧ параметров изделий на пластинах в диапазоне температур от -65°C до $+150^{\circ}\text{C}$ » по договору № Луч/М-1 между АО «НПФ Микран» и ЗАО «Светлана-Рост». Указанная ОКР выполняется в рамках реализации мероприятий российской части научно-технической программы Союзного государства «Разработка критических стандартных технологий проектирования и изготовления изделий наноструктурной микро- и оптоэлектроники, приборов и систем на их основе и оборудования для их производства и испытаний» («Луч»), утверждённой постановлением Совета Министров Союзного государства от 12 мая 2016 г. № 16 и в соответствии с Государственным контрактом № 160705.004.11.02 от 20.09.2016 г. между ЗАО «Светлана-Рост» и Министерством промышленности и торговли Российской Федерации.

5. Разработанные и исследованные экспериментально

сверхширокополосные делители, удвоители частоты нашли применение в прикладной НИР «Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "дрон")», выполняемой по Соглашению о предоставлении субсидии от 27 октября 2015 г. № 14.577.21.0188, идентификатор RFMEFI57715X0188. Проект выполняется Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники. Индустриальный партнер – АО «НПФ «Микран».

Методы исследования

Для решения поставленных задач применялись методы теории линейных электрических цепей, матричной алгебры, вычислительной математики, численные методы схемотехнического и электрического анализа, лежащие в основе специализированных систем автоматизированного проектирования и электродинамического моделирования, экспериментальные исследования с использованием сертифицированного измерительного оборудования.

Положения, выносимые на защиту

1. Применение в качестве разветвителя в схеме делителя мощности трехпроводной связанной линии с сильной связью между центральной и боковыми полосками, соединенных на входе и выходе низкоомными сопротивлениями, позволяет расширить диапазон частот по критерию улучшения согласования по входу и развязки выходов делителя на уровне 20 дБ в полосе частот 8 – 67 ГГц за счет поглощения отраженных несинфазных составляющих волн в плечах делителя резистивными элементами разветвителя в низкочастотной части рабочего диапазона и влияния сильной емкостной связи между полосками отрезка трехпроводной связанной линии в верхней части рабочего диапазона частот.

2. Построенная модель нелинейного элемента – диода с барьером Шоттки, учитывающая реальные особенности технологического процесса производителя, позволила провести расчёт схем удвоителей и утроителей

частоты с учётом паразитных параметров конструкции квазивертикального диода с барьером Шоттки, что в совокупности с анализом модели входных и выходных трансформирующих цепей для балансных удвоителей частоты на основе эквивалентных схем на сосредоточенных элементах, использования на одном кристалле комбинированных фильтрующих звеньев позволило получить коэффициент преобразования, уровни подавления нежелательных гармоник, возвратные потери по входу изготовленных МИС превышающие параметры существующих отечественных и зарубежных аналогов.

3. Электродинамическая модель коммутационного полевого транзистора с затвором Шоттки, реализованная на основе данных экстракции параметров путём введения виртуального омического слоя и виртуального проводящего объёмного элемента в затворную область, позволяет учесть потери элемента в открытом состоянии и его паразитные параметры и провести полный электродинамический расчёт топологий коммутационных монолитно-интегральных схем, оптимизированных по уровню развязки выключенного канала коммутатора.

Апробация результатов

Основные положения диссертационной работы представлялись на следующих конференциях:

1. 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015), г. Севастополь, Россия, 2015 г.

2. Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР» (НС ТУСУР – 2015), г. Томск, Россия, 2015 г.

3. 45-я Международная научно-техническая конференция «European Microwave Week 2015», г. Париж, Франция, 2015 г.

4. 5-я Международная конференция по СВЧ технике, антеннам и телекоммуникациям «International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic System, COMCAS-2015», г. Тель-Авив, Израиль, 2015 г.

5. 46-я Международная научно-техническая конференция «European Microwave Week 2016», г. Лондон, Великобритания, 2016 г.

6. 17-я Международная конференция молодых специалистов в области микро- и нанотехнологий и электронных устройств «International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM2016», г. Эрлагол, Россия, 2016 г.

7. Международная конференция по инновациям в области разработки электронных устройств «Electronic Design Innovation Conference EDICON 2017», г. Шанхай, Китай, 2017 г.

Достоверность полученных результатов

Достоверность расчётов по предложенным алгоритмам анализа и синтеза устройств СВЧ и КВЧ диапазонов определяется совпадением с результатами численных экспериментов в системах автоматизированного проектирования, совпадением в пределах погрешности с результатами экспериментальных исследований опытных образцов.

Публикации

По результатам проведённых исследований опубликованы 18 работ, в том числе 3 публикации в журналах из перечня ВАК, 6 работ в сборниках международных конференций, 4 из которых проиндексированы в Scopus, 1 доклад в сборнике всероссийской конференции, 1 статья в отраслевом журнале, 1 патент на изобретение, 1 патент на полезную модель, 5 свидетельств о государственной регистрации на топологии интегральных микросхем.

Личный вклад автора

Диссертация является итогом исследований автора, проводившихся совместно с сотрудниками АО «НПФ «Микран» и ТУСУР. Основные исследования, результаты которых представлены в диссертации, были выполнены по инициативе автора. Совместно с научным руководителем обсуждались цели работы и пути их достижения, результаты работы. Личный

вклад включает разработку схемотехнических решений, выбор методик исследований, моделирование с применением САПР, проведение экспериментальных исследований и обработку результатов.

Структура диссертации

Диссертация состоит из введения, четырёх разделов, заключения, списка литературы и приложения. Объем работы составляет 129 страниц машинописного текста, включая 68 рисунков и список литературы из 105 наименований.

1 Развитие способов, методов и аппаратных решений измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения на СВЧ

В данном разделе проведен анализ способов и методов измерения коэффициентов передачи и отражений на СВЧ, развитие и реализация которых зависит от прогресса в создании аппаратных в области разработки приёмников падающих и отражённых волн и трактов формирования тестового и гетеродинного сигналов ВАЦ. Уделено внимание задачам разработки СВЧ устройств, входящих в состав ВАЦ: делителей сигнала гетеродина с высоким уровнем развязки между выходами, определяющими нижнюю границу динамического диапазона измерителя; сверхширокополосные СВЧ коммутаторы для переключения сигнала падающей волны между приёмниками разных диапазонов; умножители частоты, используемые в трактах формирования тестового и гетеродинного сигналов.

Ниже описана поэтапная эволюция методов измерения параметров радиотехнических цепей СВЧ. Рассмотрены основные преимущества и недостатки представленных методов. Показан способ частотного масштабирования тестового и гетеродинного сигналов, являющийся на сегодняшний день основным при проектировании измерительных приборов панорамного типа.

Активная разработка аппаратуры и методов для измерения параметров радиотехнических цепей СВЧ и КВЧ диапазонов началась совместно с появлением СВЧ генераторов в первой половине 30-х годов прошлого века [7].

Следует отметить, что с развитием аппаратной части измерителей, методология измерения коэффициента передачи практически не изменилась. Она заключается в измерении отношения мощностей на выходе и входе цепи [8]. Наиболее трудоёмкой процедурой при анализе СВЧ цепей является измерение коэффициента отражения.

1.1 Методы измерения коэффициентов отражения

На текущий момент известны четыре метода измерения коэффициента отражения (КО) [8]:

- анализ суперпозиции падающих и отражённых волн с помощью измерительной линии;
- метод разделения падающих и отраженных волн;
- метод уравнивания или мостовой метод;
- измерение с помощью многозондового рефлектометра (частным случаем является шестипортовый рефлектометр).

На протяжении десятилетия в период с 30-х по 40-е годы прошлого столетия главным методом измерения коэффициента отражения являлся анализ суперпозиции падающих и отражённых волн с помощью измерительной линии. Первые серийные измерительные линии начала выпускать компания Rohde&Schwarz в 1933 году [9]. Этот метод сыграл важную роль в развитии техники СВЧ, но практически не применяется в настоящее время.

На смену измерительной линии пришли приборы, в основе которых был положен метод разделения падающих и отраженных волн. Он был предложен в конце 1940-х годов [10]. Данный метод основан на использовании двух последовательно включенных направленных устройств (НУ). Первое НУ выполняет функцию выделения падающей волны $P_{\text{пад}}$, распространяющейся от генератора тестового сигнала, а второе НУ выполняет функцию выделения отраженной от исследуемого устройства (ИУ) волны $P_{\text{отр}}$. Этот принцип проиллюстрирован на рисунке 1.1.

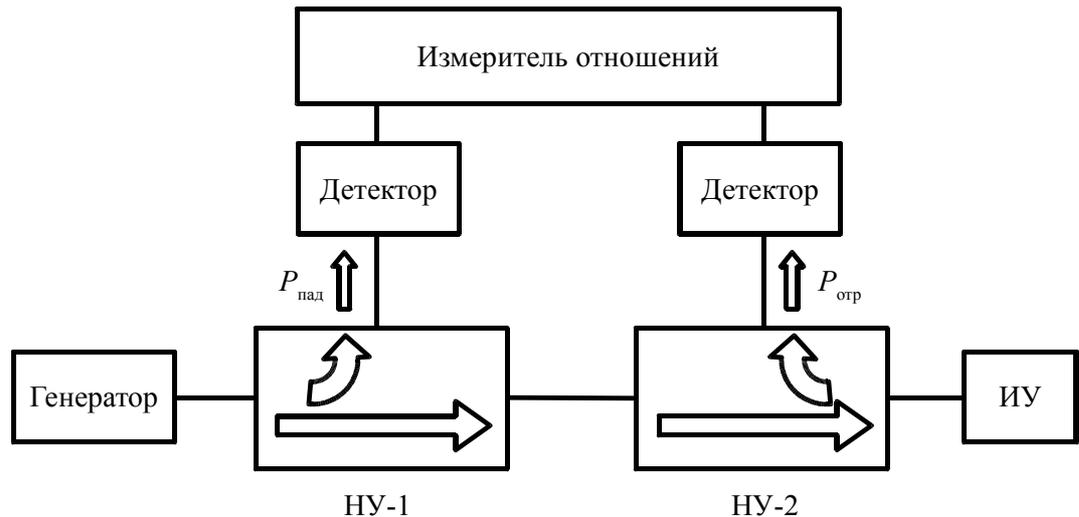


Рисунок 1.1 – Функциональная схема рефлектометра

Важным преимуществом этого метода является простота обработки получаемой информации без необходимости использования сложных математических операций, так как падающие и отражённые волны находятся в явном виде, поэтому принципиальная возможность реализации этого метода измерений в диапазоне СВЧ применяется на практике [11].

Метод уравнивания (мостовой метод) использовался при измерениях достаточно давно, так как является фундаментальным метрологическим методом измерения сопротивлений с высокой степенью точности. Суть этого метода заключается в сравнении измеряемого и эталонного сопротивлений с помощью мостовой схемы и её балансировке до получения нулевого показания индикатора [12].

Следует отметить, что измерительные мосты Уитстона также могут применяться для измерения КО. Однако, из-за существенного влияния паразитных параметров резистивных элементов, на которых построен мост, до некоторого периода времени их применение на СВЧ считалось мало возможным. В 1972 году компания Wiltron (Anritsu) разработала мост, работающий до частоты 12,4 ГГц. Увеличение верхней граничной частоты было достигнуто за счёт уменьшения габаритных размеров резистивных элементов, тем самым уменьшения паразитных параметров этих элементов [13]. В

дальнейшем, этот метод измерения КО, реализованный на основе моста Уитстона, стал одним из основных до момента появления первых векторных анализаторов цепей. Наиболее известным примером использования этой схемы являются датчики измерения отраженной мощности скалярных анализаторов цепей, что используется в СВЧ измерениях по сегодняшний день.

В начале 1970-х был предложен принципиально новый метод измерения КО, основанный на применении в измерительной линии нескольких зондов, установленных в строго фиксированных положениях x_1 , x_2 , и x_3 [14]. На рис. 1.2 показана структурная схема многозондового рефлектометра, предложенная Калдикоттом.

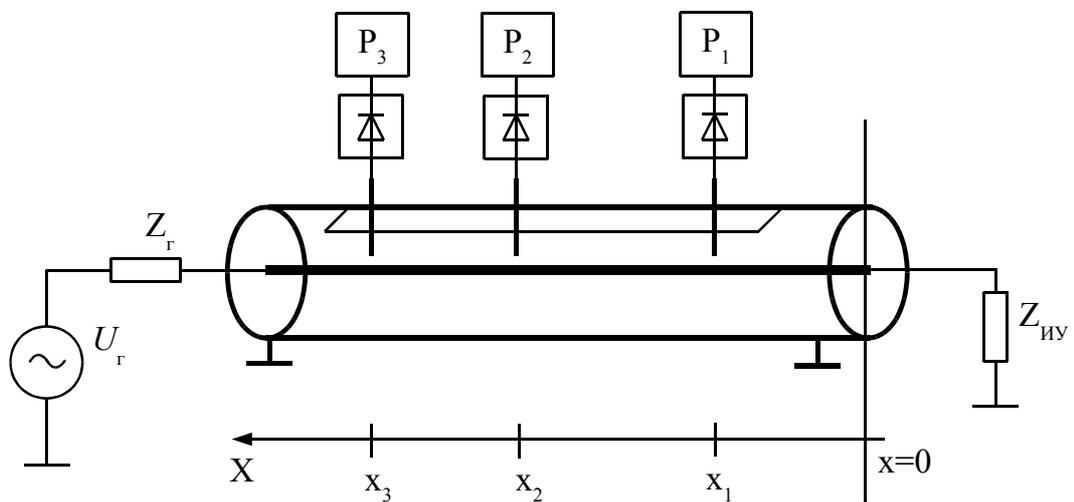


Рисунок 1.2 – Структурная схема многозондового рефлектометра

Дальнейшее развитие метода, предложенного Калдикоттом, было отражено в работах Хоера [15] и Энгена [16].

Основным преимуществом многозондового рефлектометра является возможность применения в измерителях с автоматической перестройкой частоты. Однако, есть два существенных недостатка этого метода: трудоёмкость калибровки аппаратной части и неопределенное оптимальное количество зондов.

1.2 Устройства приёма падающих и отражённых волн

Векторный анализ цепей основан на методе зондирования [17]. Метод зондирования можно рассмотреть исходя из видов исследуемых устройств. В общем случае рассмотрим метод зондирования для исследования однопортовых и двухпортовых устройств.

При измерении однопортового устройства тестовый (зондирующий) сигнал подаётся на единственный порт ИУ. В зависимости от функции ИУ определённая часть мощности сигнала падающей волны поглощается в ИУ, оставшаяся часть мощности отражается в обратную сторону, в результате образуется отражённая волна. Определённая часть мощности этой волны ответвляется с помощью НУ в приёмник. Зная коэффициент ответвления направленного устройства возможно провести оценку КО исследуемого устройства.

При измерении двухпортового устройства тестовый сигнал подаётся в первую очередь на первый порт, определённая часть падающей волны аналогичным образом поглощается в ИУ, оставшаяся мощность делится на две части: первая часть приходит на ИУ и появляется на первом порту ИУ и при этом отражается в обратном направлении, она называется отражённой волной, вторая часть проходит через ИУ и выходит через второй порт и проходит в прямом направлении – это пропущенная волна. Часть отражённой волны ответвляется направленным устройством в первый приёмник. Таким образом оценивается КО со стороны первого порта. Часть пропущенной волны ответвляется во второй приёмник. Таким образом проводится оценка КП цепи в направлении от первого порта ко второму. Для оценки КП в обратном направлении в схему ВАЦ вводят переключатели каналов генератора тестовых сигналов, приёмника отраженного сигнала и приёмника прошедшего сигнала.

Приёмники падающих и отражённых волн могут быть реализованы на основе детектора с широкополосным диодным детектированием (приёмник прямого усиления) либо супергетеродинного приёмника с постоянной промежуточной частотой (ПЧ) [1]. У каждого вида таких приёмников есть как

свои преимущества, так и недостатки. Рассмотрим их подробнее.

Первый вид – детекторный приёмник с широкополосным диодным детектированием. При построении приёмников такого типа необходимо использовать диодный детектор с полосой детектирования, идентичной полосе зондирования прибора. Важным преимуществом данного приёмника будет простота его реализации, низкие материальные затраты при производстве, простота реализации схем внутренней синхронизации измерителя, простота настройки. Два самых важных недостатка заключаются в следующем: относительно высока мощность шумов из-за сверхширокополосности, как следствие – существенно снижается чувствительность и динамический диапазон приёмника. Второй недостаток – отсутствие в сигнале после детектирования информации о фазе радиочастотной несущей, имевшейся в сигнале до детектирования. Второй недостаток делает невозможным применение такого типа приёмников в ВАЦ.

Второй вид – супергетеродинный приёмник с постоянной ПЧ, которая в дальнейшем фильтруется узкополосным фильтром и оцифровывается. Затем с помощью математических алгоритмов осуществляется детектирование амплитуды сигнала (квадратный корень из суммы квадратов отсчётов на интервале разрешения) и детектирование фазы сигнала (арктангенс из отношения средних квадратур). Для реализации подобного приёмника необходим гетеродин, синхронизированный с генератором тестового сигнала, широкополосный смеситель, широкополосные усилители, и полосовой фильтр в тракте ПЧ. Соответственно, стоимость данного типа приёмника намного выше детекторного. Это его главный недостаток. Неоспоримыми преимуществами является высокая чувствительность, широкий динамический диапазон, возможность получить данные о фазе исследуемого сигнала, фильтрация гармоник и паразитных гармонических составляющих в принятом тестовом сигнале.

1.3 Принципы формирования тестовых СВЧ сигналов

Проблема формирования широкополосного СВЧ сигнала является наиболее сложной в разработке измерительного оборудования и систем передачи данных типа точка-точка, и удалённого сканирования и распознавание объектов [18].

Существует два основных метода формирования СВЧ сигнала [19]. Первый – генерация на основной гармонике, и второй – формирование базового диапазона, используя петли ФАПЧ и дальнейшее умножение/деление (масштабирование).

Известно, что уровень фазовых шумов (ΔSNR) в случае умножении частоты на N возрастает, причём величину приращения ΔSNR можно определить по формуле (1.1):

$$\Delta SNR_{[dB]} = 20 \log(N). \quad (1.1)$$

Поэтому пассивные умножители частоты имеют преимущество в приложениях, где выходной сигнал должен быть сформирован с минимальным фазовым шумом, т.к. пассивный умножитель не вносит собственных шумов в сигнал [20]. Чаще всего пассивные умножители разрабатывают на основе диодов Шоттки, т.к. они имеют наиболее высокую скорость переключения и обеспечивают возможность работы в СВЧ диапазоне [21].

Удвоители или утроители частоты могут быть использованы для расширения полосы генератора, т.к. расширение полосы осциллирующего элемента напрямую связано с различными технологическими ограничениями. Существует высокая потребность в высокостабильных источниках СВЧ сигнала (гетеродинах) в системах связи [22]. Схемы гетеродинов, как правило, строятся на низкочастотных синтезаторах основного диапазона, сигнал которого проходит ряд умножителей, переключаемых фильтров и усилителей.

Пример такой схемы показан на рис. 1.3 [23].

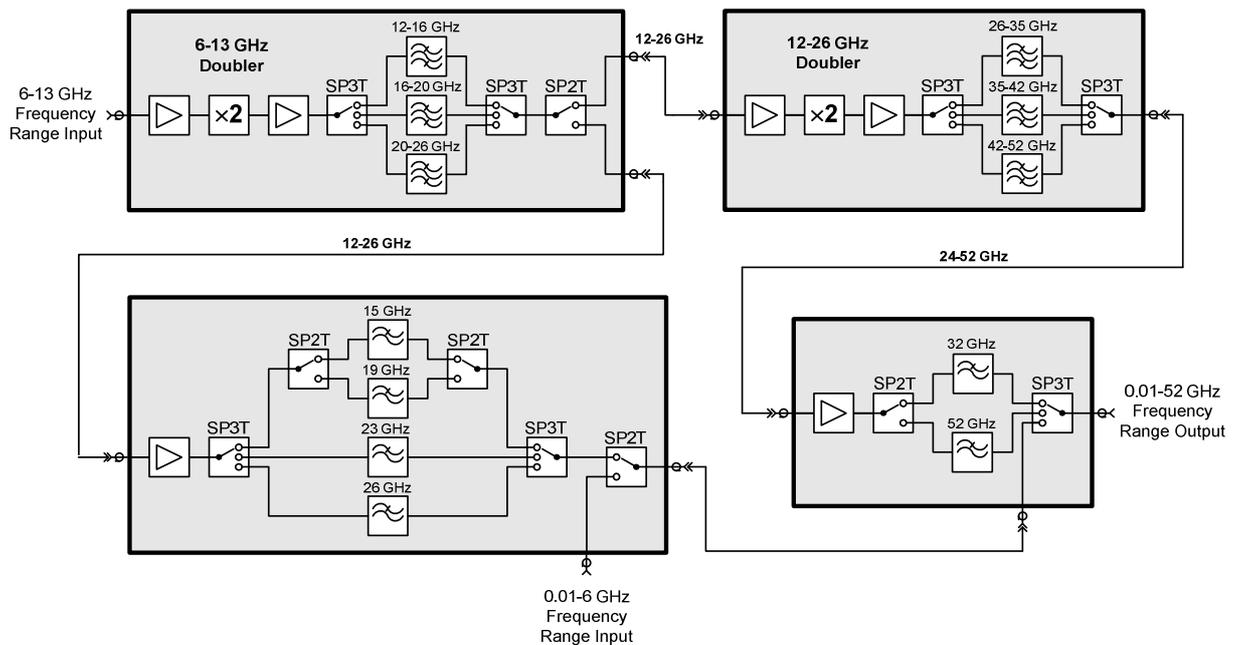


Рисунок 1.3 – Часть упрощенной схемы широкополосного генератора свипирующего типа

Подобные схемы широко используются в измерительной технике для формирования широкополосного тестового сигнала в векторных анализаторах цепей, или для формирования сигнала гетеродина при преобразовании измеряемого сигнала на промежуточную частоту в анализаторах спектра [24]. Большое количество высоко изолированных переключаемых фильтров используется для увеличения уровня подавления нежелательных гармоник в требуемом частотном диапазоне. Усилители используются для достижения высокого уровня мощности, при котором пассивные схемы умножения обеспечивают требуемый коэффициент преобразования.

Как это следует из приведенных публикаций, актуальной задачей является создание отечественных формирователей тестовых сигналов с параметрами на уровне мировых достижений. Решение этой задачи с существенным продвижением в область более высоких частот возможно при создании компонент системы в интегральном исполнении, что и является одной из основных целей данной работы.

1.4 СВЧ измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения (векторные анализаторы цепей)

В классической схеме векторного анализатора цепей используются четырёхканальный широкополосный супергетеродинный приёмник, каждый из каналов которого запитан от общего гетеродина (LO) [25]. Уровень развязки по каналам гетеродина между парами этих приёмников определяет нижнюю границу динамического диапазона, поэтому крайне важно поделить сигнал гетеродина с максимальной возможной развязкой между каналами приёмника. Структурная схема приёмного СВЧ тракта векторного анализатора цепей представлена на рис. 1.4.

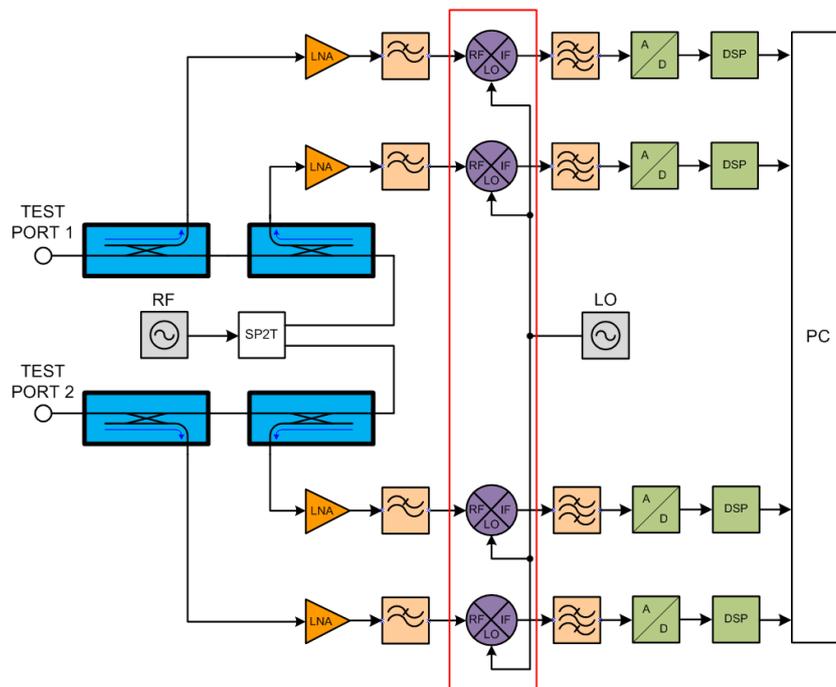


Рисунок 1.4 – Структурная схема приёмного СВЧ тракта векторного анализатора цепей

Принцип работы приведённой на рисунке 1.4 упрощённой структурной схемы классического двухпортового ВАЦ заключается в поочерёдном зондировании тестовым сигналом, формируемым RF – генератором, каждого из портов исследуемого устройства (ИУ), подключенного к портам измерителя (TestPort 1 и TestPort 2), поочерёдном приёме отражённых сигналов от обоих портов ИУ, а также приёме сигналов прошедших через ИУ. Путем соотношения

величин амплитуд и фаз этих сигналов с амплитудой и фазой тестового сигнала можно оценить, а затем на основе данных предварительной калибровки измерительного прибора рассчитать полную матрицу S -параметров ИУ. Более подробно алгоритм работы ВАЦ описан в [1].

1.4.1 Тракт формирования тестового СВЧ сигнала

Основные характеристики ВАЦ существенно зависят от тракта формирования тестового сигнала, поэтому рассмотрим методы их формирования.

В настоящем разделе приведены краткие сведения о пассивных удвоителях и утроителях СВЧ сигнала на основе нелинейных элементов.

Функция умножителя частоты заключается в преобразовании синусоидального входного сигнала с частотой f_1 в синусоидальный выходной сигнал с частотой $N \cdot f_1$, где N является положительной переменной. Указанная операция может быть проведена с помощью нелинейного элемента. В качестве нелинейного элемента рассматривается диод с барьером Шоттки.

Нелинейный элемент преобразовывает входной синусоидальный сигнал в периодический несинусоидальный сигнал во временной области, тем самым добавляя дополнительные спектральные составляющие, что следует из преобразования Фурье. Нелинейности чётного типа генерируют только чётный ряд гармоник ($N=0, 2, 4, \dots$), а нечётного типа – соответственно только нечётный ряд гармоник ($N=1, 3, 5, \dots$). Также возможны комбинации этих составляющих.

Как правило, в выходном сигнале необходимо выделить только нужную составляющую, а остальные отфильтровать. В случае выделения чётной составляющей возможно применить балансную схему умножителя на основе балансных трансформаторов и диодного кольца, а при выделении нечётной гармоники очевидным решением является фильтрация как входного, так и выходного сигнала.

1.4.1.1 Пассивные удвоители и утроители частоты на основе диодов с барьером Шоттки

Наиболее подходящим нелинейным элементом для построения пассивных умножителей частоты является диод Шоттки, т.к. имеет высокую скорость переключения, что обеспечивает работоспособность в СВЧ диапазоне.

Вольт-амперная зависимость диода может быть описана следующим выражением [26]:

$$i(v) = I_s \left[\exp\left(\frac{q(v - iR_s)}{nkT}\right) - 1 \right], \quad (1.2)$$

где q – заряд электрона; T – температура; n – коэффициент идеальности; k – постоянная Больцмана; I_s – ток насыщения; R_s – сопротивление по постоянному току; v – напряжение смещения.

Упрощённая малосигнальная схема диода Шоттки представлена на рис. 1.5.

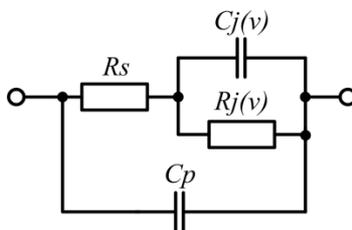


Рисунок 1.5 – Упрощенная эквивалентная схема диода Шоттки

Частотное преобразование возникает за счёт нелинейного сопротивления перехода и может быть описано с помощью формулы (1.3).

$$R_j(v) = \frac{nkT}{q(i(v) + I_s)}. \quad (1.3)$$

Ёмкость перехода C_j , так же как R_s и C_p , является паразитным параметром, который ухудшает характеристики на высоких частотах. Для круглой конструкции анода ёмкость перехода можно рассчитать по формуле:

$$C_j(v) = A \sqrt{\frac{q\varepsilon N_e}{2(V_{bi} - v)}} + \frac{3\varepsilon A}{d}, \quad (1.4)$$

где A – площадь анода, d – диаметр анода, ε – диэлектрическая константа полупроводника, N_e – концентрация донорных носителей в e -слое, V_{bi} – собственный потенциал перехода диода Шоттки.

Классическая схема удвоителя на сосредоточенных элементах представляет собой диодное кольцо и симметрирующие трансформаторы, соединенные с диодным кольцом, со стороны входа и выхода. Упрощённая принципиальная схема диодного удвоителя частоты показана на рис. 1.6.

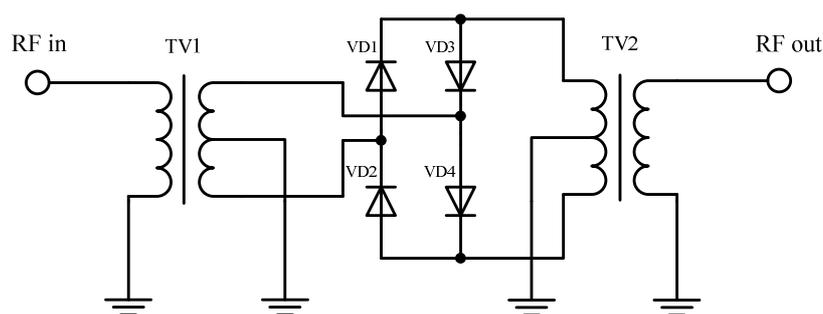


Рисунок 1.6 – Упрощённая принципиальная схема диодного удвоителя частоты

Обозначения для рис. 1.6:

TV1 – входной балансный трансформатор,

TV2 – выходной балансный трансформатор,

VD1-VD4 – диоды с барьером Шоттки.

В случае реализации удвоителей частоты в монолитном исполнении в качестве входных и выходных балансных трансформаторов, как правило, используются планарные мосты Маршанда [27, 28].

Преимущество этой схемы заключается в высоком уровне подавления нечетных гармоник в выходном сигнале и простота физической реализации трансформаторов, которые имеют низкие потери и низкий дисбаланс по фазе на выходе, особенно при перекрытии диапазона частот не превышающем октаву.

Эквивалентная схема моста Маршанда показана на рис.1.7.

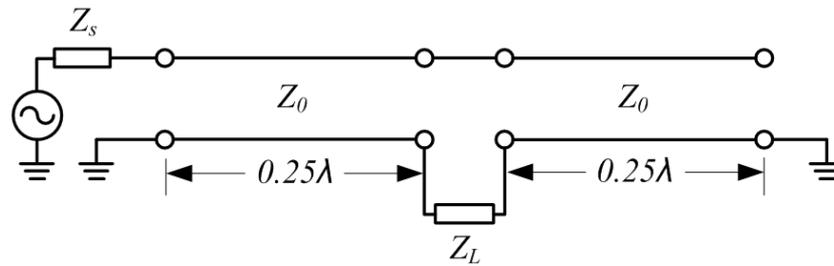


Рисунок 1.7 – Эквивалентная схема моста Маршанда

Схема может быть представлена как секция линии передачи, которая является четвертьволновым трансформатором между 50-омным источником сигнала и входным сопротивлением диода. Сопротивление при возбуждении нечётной модой эквивалентно половине сопротивления линии передачи:

$$Z_{0odd} = 0,5\sqrt{Z_s Z_L}, \quad (1.5)$$

где Z_s – сопротивление источника сигнала и Z_L – входное сопротивление диода. Электрическая длина каждой половины балансного трансформатора эквивалентна четверти длины волны.

Принцип работы утроителя частоты аналогичен принципу работы удвоителя частоты – нелинейный элемент преобразовывает входной синусоидальный сигнал в периодический несинусоидальный сигнал во временной области, тем самым добавляя дополнительные спектральные составляющие. Нелинейности чётного типа генерируют только чётный ряд гармоник ($N=0, 2, 4, \dots$), а нечётного – соответственно только нечётный ряд гармоник ($N=1, 3, 5, \dots$). Также возможны комбинации этих составляющих. Соответственно, основной задачей при построении утроителя будет реализация схем фильтрации входного и выходного сигналов, настроенных на выделение третьей гармоники в выходном сигнале.

Классическая схема утроителя на сосредоточенных элементах содержит нелинейный элемент и схемы согласования и фильтрации, соединенные с нелинейным элементом со стороны входа и выхода. Упрощённая блок-схема диодного утроителя частоты показана на рис. 1.8 [29].

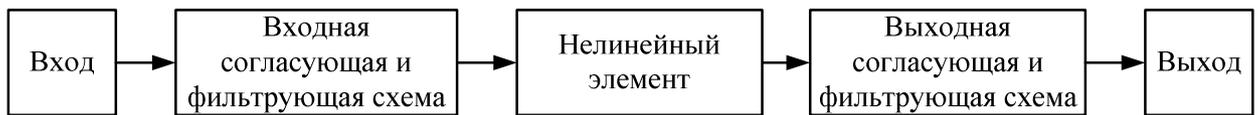


Рисунок 1.8 – Упрощённая блок-схема диодного утроителя частоты

Анализ публикаций показывает, что доминирующим направлением в исследованиях и разработке удвоителей и утроителей частоты для применения в векторных анализаторах цепей является создание монолитных интегральных схем. Их разработка и экспериментальное исследование должны проводиться с учетом ряда специфических метрологических требований к параметрам как отдельных устройств так и в составе цепей приемного тракта. Большое значение имеет исследование эффективности применения схем на основе удвоителей или утроителей частоты в трактах формирования тестовых СВЧ сигналов.

1.5 Постановка целей и задач исследований

На основе проведённого анализа методов измерений, их эволюционных изменений и анализа проблем развития аппаратных решений для измерения параметров цепей в СВЧ диапазоне выделим ключевые задачи настоящей работы по разработке и исследованию устройств аппаратной части приёмника падающих и отражённых волн и тракта формирования тестового и гетеродинного сигналов ВАЦ:

- Создание делителей сигнала гетеродина, уровень развязки между выходами которого расширяет нижнюю границу динамического диапазона измерителя;
- Разработка и исследование сверхширокополосных СВЧ коммутаторов, с помощью которых осуществляется переключение сигнала падающей волны между приёмниками разных диапазонов с повышенным качеством;
- Разработка и исследование умножителей частоты для использования в трактах формирования тестового и гетеродинного сигналов: удвоителей и утроителей частоты.

Указанные СВЧ устройства являются одними из ключевых для построения ВАЦ наряду со сверхширокополосными смесителями, направленными устройствами, усилителями и схемами ЦАП. Для достижения (а в некоторых случаях и превышения) конкурентных метрологических характеристик в сравнении с зарубежной измерительной техникой, требуется найти новые подходы и оригинальные технические решения в разработке, создании моделей и исследовании этих ключевых компонентов ВАЦ, что является основной целью представленной работы.

2 Сверхширокополосные делители

Расширение полосы рабочих частот и улучшение метрологических характеристик ВАЦ и других СВЧ измерительных приборов во многом зависит от характеристик составляющих устройств.

В настоящем разделе представлены результаты исследования сверхширокополосных делителей мощности (ДМ) на два направления.

Основные результаты исследования и разработки, содержащиеся в данном разделе, были опубликованы в работах [30,31] и научно-техническом отчёте [32].

Главная задача, которая решалась при создании делителей – расширение полосы частот по критерию увеличения развязки между выходами и уменьшения возвратных потерь, т. е. увеличения $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ и $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{33}|$. При этом делители должны обеспечивать идентичность фаз [33] выходных сигналов.

Делитель Вилкинсона является одним из базовых элементов для построения различных устройств, работающих в СВЧ диапазоне. Он обладает важным преимуществом по сравнению с обычным резистивным делителем – увеличенная развязка между выходами делителя [34].

В случае разработки узкополосных систем достаточно одно- или двух-секционных делителей Вилкинсона, но если необходимо получить более широкую полосу, то следует либо увеличивать количество каскадов, либо применять модификации классических топологий [35].

Известны различные варианты реализации сверхширокополосных делителей мощности [36, 37]. Проблема минитюаризации сверхширокополосных делителей мощности также является довольно актуальной, в [38, 39] предложены методы минитюаризации делителей с использованием многослойных подложек. Ещё одним методом расширения полосы рабочих частот является использование “tapered”-топологии делителя Вилкинсона, пример и алгоритм реализации такой топологии представлены в [40].

Рассмотрим подробнее структурную схему приёмного тракта

классического двухпортового ВАЦ, для определения наиболее важных параметров гетеродинных делителей (см. рис. 1.4).

Блок приёмников классического двухпортового измерителя содержит 4 приёмника: 2 приёмника опорных каналов и два приёмника измерительных каналов (по одному на зондирование каждого порта измеряемого устройства). Наибольшую точность измерения обеспечивают приёмники, построенные по супергетеродинной схеме с постоянной промежуточной частотой (ПЧ). Такие приёмники включают в себя гетеродин, перестраиваемый синхронно с изменением частоты генератора зондирующих сигналов, смеситель и полосовой фильтр в тракте ПЧ [1]. Оптимальным решением является использование одного гетеродина и схемы разветвления (деления) гетеродинного сигнала на каждый из приёмников. Так как данный тип измерений является относительным, то схема деления должна соответствовать двум важным требованиям: минимальная фазовая ошибка в выходных каналах (напрямую влияет на точность измерения фазовых составляющих) и максимально возможная изоляция между выходами схемы деления (напрямую влияет на динамический диапазон измерителя). Также для обеспечения максимального динамического диапазона измерений предлагается использовать преобразование сигнала на фундаментальной гармонике, что выдвигает требование по максимальной широкополосности разрабатываемого делителя. Делители, отвечающие одновременно всем перечисленным требованиям, могут быть построены по схеме многокаскадного делителя Вилкинсона.

Одним из методов анализа симметричных схем делителей является метод синфазного и противофазного возбуждения портов. Адаптация данного метода для многозвенных делителей Вилкинсона представлена в [41]. Классическая схема многозвенного делителя Вилкинсона представлена на рис. 2.1.

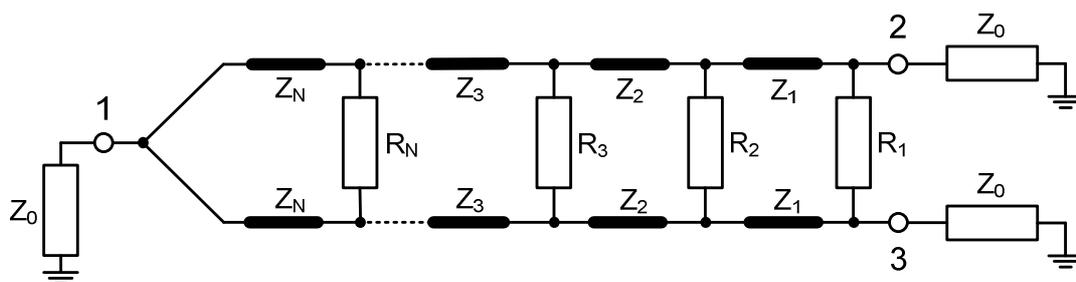


Рисунок 2.1 – Классическая схема делителя Вилкинсона

При возбуждении синфазным сигналом схема по оси симметрии подключается на ХХ. Эквивалентная схема многозвенного делителя для этого случая представлена на рис. 2.2 (а). При возбуждении противофазным сигналом схема по оси симметрии подключается на КЗ, и эквивалентная схема многозвенного делителя Вилкинсона выглядит как показано на рис. 2.2 (б).

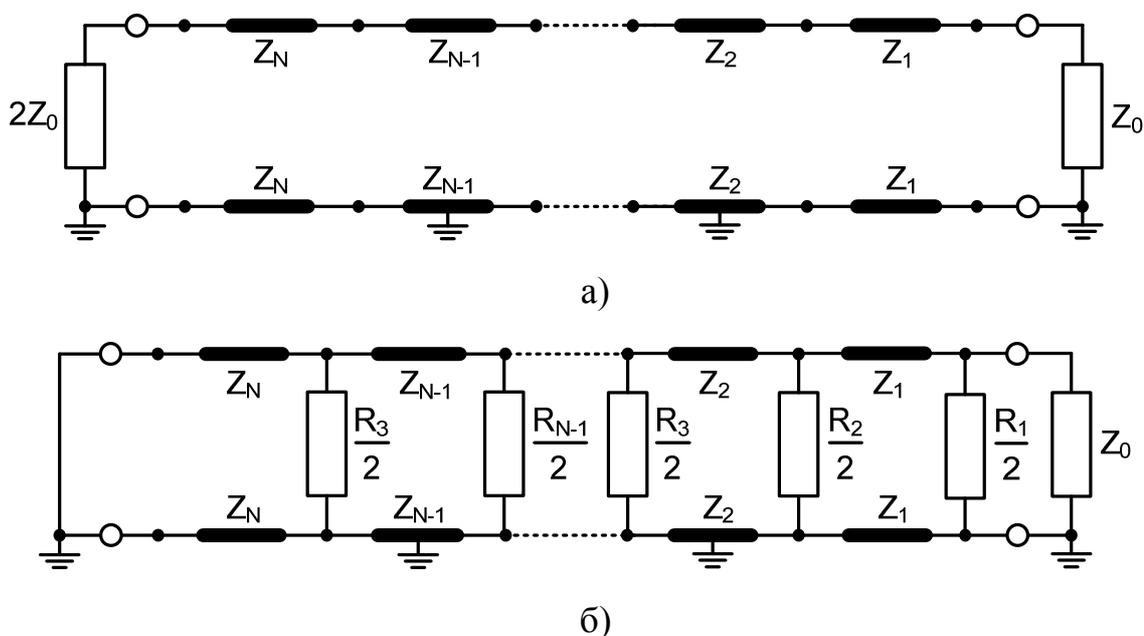


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема делителя Вилкинсона при синфазном (а) и противофазном (б) возбуждении

При синфазном возбуждении схема для нашего случая представляет собой биномиальный многоступенчатый четвертьволновый трансформатор, отражение от каждой секции которого определяется выражением:

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{-2j\theta})^N, \quad (2.1)$$

где N – количество звеньев, $\theta = \omega T$, $A = \frac{2^{-N}}{3}$, T – время распространения через одну секцию.

Импеданс каждой секции согласующего трансформатора может быть рассчитан по формуле:

$$Z_{n+1} = \exp(\ln Z_n + 2^{-N} C_n^N \ln 2), \quad (2.2)$$

$$\text{где } C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!}.$$

Формулы (2.1) и (2.2) дают возможность определить начальные параметры многоступенчатых делителей, но не учитывают особенностей топологии делителей, которые существенно влияют на достижение максимальной развязки. Нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона классического делителя (рис. 2.1) определяется величиной развязки выходов 2 и 3, которая максимальна при электрической длине 90° . Согласование делителей зависит от схемы разветвителя входного сигнала на входе делителя и его нагрузки, которой является входное сопротивление первой ступени делителя. Таким образом, классическая схема делителя (рис. 2.1) обеспечивает ограниченную полосу рабочих частот по названным причинам.

2.1 Моделирование делителей мощности построенных на основе модифицированной схемы делителя Вилкинсона

Разрабатываемый делитель предназначен для применения в многоканальном широкополосном приёмнике с разбивкой на поддиапазоны. Разделение на поддиапазоны явилось вынужденным решением в силу того, что не все составляющие узлы приёмника обеспечивают необходимые метрологические требования.

2.1.1 Требования к делителям, применяемым в широкополосных приёмниках

Упрощённая структурная схема одного канала приёмника показана на рис 2.3.

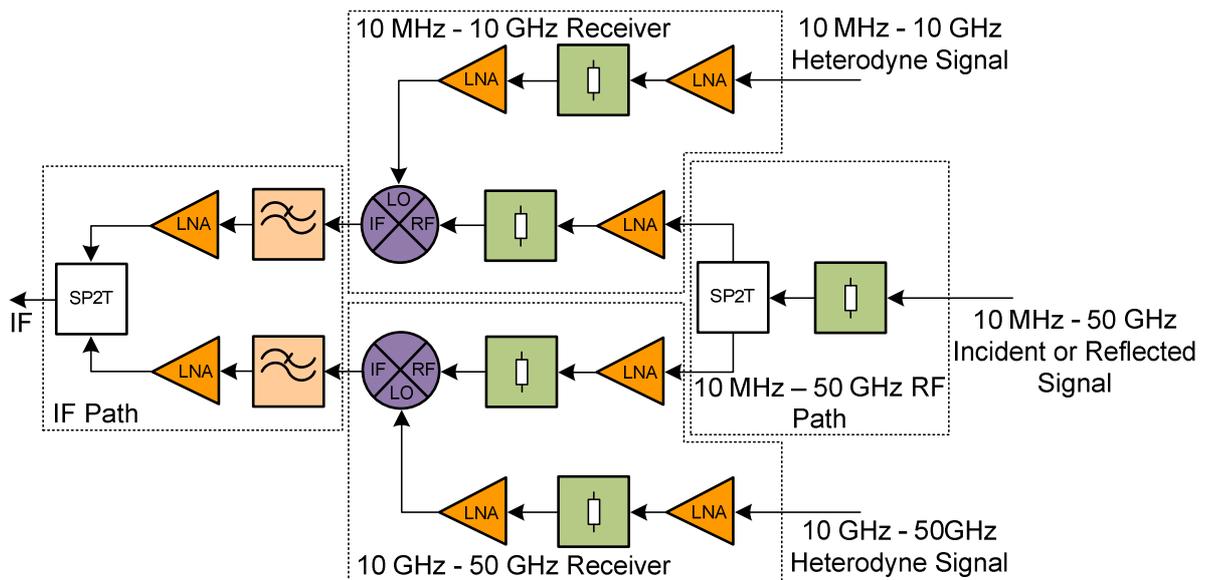


Рисунок 2.3 – Упрощённая структурная схема одного из 4х каналов широкополосного приёмника

Из рис.2.3 видно, что рабочий диапазон 10 МГц – 50 ГГц разделён на два поддиапазона: 10 МГц – 10 ГГц и 10 – 50 ГГц. Частота разделения в 10 ГГц была выбрана для удобства физической реализации. В этом случае приёмник диапазона 10 МГц – 10 ГГц может быть реализован по технологии печатных плат с использованием доступных компонентов общего применения [42]. Приёмник диапазона 10 – 50 ГГц предлагается реализовать по технологии гибридных интегральных схем (ГИС). Для достижения максимальных параметров делители для этих приёмников необходимо рассчитать с перекрытием диапазонов в 2 ГГц.

Важным требованием, предъявляемым к разрабатываемому делителю, является развязка между его выходами. Увеличение развязки выходов делителя можно обеспечить различными способами. Так, в работе [43] в известном полосковом делителе мощности рядом с резистором и параллельно ему расположена проводящая полоска, концы которой находятся напротив проводников выходных линий передачи и имеют с ними емкостную связь. По всей видимости, указанная авторами работы [43] причина уменьшения развязки, объясняемая появлением паразитных параметров резистора, не является единственной. Четвертьволновый трансформирующий участок

выполнен в виде параллельных отрезков полосковых линий. Эти линии имеют небольшую электромагнитную связь, которая тоже влияет на развязку. На уровне развязки -20 дБ наличие даже слабой связи между линиями изоляция выходных плеч делителя может существенно изменяться.

2.1.2 Схема сверхширокополосного делителя

На основе анализа недостатков известных делителей в работе [43] была предложена новая схема делителя мощности. Апробация идеи его построения путём моделирования и экспериментального исследования проведена в диапазоне $8 - 67$ ГГц.

Схема предлагаемого делителя мощности с диапазоном $8 - 67$ ГГц показана на рис. 2.4. Синей пунктирной линией выделена входная часть, представляющая собой частотно-зависимый резистивный разветвитель на основе связанных линий. Красной пунктирной линией выделена шеститизвенная цепь делителя Вилкинсона.

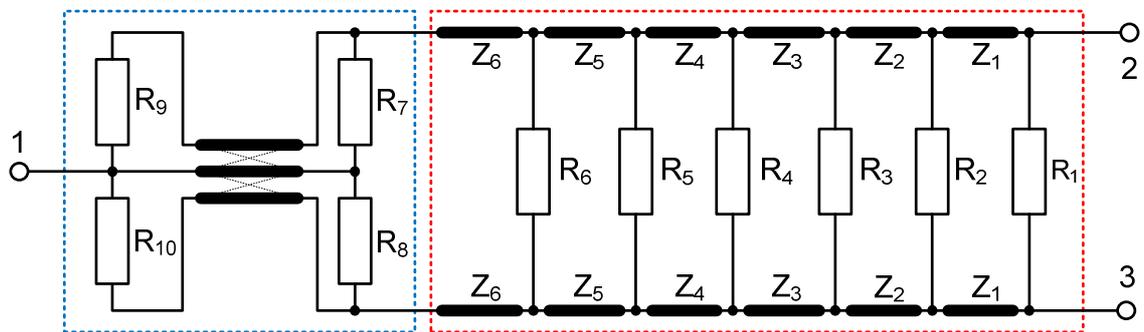


Рисунок 2.4 – Схема предлагаемого делителя мощности на диапазон $8 - 67$ ГГц.

Входные цепи выполнены в виде отрезков трёхпроводной линии с гасящими резисторами. Исполнение разветвителя в виде трёхпроводной связанной линии, первая и третья полоски которой соединены через низкоомные резисторы с полоской, являющейся продолжением входной линии передачи, позволяет расширить полосу частот в области низких частот вследствие влияния преимущественно резистивной связи между входным отрезком и вторым и третьим отрезками связанных линий, а в области высоких частот – вследствие влияния сильной электромагнитной связи по типу

трехпроводного направленного ответвителя и резистивной связи между отрезками связанных линий. Ведение в схему оригинального разветвителя привело к значительному изменению необходимых параметров последующих каскадов делителя. Поэтому для построения серийно пригодной конструкции делителя было решено две задачи: первая – моделирование делителя с целью установления зависимости его частотных характеристик от топологических размеров всех составляющих элементов; вторая – оптимизация параметров делителя с целью получения максимально возможных развязки каналов и возвратных потерь.

В результате, конструкция делителя была оптимизирована по критерию максимальной развязки выходов и минимальных возвратных потерь, что привело к значительному отличию топологии полосковых проводников от топологий классических делителей Вилкинсона [34, 35]. Эти отличия существенны, так как позволяют решить противоречивую задачу расширения полосы рабочих частот одновременно в нижнюю и верхнюю часть диапазона, что чрезвычайно важно для применения делителей в панорамных приемниках векторных анализаторов цепей и анализаторах спектра [44].

Используя математический аппарат, представленный в [41] в качестве первого приближения были рассчитаны элементы топологии – параметры ступенчатых четвертьволновых трансформаторов на полосковых линиях передачи и сосредоточенных резисторах. Полученные значения сопротивлений для 6-ти секционного делителя Вилкинсона представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Рассчитанные значения R_N и Z_N

N	1	2	3	4	5	6
$R_N[\Omega]$	695	250	314	200	120	92
$Z_N[\Omega]$	54	59	66	75	85	93

2.1.3 Модель делителей на связанных микрополосковых линиях

Для анализа полной модели делителя разобьём её на основные части: схему разветвителя и ступенчатый трансформатор.

Представим эквивалентную схему однокаскадного делителя так, как показано на рис. 2.5.

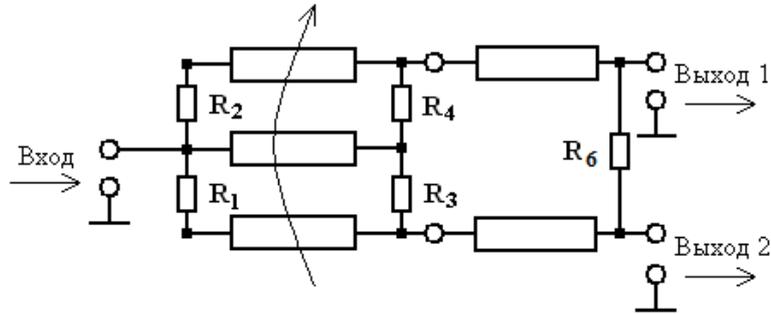


Рисунок 2.5 – Схема однокаскадного делителя, содержащего разветвитель на трёхпроводной линии

Схема включает отрезок трёхпроводной связанной линии с гасящими резисторами $R_1 - R_4$, отрезок двухпроводной связанной линии, входы которых соединены с выходами 1 и 3 трёхпроводной связанной линии, а выходы с выводами резистора R_6 .

Полная эквивалентная схема при замене схемы разветвителя на рис. 2.5 на его схему, показанную на рис. 2.6, неудобна для анализа с помощью матриц $ABCD$, т.к. содержит многополюсники разной размерности: на входе двенадцатиполюсник, а на выходе – восьмиполюсник. Поэтому перейдем к эквивалентной схеме (рис. 2.7), содержащей каскадное соединение двенадцатиполюсников.

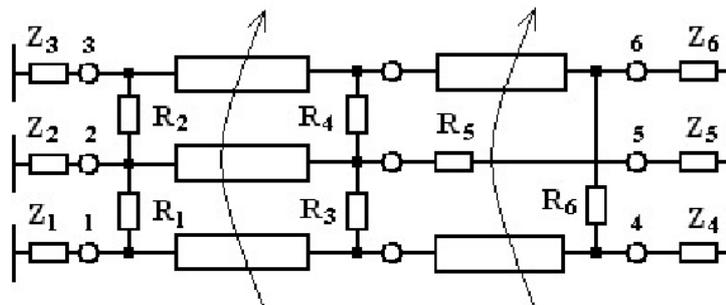


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема разветвителя на основе трёхпроводной связанной линии

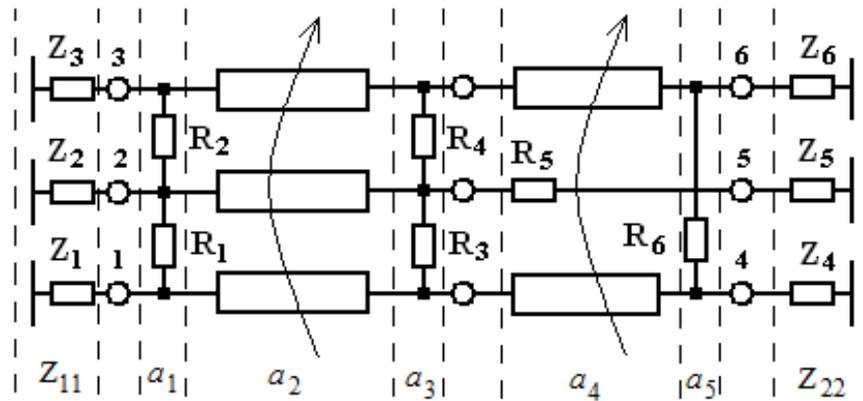


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема сверхширокополосного однокаскадного делителя в виде каскадного соединения двенадцатиполусников

Обозначения на рис. 2.7:

Z_1, \dots, Z_6 – терминальные нагрузки, используемые для перехода к нормированной матрице передачи A и нормированной матрице коэффициентов рассеяния S ;

a_1, a_3, a_5 – матрицы передачи, описывающие включение резисторов R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 ;

a_2 – матрица передачи связанной трехпроводной полосковой линии;

a_4 – матрица передачи связанной двухпроводной линии, образующей четвертьволновый трансформатор, и последовательно включенного резистора R_6 .

В схеме на рис. 2.7 выполнено искусственное увеличение размерности восьмиполусника, описывающего четвертьволновые трансформаторы путем введения резистора R_5 .

Вернёмся к анализу разветвителя, представленного на рисунке 2.6. Расчёт параметров трёхпроводной связанной линии требует построения классических и волновых матриц с учётом потерь и неуравновешенности электромагнитной связи. Как правило, такой расчёт подразделяется на два этапа: первый – расчёт первичных параметров (погонных ёмкостей, индуктивностей, сопротивлений и проводимостей) [45], и второй – расчёт матриц передачи, рассеяния и рабочих параметров [46].

Для общего случая матрица погонных ёмкостей для трёхпроводной связанной линии имеет вид [47, 48]:

$$C = \frac{1}{l} \begin{bmatrix} (c_{10} + c_{12} + c_{13}) & -c_{12} & -c_{13} \\ -c_{12} & (c_{20} + c_{12} + c_{23}) & -c_{23} \\ -c_{13} & -c_{23} & (c_{30} + c_{23} + c_{13}) \end{bmatrix}, \text{Ф/м}, \quad (2.3)$$

где l – длина связанных линий, c_{ij} – взаимные ёмкости проводников.

Матрица погонных индуктивностей L определяется через матрицу погонных емкостей при воздушном заполнении $C(1)$:

$$L = \frac{1}{c^2} C(1)^{-1}, \text{Гн/м}, \quad (2.4)$$

где $c = 2,997925 \cdot 10^8 \text{ м/с}$ – скорость света в свободном пространстве.

Поперечное сечение трехпроводной связанной линии передачи разветвителя показано на рис. 2.8.

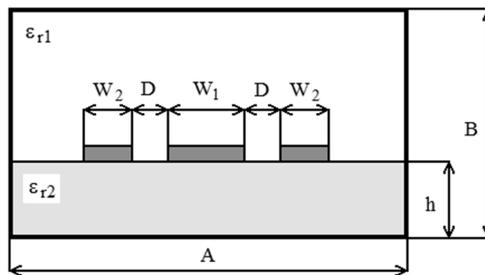


Рисунок 2.8 – Поперечное сечение трехпроводной связанной линии передачи разветвителя

Размеры структуры в микрометрах и параметры диэлектрического заполнения (рис. 2.8) были взяты такие: $A = 1000$; $B = 1000$; $h = 254$; $W_1 = 176$; $W_2 = 20$; $D = 15$; $\epsilon_{r1} = 1,0$; $\epsilon_{r2} = 9,9$. Первичные параметры трехпроводной линии рассчитаны методом сеток [49, 50]. В результате получены матрицы погонных емкостей и индуктивностей:

$$C = \begin{pmatrix} 54.543 & -47.604 & 0 \\ -47.604 & 236.899 & -47.604 \\ 0 & -47.604 & 54.543 \end{pmatrix}, \text{пФ/м}$$

$$L = \begin{pmatrix} 1.380 & 0.3499 & 0.3066 \\ 0.3499 & 0.3993 & 0.3499 \\ 0.3066 & 0.3499 & 1.380 \end{pmatrix}, \text{ мкГн/м}$$

Входной разветвитель описывается матрицами передачи a_1, a_2, a_3 (рис. 2.5).

Матрицы передачи a_1, a_3 имеют вид

$$a_{1,3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ (R_{2,4})^{-1} & -(R_{2,4})^{-1} & 1 & 0 & 0 \\ -(R_{2,4})^{-1} & (R_{1,3})^{-1} + (R_{2,4})^{-1} & -(R_{1,3})^{-1} & 1 & 0 \\ 0 & -(R_{1,3})^{-1} & (R_{1,3})^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

где сопротивления $R_{1,\dots,4}$ выбираются по критериям лучшего согласования и минимальных потерь разветвителя.

Матрица передачи a_2 рассчитывается с учетом существования в трехпроводной связанной линии передачи (СПЛ) нормальных волн с различающимися фазовыми скоростями v_ϕ [51, 52]. В общем случае даже при симметрии структуры определяются три отличающиеся по величине фазовые скорости v_ϕ нормальных волн.

Матрица передачи отрезка трехпроводной связанной линии записывается следующим образом:

$$a_2 = \mathbf{A}_m \begin{bmatrix} e^{\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l} \end{bmatrix} \mathbf{A}_m^{-1}, \quad (2.6)$$

где \mathbf{A}_m – полная матрица собственных векторов (матрица нормированных амплитуд), определяемая через собственные вектора напряжений \mathbf{A}_U и токов \mathbf{B}_I (в терминологии работы [49]):

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_U & \mathbf{A}_U \\ \mathbf{B}_I & -\mathbf{B}_I \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

где γ – матрица коэффициентов распространения нормальных волн;

l – длина отрезка трехпроводной связанной линии (длина всех полосок одинакова).

Отыскание γ сводится к вычислению собственных значений матрицы $\alpha = \mathbf{ZY}$. В свою очередь матрицы \mathbf{Z} , \mathbf{Y} определяются через первичные параметры СПЛ: матрицы погонных индуктивностей L , емкостей C , сопротивлений R и проводимостей G :

$$\mathbf{Z} = j\omega L + R, \mathbf{Y} = j\omega C + G \quad (2.8)$$

Матрица передачи разветвителя a_r находится очевидным образом [45]:

$$a_r = \prod_{k=1}^3 a_k. \quad (2.9)$$

Выполнив переход от матрицы a_r к нормированной матрице A_r , а от нее по известным соотношениям [46] к матрице рассеяния S , получаем модель разветвителя.

2.1.4 Результаты расчёта разветвителя делителя

Вычисления матриц C , L и параметров отрезка связанной трехпроводной линии по формулам (2.6) – (2.8) выполнялись в системе математических расчетов MathCad.

Рассмотрим результаты влияния величин сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4 на характеристики возвратных потерь и коэффициента передачи при фиксированной топологии полосковых проводников разветвителя. На рис. 2.9, 2.10 показаны частотные зависимости возвратных потерь S_{22} и коэффициента передачи S_{42} разветвителя (рис. 2.6), выходы которого нагружены на сопротивления $Z_{\text{н}} = 93$ Ом при разных сочетаниях сопротивлений резистивных элементов R_1, R_2, R_3, R_4 , соединяющих связанные полоски.

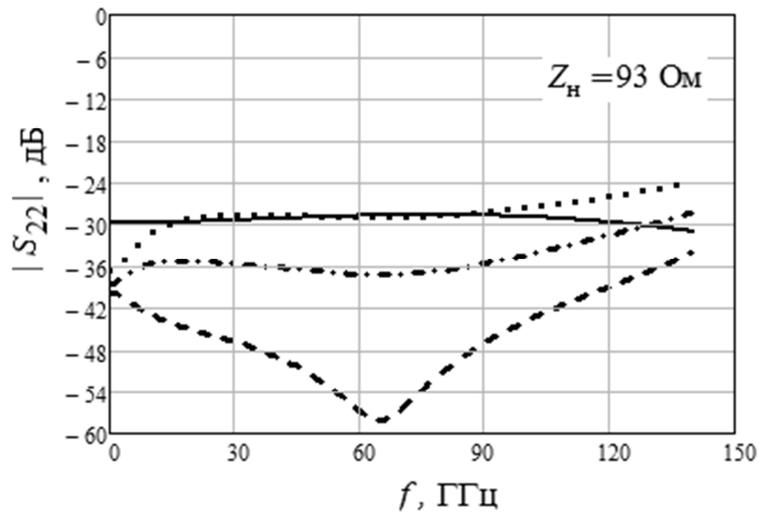


Рисунок 2.9 – Частотная зависимость возвратных потерь S_{22} разветвителя, выходы которого нагружены на сопротивления $Z_{\text{н}} = 93 \text{ Ом}$ при разных сочетаниях сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4 , соединяющих связанные полосы:

- $R_1, \dots, R_4 = 1 \text{ Ом};$
- $R_1, \dots, R_4 = 10 \text{ Ом};$
- $R_1, \dots, R_4 = 20 \text{ Ом};$
- · - · - $R_1 = R_2 = 7 \text{ Ом}; R_3 = R_4 = 14 \text{ Ом}$

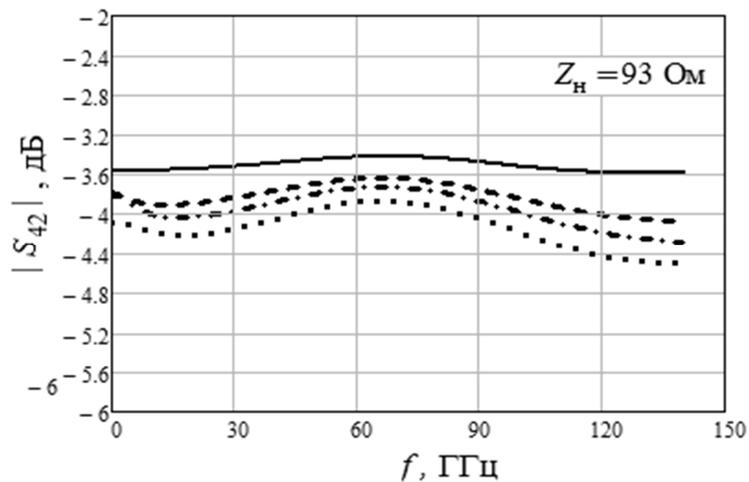


Рисунок 2.10 – Частотная зависимость коэффициента передачи S_{42} разветвителя, выходы которого нагружены на $Z_{\text{н}} = 93 \text{ Ом}$ при разных сочетаниях сопротивлений, соединяющих связанные полосы (обозначения приведены на рис. 2.9)

Из анализа зависимостей $S_{22}(f)$ (рис. 2.9) и $S_{42}(f)$ (рис. 2.10) можно сделать вывод о существовании оптимального соотношения между R_1, R_2, R_3, R_4 и их оптимальных величин, т.к. графики $S_{22}(f)$ и $S_{42}(f)$ для $R_1 = R_2 = 7$ Ом; $R_3 = R_4 = 14$ Ом лежат между крайними значениями $S_{22}(f)$ и $S_{42}(f)$ при вариации сопротивлений в пределах от $R_1, \dots, R_4 = 1$ Ом до $R_1, \dots, R_4 = 20$ Ом.

Исследовалось влияние зазора D между полосками трехпроводной структуры (рис. 2.8) на характеристики разветвителя. Увеличение зазора от 15 мкм до 80 мкм привело к ухудшению согласования, то есть к росту S_{22} на 10 дБ с повышением частоты. Это объясняется существенным влиянием электромагнитной связи (преимущественно емкостной составляющей) между боковыми и центральной полосками структуры на характеристики разветвителя в области высоких частот. На низких частотах уменьшение связи при увеличении зазора D компенсируется наличием кондуктивной связи между центральной и боковыми полосками через сопротивления R_1, \dots, R_4 . Поэтому на низких частотах не происходит существенного изменения согласования при увеличении зазора между полосками.

2.1.5 Расчёт четверть волновых трансформаторов делителей

Эквивалентная схема однокаскадного четвертьволнового трансформатора, показанная на рис. 2.7, состоит из двенадцатиполюсников a_4, a_5 . Выходные нагрузки $Z_4 = Z_6$ выбираются из условия согласования с внешними цепями. В расчете было взято $Z_4 = Z_6 = 50$ Ом. Сопротивление в идеальной схеме $Z_5 \rightarrow \infty$, в расчете составляло 50 кОм.

Поперечное сечение СПЛ четвертьволнового трансформатора показано на рис. 2.11.

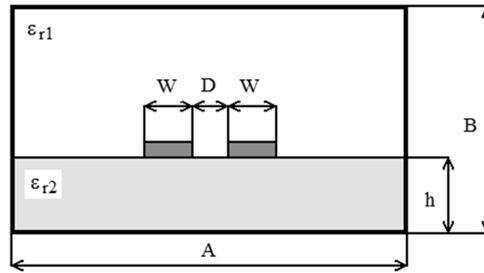


Рисунок 2.11 – Поперечное сечение двухпроводной связанной линии передачи четвертьволнового трансформатора

Были взяты следующие размеры структуры в микрометрах и параметры диэлектрического заполнения (рис. 2.11): $A = 1000$; $B = 1000$; $h = 254$; $W = 71$; $D = 192$; $\epsilon_{r1} = 1,0$; $\epsilon_{r2} = 9,9$.

Матрица a_4 представляет матрицу передачи отрезка двухпроводной связанной линии и вычисляется аналогично матрице трехпроводной связанной линии. Результирующая матрица передачи однокаскадного делителя запишется так:

$$a_D = \prod_{j=1}^5 a_j, \quad (2.10)$$

где a_j – матрицы передачи составляющих двенадцатиполюсников в эквивалентной схеме (рис. 2.7).

Нормирование матрицы a_D осуществляется с учетом выше сделанных замечаний относительно выбора терминальных нагрузок.

Была поставлена задача исследования влияния электромагнитной связи между полосками четвертьволнового трансформатора на характеристики делителя.

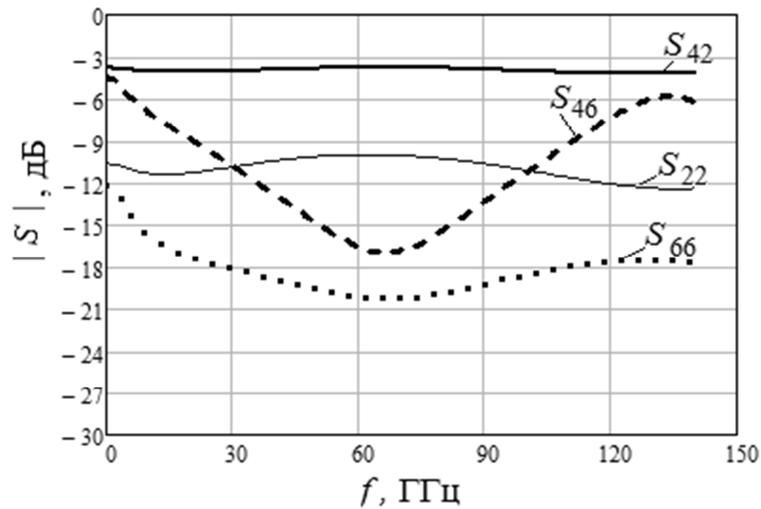


Рисунок 2.12 – Частотная зависимость коэффициентов матрицы рассеяния делителя для зазора между полосками четвертьволнового трансформатора 192 мкм

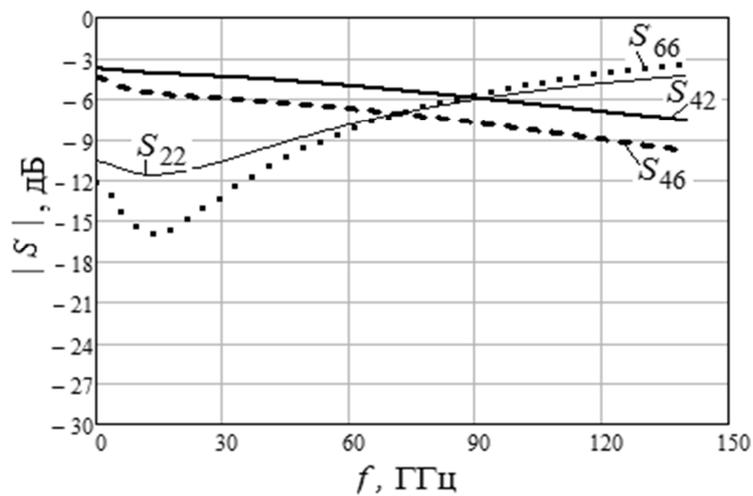


Рисунок 2.13 – Частотная зависимость коэффициентов матрицы рассеяния делителя для зазора между полосками четвертьволнового трансформатора 96 мкм

На рис. 2.12 и 2.13 приведены частотные зависимости возвратных потерь S_{22} , S_{44} , коэффициента передачи S_{42} , развязки между выходами делителя S_{46} для двух вариантов расстояния между связанными полосками четвертьволнового трансформатора 176 мкм (рис. 2.10) и 96 мкм (рис. 2.11). Сопоставление графиков показывает существенное ухудшение параметров делителя при увеличении электромагнитной связи между полосками, что связано с появлением в связанных линиях даже при слабой связи нормальных

волн с различными фазовыми скоростями. Это, как известно из [54, 55], приводит к потере всепропускающих свойств секций на связанных линиях с неоднородным диэлектриком. Так как уровень развязки между выходами требуется, как правило, не меньше 20 дБ, на этом уровне незначительное расхождение фазовых скоростей приводит к существенному изменению развязки. Выравнивание фазовых скоростей СПЛ трансформатора при стремлении уменьшить габариты делителя за счет уменьшения зазора следует признать важным направлением оптимизации.

2.1.6 Моделирование многокаскадных делителей

Моделирование многокаскадных делителей рассмотрим на базе шестикаскадного трансформатора волновых сопротивлений, эквивалентная схема которого показана на рис. 2.14. Анализ каскадного соединения секций делается подобно тому, как выполняется анализ четвертьволнового трансформатора с эквивалентной схемой по рис. 2.5. Исходными данными являются: относительная диэлектрическая проницаемость подложки; поперечные и продольные размеры полосковых проводников, величины сопротивлений.

Были взяты следующие поперечные и продольные размеры полосок: ширина полосок $W_k = \{0,067; 0,080; 0,093; 0,120; 0,174; 0,200\}$, мм; зазор между полосками $D_k = \{0,187; 0,227; 0,307; 0,400; 0,494; 0,587\}$, мм; длина полосок $l_k = \{0,561; 0,894; 0,948; 0,721; 0,801; 0,841\}$, мм; $k = 1, 2, \dots, 6$; величины сопротивлений $R_p = \{92; 120; 200; 314; 250; 700\}$, Ом, $p = 6, 7, \dots, 11$.

Результаты расчета возвратных потерь, коэффициента деления и развязки между выходами шестикаскадного делителя показаны на рис. 2.15, 2.16.

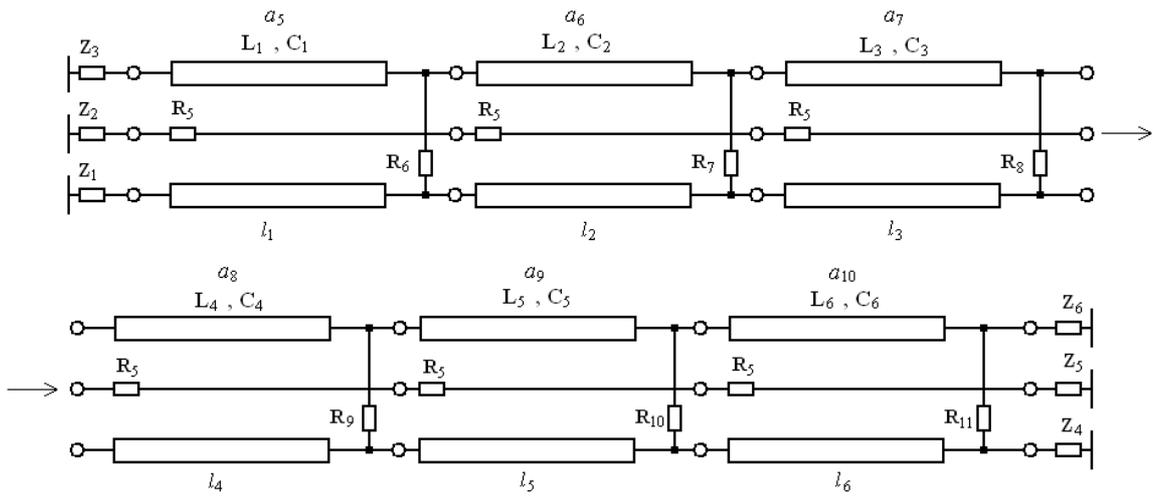


Рисунок 2.14 – Эквивалентная схема шестикаскадного трансформатора

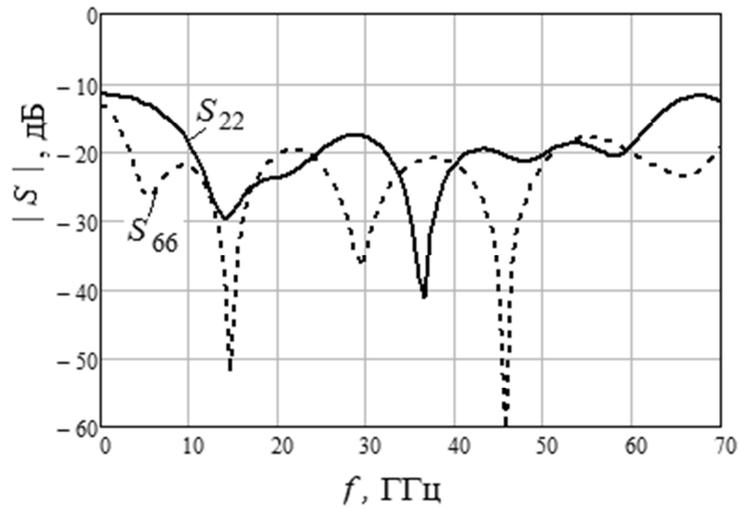


Рисунок 2.15 – Частотная зависимость возвратных потерь шестикаскадного делителя

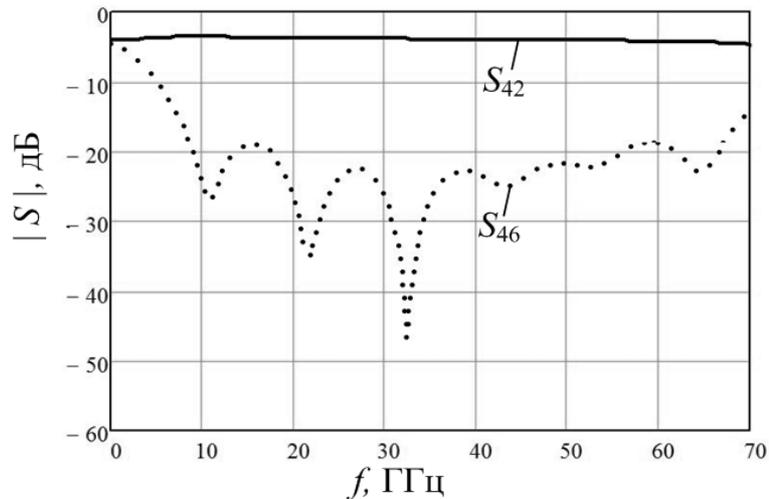
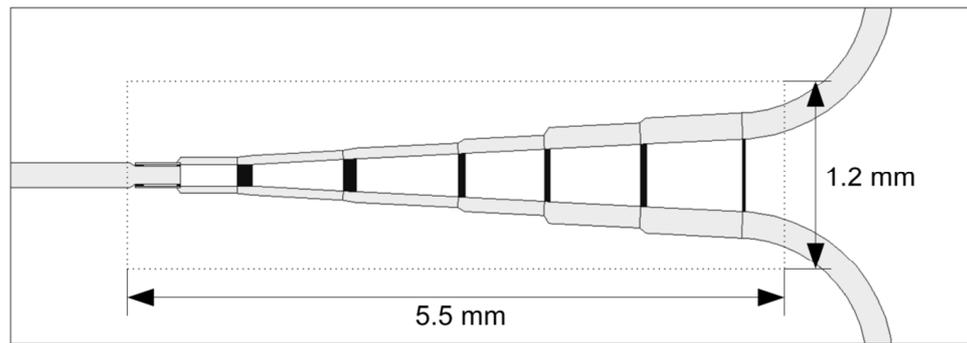


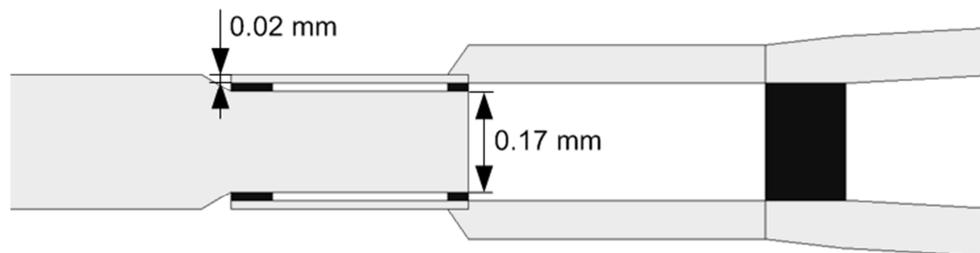
Рисунок 2.16 – Частотная зависимость коэффициента деления (S_{42}) и развязки выходов шестикаскадного делителя (S_{46})

2.1.7 Электродинамическая модель делителя

На основе предложенной математической модели была реализована полная электродинамическая 3D модель топологии делителя в системе Advanced Design System (Keysight Technologies). Модель оптимизировалась по критериям входных возвратных потерь (не менее -12 дБ) и уровню развязки между выходами (не менее 20 дБ) в рабочем диапазоне от 8 ГГц до 67 ГГц. Оптимизированная топология показана на рисунке 2.17.



(a)



(б)

Рисунок 2.17 – Топология делителя: общий вид (a) и входной разветвитель (б)

Топология была рассчитана под ГИС-технологию АО «НПФ МИКРАН». Проводящий слой (показан серым цветом на рис. 2.17) и резистивный слой (показан чёрным цветом на рис. 2.17) выполнены методом вакуумного осаждения золота и тантала, соответственно. Удельная проводимость танталового слоя – 50 Ом на квадрат.

Значения сопротивлений линий и резистивных элементов для шести секционного делителя после проведённой программной оптимизации представлены в таблице 2.2 (обозначения в соответствии с рис. 2.4).

Таблица 2.2 Значения R_N и Z_N после программной оптимизации

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$R_N[\Omega]$	720	350	300	200	110	90	14	14	7	7
$Z_N[\Omega]$	51	62	70	77	86	93	-	-	-	-

Сравнение параметров математической модели с данными измерений экспериментального образца делителя представлены на рисунке 2.16. Обозначения сделаны в соответствии с рисунком 2.14.

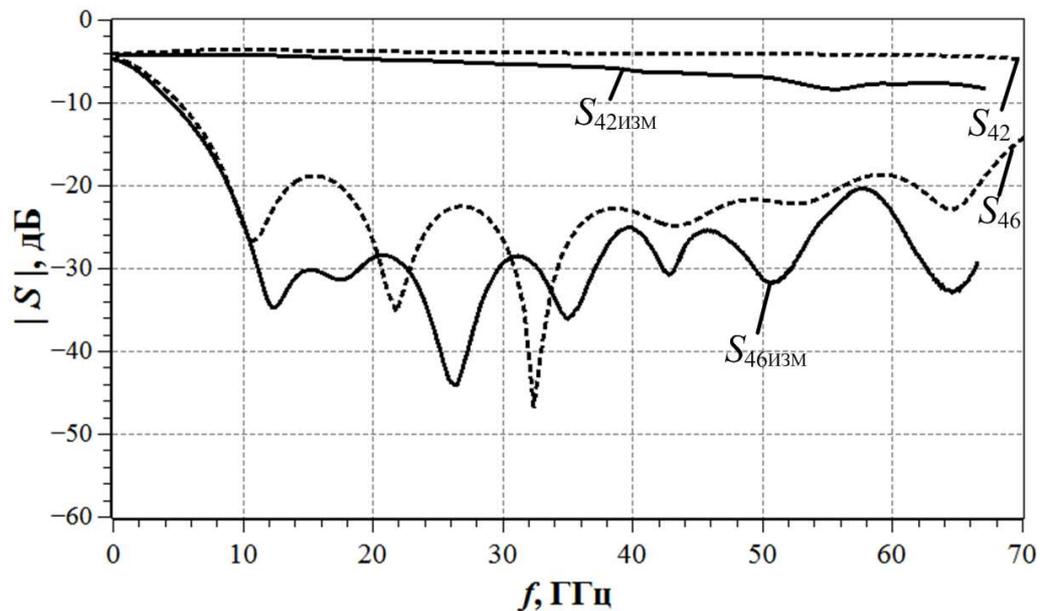


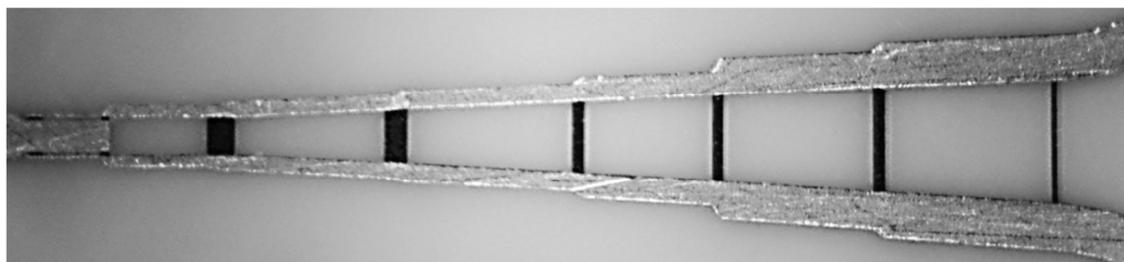
Рисунок 2.18 – Частотная зависимость коэффициента деления (S_{42}) и развязки выходов шестикаскадного делителя (S_{46}) в сравнении с измеренными параметрами делителя ($S_{42изм}$ и $S_{46изм}$ соответственно)

Как видно из рис. 2.18 с ростом частоты потери в реальном устройстве возрастают, это связано с тем, что представленная модель не учитывает распределённые параметры резисторов $R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}$, которые фактически являются линиями передачи с потерями. Расчётные и экспериментальные зависимости развязки выходных каналов находятся в хорошем соответствии, что позволяет проводить корректную оценку достижимых параметров на основе разработанной математической модели.

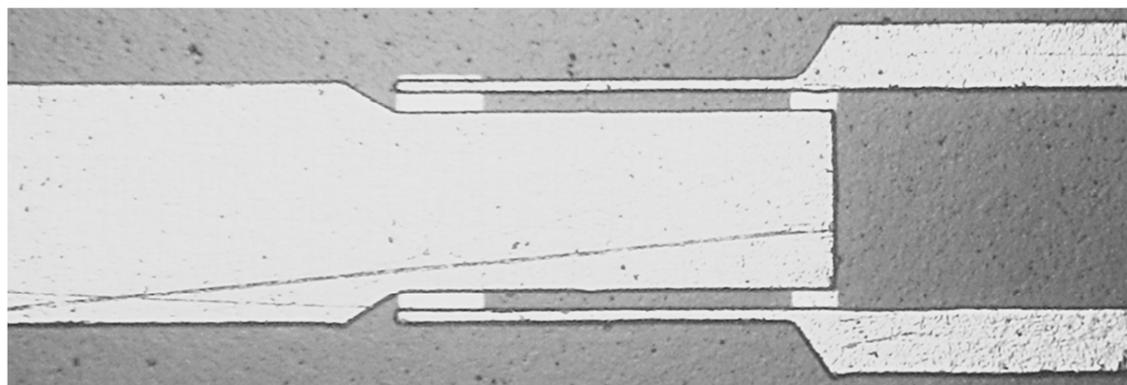
2.2 Результаты расчёта и экспериментальное исследование ГИС делителя мощности, построенного на основе модифицированной схемы делителя Вилкинсона

Для реализации делителя диапазона 8 – 67 ГГц была выбрана керамическая подложка (Valley Design) с толщиной 0,254 мм, и диэлектрической проницаемостью 9,9.

Фотографии изготовленных подложек с топологиями делителя представлены на рис. 2.19.



(a)



(б)

Рисунок 2.19– Изготовленная подложка с топологией делителя: общий вид (a) и входной разветвитель (б)

Как видно из рисунков 2.19(a) и 2.19(б) произошёл небольшой «перетрав» самых тонких проводников топологии. Это связано с тем, что значения толщины указанных линий рассчитаны близкими к технологическому пределу ГИС технологии и неидеальностью процесса травления в целом. Данный технологический недостаток можно исправить коррекцией процесса травления и увеличением технологического запаса, что будет сделано при следующих итерациях.

Более перспективным решением будет оптимизация данной топологии под МИС технологию, но при последующей миниатюризации следует соблюсти баланс между габаритами и получаемой развязкой по выходам делителя.

Для удобства исследования параметров изготовленной топологии был разработан СВЧ-модуль с коаксиальными разъёмами 1,85 мм (Anritsu V102F). Корпус СВЧ модуля изготовлен из алюминиевого сплава Д16Т, и покрыт сплавом олово-висмут. Изготовленная подложка устанавливается методом пайки. В корпус дополнительно установлены две 50-омные подводящие линии. Внешний вид разработанного СВЧ модуля представлен на рис. 2.20.

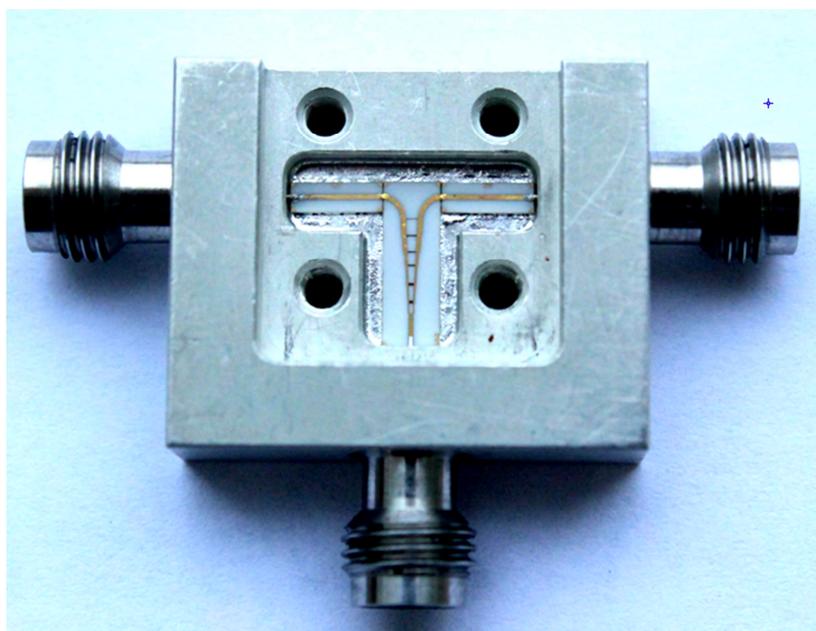
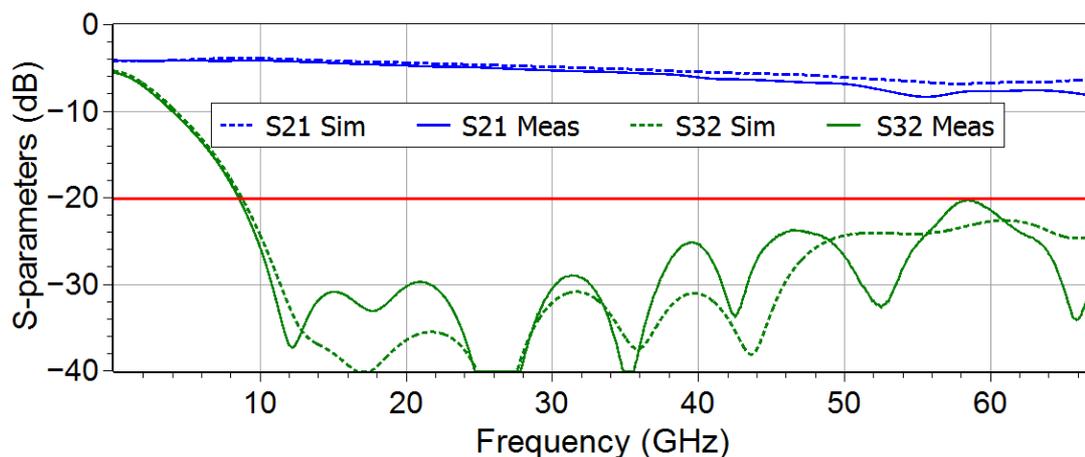


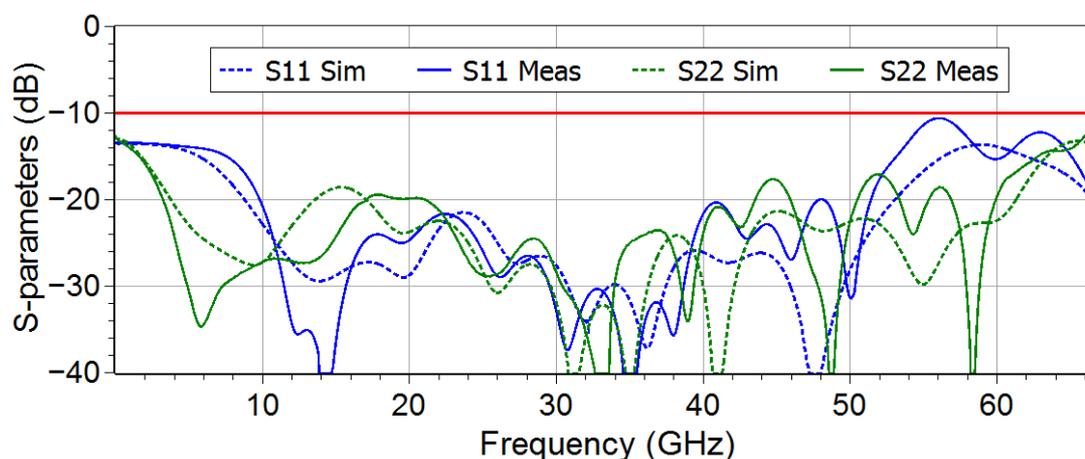
Рисунок 2.20 – Внешний вид СВЧ модуля делителя мощности с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 67 ГГц

Все измерения были проведены с помощью двухпортового ВАЦ PNA-XN5247A с SOLT калибровкой. Недействующий выход делителя нагружался сверхширокополосной коаксиальной согласованной нагрузкой с КСВ не более 1,15. Прямые измерения S -параметров данного СВЧ модуля характеризуют сам СВЧ модуль, а не топологию. Для характеристики топологии был использован метод переноса калибровочной плоскости, используя переход из частотной области во временную, с применением последующей обработки полученной рефлектограммы [25]. Данная операция была реализована с помощью расширенного программного обеспечения P4Client (АО «НПФ Микран»).

Полученные результаты в сравнении с расчётными данными 3D электродинамической модели приведены на рисунке 2.21.



(a)



(б)

Рисунок 2.21 – Сравнение экспериментальных данных потерь и данных полученных после электродинамического расчёта для потерь на проход и изоляции (a) и для возвратных потерь (б).

Расчётные и измеренные параметры имеют хорошую сходимость во всём диапазоне рабочих частот. Потери в худшей точке составляют не более 7,5 дБ, изоляция в диапазоне частот 8 – 67 ГГц не менее 20 дБ. Возвратные потери в диапазоне частот от 8 ГГц до 50 ГГц составляют не более -18 дБ, а в диапазоне частот 50 – 67 ГГц не более -10 дБ. Как видно из представленных графиков, данный делитель может быть использован и в более низком диапазоне частот (сантиметровый диапазон) за счёт использования предложенной входной схемы частотно зависимого резистивного разветвителя на основе трехпроводной

линии, но с ухудшением развязки между выходными портами. В области низких частот схема фактически представляет собой рассогласованный классический резистивный делитель, таким образом, данная топология в ряде случаев может применяться как делитель с рекордным диапазоном рабочих частот 0 – 67 ГГц.

Максимальное отклонение измеренного значения потерь на проход от расчётного – не более 2 дБ. Такое отклонение становится характерным для частот выше 50 ГГц что связано с технологическими ограничениями процессов напыления и травления. Это, как было ранее отмечено, требует коррекции процесса травления и увеличения технологического запаса на «подтрав».

2.3 Основные результаты и выводы

В данном разделе сформулированы основные требования к тракту деления гетеродинного сигнала ВАЦ, предложен ряд оригинальных технических решений, решающих задачи повышения динамического диапазона измерителей в СВЧ диапазоне, минитюаризации СВЧ тракта и оптимизации схемы измерительных приёмников ВАЦ.

Представленная модель сверхширокополосных микрополосковых делителей, построенных по схеме разветвитель на связанной трехпроводной линии – многокаскадный ступенчатый трансформатор волновых сопротивлений, позволяет исследовать влияние составляющих элементов на характеристики устройства. При максимальном топологическом размере 1,2 на 5,5 мм получена развязка в полосе частот от 10 ГГц до 67 ГГц не хуже 20 дБ и максимальные возвратные потери не хуже –12 дБ при неравномерности деления от –3,5 до –4,4 дБ. Вариация параметров модели позволяет назначать физически обоснованные пути оптимизации конструкции делителей.

Усовершенствование модели путем доработки алгоритма и программ в направлении учета нерегулярности связанных полосковых линий, образующих ступенчатый трансформатор волновых сопротивлений, позволит улучшить характеристики делителей исследованного типа. Описанная модель дает возможность проектировать сверхширокополосные делители в диапазоне до

70 ГГц. Это существенно сокращает время проектирования, т.к. последующий электродинамический анализ и оптимизация осуществляются уже на основе достаточно качественного прототипа.

На основе предложенной математической модели была реализована 3D электродинамическая модель топологии делителя в системе Advanced Design System (ADS) и проведена оптимизация этой топологии программным способом.

Экспериментальные образцы были изготовлены по технологии ГИС и проведены измерения с последующей обработкой результатов.

Материалы раздела опубликованы в работе [30], и на текущий момент в доступных наукометрических базах (как зарубежных, так и российских) отсутствует информация, демонстрирующая преимущество какой-либо топологии перед представленной в данной работе как по частотному диапазону, так и по развязке между выходными портами и геометрическими размерами топологии.

На разработанный СВЧ модуль делителя получен патент РФ на изобретение № 2621887 «Сверхширокополосный микрополосковый делитель мощности» [31].

3 Умножители частоты на основе квазивертикальных арсенид-галлиевых диодов с барьером Шоттки

В данном разделе решается задача разработки пассивных сверхширокополосных монолитно-интегральных умножителей частоты, применяемых в трактах формирования гетеродинного и тестового сигналов векторного анализатора цепей. В качестве нелинейного преобразовательного элемента использованы квазивертикальные арсенид-галлиевые диоды с барьером Шоттки (ДБШ).

Пассивные умножители частоты имеют преимущество в приложениях, где выходной сигнал должен быть сформирован с минимальным фазовым шумом, т.к. пассивный умножитель не вносит собственных шумов в сигнал [20].

Представлен алгоритм расчёта пассивных умножителей (удвоители и утроители) с использованием автоматизированной системы электродинамического моделирования Advanced Design System.

Предложена модель ДБШ, пригодная для расчёта преобразовательных схем (умножители, смесители) в диапазоне частот до 110 ГГц.

Подробно рассмотрены особенности электродинамического моделирования пассивных цепей умножителей, таких как балансные трансформаторы, схемы фильтрации и согласования. Представлены модели входных симметрирующих цепей на основе эквивалентных схем.

Предложено оригинальное техническое решение по реализации фильтрующих схем в монолитно-интегральном исполнении, заключающееся в использовании комбинированных фильтрующих звеньев (планарных топологических фильтров, двухслойных сосредоточенных элементов, и копланарных емкостных элементов).

Основные результаты данного раздела опубликованы в работах [56-62], а также приведены в научно-техническом отчёте [32].

3.1 Модель GaAs квазивертикального диода с барьером Шоттки

В качестве нелинейного преобразовательного элемента для разрабатываемых умножителей частоты был выбран GaAs диод с барьером Шоттки АО «НПФ Микран». Так как данная технология на текущий момент не является полностью серийной, полноценные модели диодов, позволяющие провести моделирование умножителей, на момент разработки созданы не были. Поэтому первым этапом разработки являлось создание модели ДБШ, на основе которой будет проведено моделирование.

Наиболее известным и одним из самых популярных способов описания электрических схем [63] является SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [64]. SPICE это общее название для программ моделирования и языка описания электрических схем и компонентов. Нелинейные элементы описываются параметрами отражающими режим работы этого элемента при различных входных воздействиях.

Алгоритм создания модели был следующим:

1. Измерение ВАХ диодов;
2. Статистическая обработка наборов ВАХ (усреднение);
3. Экстракция SPICE-параметров;
4. Моделирование ВАХ;
5. Коррекция SPICE-параметров.

Подобный метод подробно описан в работах [65] и [66].

Расчётная ВАХ диода на основе данных экстракции представлена на рис. 3.1. Параметры полученной модели приведены в таблице 3.1.

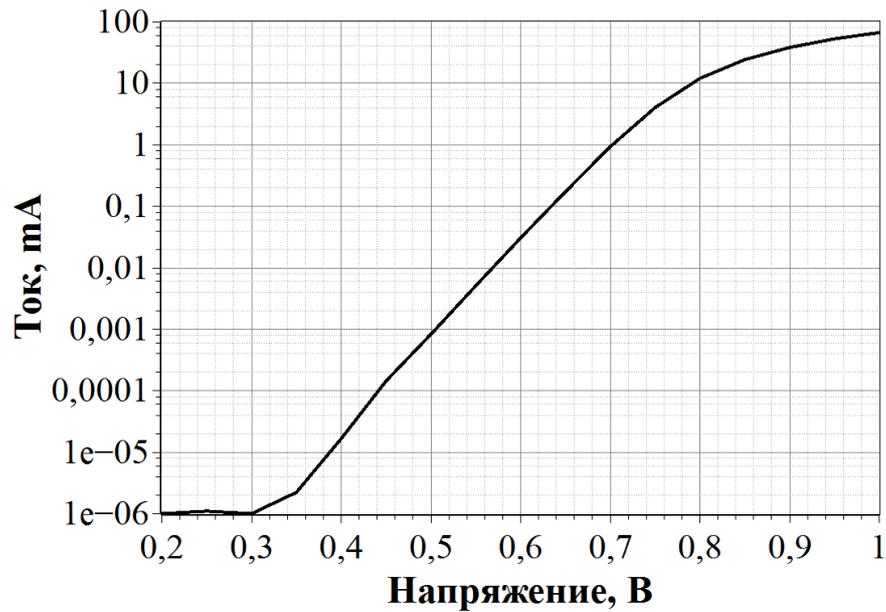


Рис. 3.1 – Расчётная ВАХ диода

Таблица 3.1 – SPICE параметры модели диода

Обозначение	Параметр	Ед. изм.	D1	D2
I_s	Ток насыщения	А	1,4e-14	1,5e-14
R_s	Последовательное сопротивление	Ω	2,8	125
N	Коэффициент неидеальности		1.1	20
C_p	Линейная ёмкость	fF	30	30
C_j	Ёмкость перехода	fF	0.03	0.03
V_{bi}	Внутренний потенциал перехода	V	0.19	0.19
M	Коэффициент аппроксимации		0.5	0.5
B_v	Обратное напряжение пробоя	V	10	10
I_{bv}	Обратный ток пробоя	pA	10	10
E_g	Ширина запрещённой зоны	eV	1.42	1.42
$P_t(XTI)$	Темп. Коэфф. Тока насыщения		2	2
T_{rs}	Линейный темп.коэффициент	$1/C^0$	0.005	0.007

Схожий метод реализации модели диода также представлен в диссертационной работе [67], однако для максимально точного моделирования одной только SPICE-модели не достаточно, т.к. подобная модель описывает непосредственно $p-n$ переход, не учитывая реальные конструктивные

особенности диода, обусловленные технологий производства.

Для анализа паразитных эффектов в САПР ADS была разработана 3D электродинамическая модель, учитывающая реальные технологические особенности GaAs процесса производства ДБШ в АО «НПФ Микран» (рис. 3.2). Прямые и обратные ветви вольт-амперной характеристики описываются с помощью известного приёма моделирования антипараллельного включения диодов [66-68].

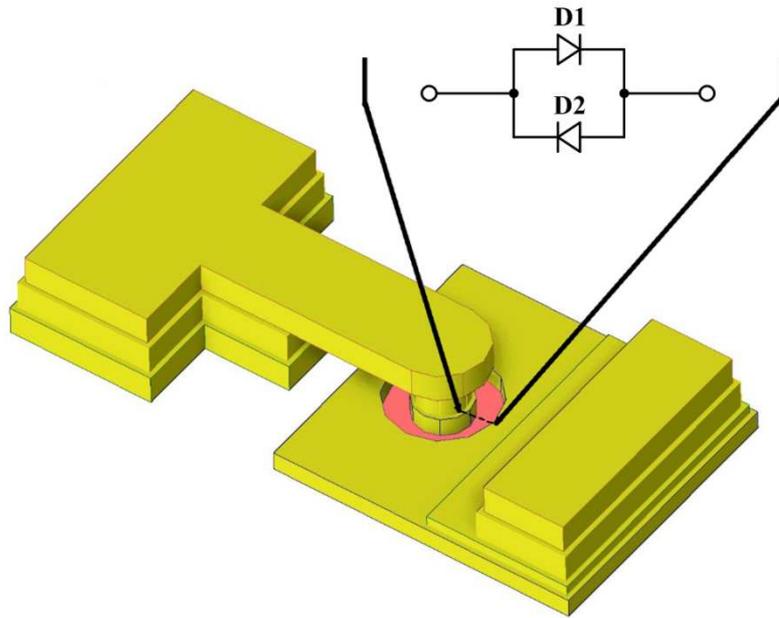


Рисунок 3.2 – 3D электродинамическая модель ДБШ

3.2 Моделирование МИС удвоителя частоты с выходным диапазоном частот 12 – 26 ГГц

Исходные данные и требуемые параметры удвоителя частоты были получены после анализа способов построения трактов формирования тестовых и гетеродинных сигналов, представленного в разделе 1 данной работы. Требуемые параметры удвоителя представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Требуемые технические характеристики

Параметр	Значение
Диапазон входных частот, ГГц	6-13
Диапазон выходных частот, ГГц	12-26
Номинальный уровень мощности входного сигнала, дБм	15
Коэффициент преобразования, дБ	Не более 15
Уровень подавления 1й гармоники, дБ	Не менее 35
Уровень подавления 3й гармоники, дБ	Не менее 45
Уровень подавления 4й гармоники, дБ	Не менее 30
Возвратные потери по входу, дБ	Не менее 10

Таким образом, решение задачи разработки работоспособного удвоителя частоты с выходным диапазоном 12 – 26 ГГц должно отвечать двум условиям:

1. Выделение требуемой второй гармонической составляющей в выходном сигнале с обеспечением подавления нежелательных первой, третьей и четвертой гармоник.
2. Соблюдение требуемой широкополосности с приемлемым уровнем согласования по входу и выходу МИС.

Очевидно, что для соблюдения первого условия оптимальным решением будет использование схемы балансного удвоителя, основанного на диодном кольце и балансных трансформаторах на входе и выходе диодного кольца. Преимущество этой схемы заключается в высоком уровне подавления нечетных гармоник в выходном сигнале и простота физической реализации трансформаторов, которые имеют низкие потери и низкий дисбаланс по фазе на выходе, особенно при перекрытии диапазона частот, не превышающем октаву [69]. В случае перекрытия диапазона частот больше чем одна октава, балансная

схема сохраняет работоспособность, но при этом ухудшается подавление нечётных составляющих в выходном сигнале.

Соблюдение второго условия выполняется тщательным электродинамическим расчётом входного и выходного балансных трансформаторов и согласующих цепей.

3.2.1 Схема удвоителя частоты

Упрощённая принципиальная схема, взятая за основу при разработке удвоителя частоты, представлена на рис. 3.3.

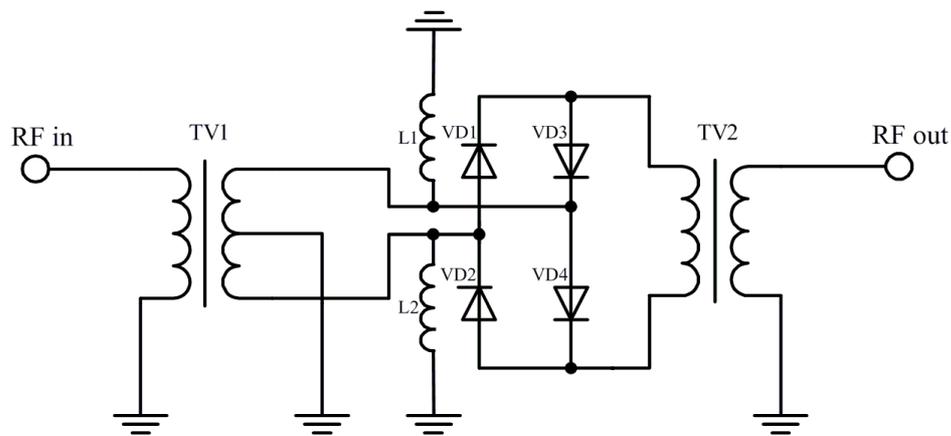


Рисунок 3.3 – Упрощённая схема удвоителя частоты

Обозначения для рис. 3.3:

TV1 – входной балансный трансформатор;

TV2 – выходной балансный трансформатор;

L1 и L2 – согласующие и корректирующие индуктивные элементы;

VD1-VD4 – диоды с барьером Шоттки.

Схема, представленная на рис. 3.3, отличается от схемы, представленной на рис. 1.6 наличием элементов L1 и L2. Индуктивности L1, L2 одновременно являются согласующими элементами и обеспечивают частотную коррекцию, улучшая подавление первой, третьей и четвёртой гармоник в выходном сигнале, особенно на частотах перекрытия диапазонов входного и выходного балансных трансформаторов.

3.2.2 Способы реализации балансных трансформаторов

Существует два основных конструктивных способа реализации входных и выходных балансных трансформаторов: в многослойной структуре [70, 71] и в планарном исполнении [72-74]. Несмотря на ряд преимуществ многослойной реализации балансных трансформаторов, планарная реализация является более предпочтительной, так как не предъявляет повышенных требований к изготовлению масок фотошаблонов, что позволяет получать более прогнозируемый результат.

Планарный трансформатор Маршанда состоит из двух связанных секций, и может быть реализован с использованием микрополосковых связанных линий [75], ответвителей Ланге [76] и спиральных связанных линий [77]. В указанных работах используются различные подходы к анализу данных трансформаторов – аналитический расчёт, расчёт с помощью САПР, расчёт на основе эквивалентных схем на сосредоточенных элементах. В данной работе предлагается провести расчёт балансных трансформаторов на основе связанных линий (рис. 3.4) с помощью эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах, а затем путём обратной экстракции параметров смоделировать топологию трансформатора и провести её полный электродинамический расчёт с помощью САПР Advanced Design System (ADS).

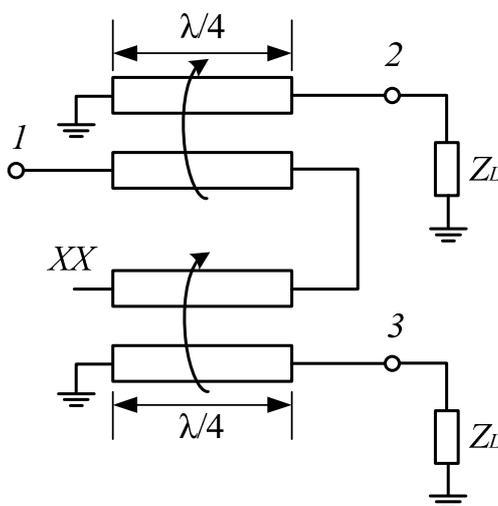


Рисунок 3.4 – Балансный трансформатор Маршанда на основе связанных линий с боковой связью

3.2.3 Эквивалентная схема трансформатора Маршанда на сосредоточенных элементах

Эквивалентная схема трансформатора Маршанда на сосредоточенных элементах представлена на рис. 3.5.

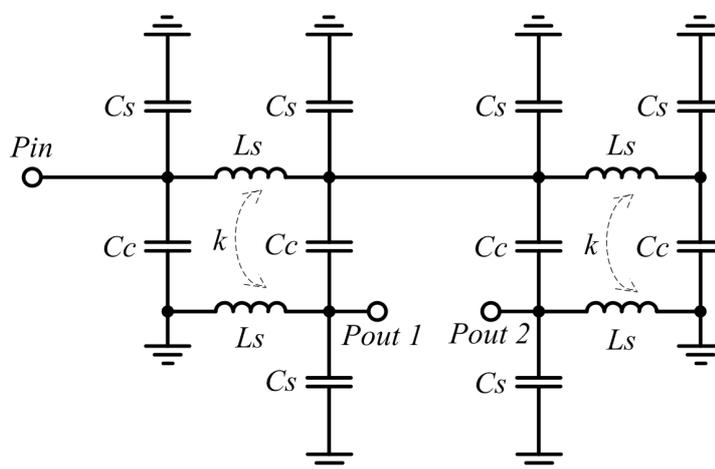


Рисунок 3.5 – Эквивалентная схема трансформатора Маршанда на сосредоточенных элементах

Анализ данной схемы можно провести с помощью метода синфазного и противофазного возбуждения портов [78].

Подробно данный метод рассмотрен в [79]. Приведём финальные формулы для расчёта номиналов элементов эквивалентной схемы:

$$L_S = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2\omega}, \quad (3.1)$$

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2\omega L_S}, \quad (3.2)$$

$$C_{S1} = C_{S2} = C_S = \frac{1}{2\omega Z_{0e}}, \quad (3.3)$$

$$C_C = \frac{1}{2\omega Z_{0o}} - 0,5C_S, \quad (3.4)$$

где Z_{0e} характеристическое сопротивление линии при синфазном возбуждении, Z_{0o} характеристическое сопротивление линии при противофазном возбуждении.

Расчётные значения параметров элементов для эквивалентных схем входного и выходного трансформаторов представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Расчётные значения параметров элементов для эквивалентных схем входного и выходного трансформаторов

	Входной трансформатор 5-13 ГГц	Выходной трансформатор 10-26 ГГц
k	0,7	0,7
C_c , фФ	147	102
C_s , фФ	65	43
L_s , нГ	1,5	0,66

3.2.4 Электродинамическая модель трансформаторов Маршанда

Зная первичные параметры связанных линий, можно перейти к топологическим моделям балансных трансформаторов. Топологические модели были реализованы в САПР ADS, также был проведён полный электродинамический расчёт данных топологий. 3D модели топологий балансных трансформаторов представлены на рис. 3.6. Топологии моделировались с разварочными площадками со стандартным шагом контактов измерительных СВЧ зондов в 150 мкм.

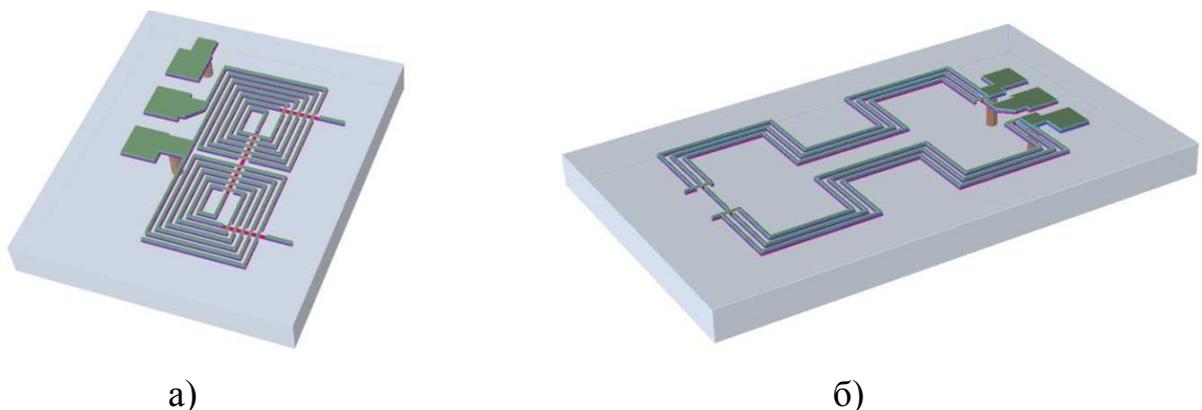


Рисунок 3.6 – 3D модели входного (а) и выходного (б) трансформаторов Маршанда для удвоителя частоты с выходным диапазоном 12 – 26 ГГц

Сравнение характеристик трансформаторов (фазовый и амплитудный дисбаланс, $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$) для моделей на основе сосредоточенных элементов и электродинамических моделей, представлен на рис. 3.7 и рис. 3.8.

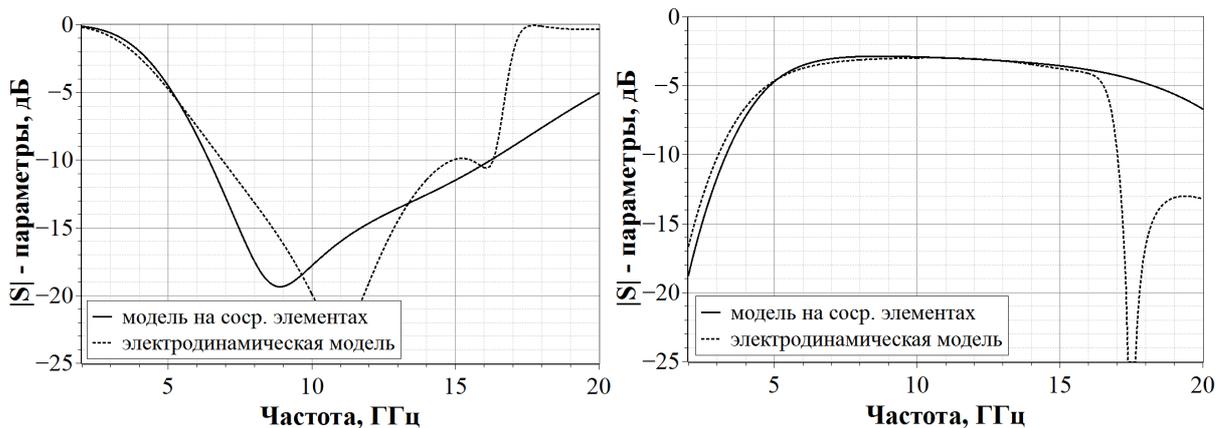
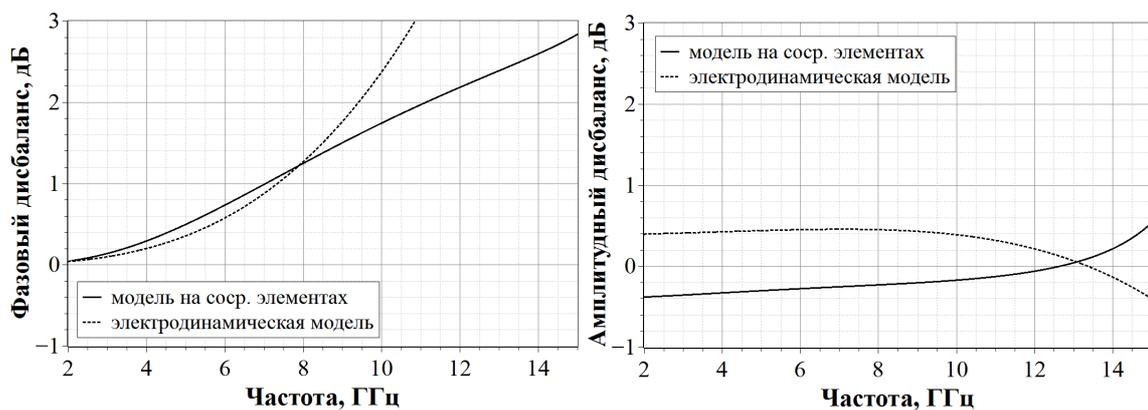
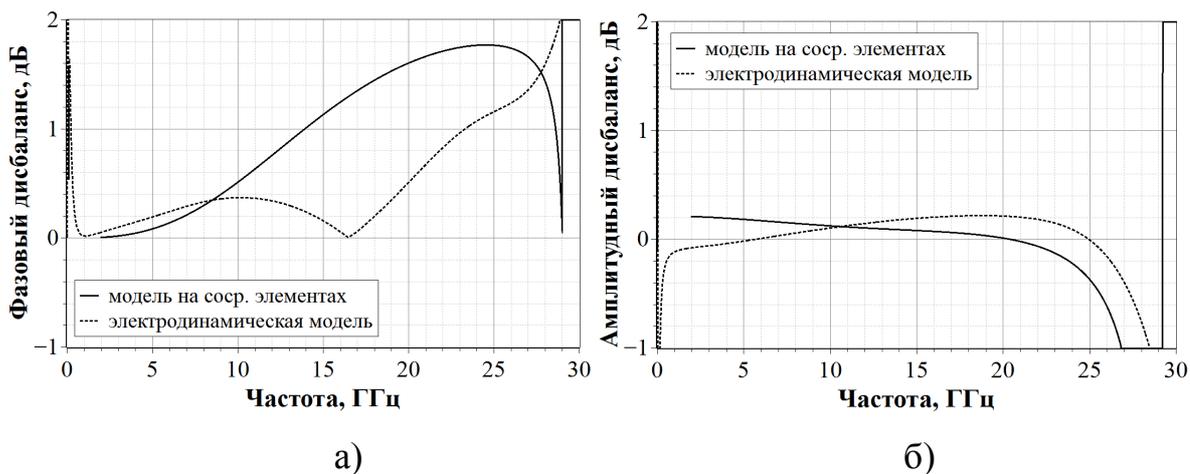


Рисунок 3.7 – Сравнение характеристик входного трансформатора Маршанда с диапазоном рабочих частот 6 – 13 ГГц: а) фазовый дисбаланс; б) амплитудный дисбаланс; в) возвратные потери по входу; г) потери на проход



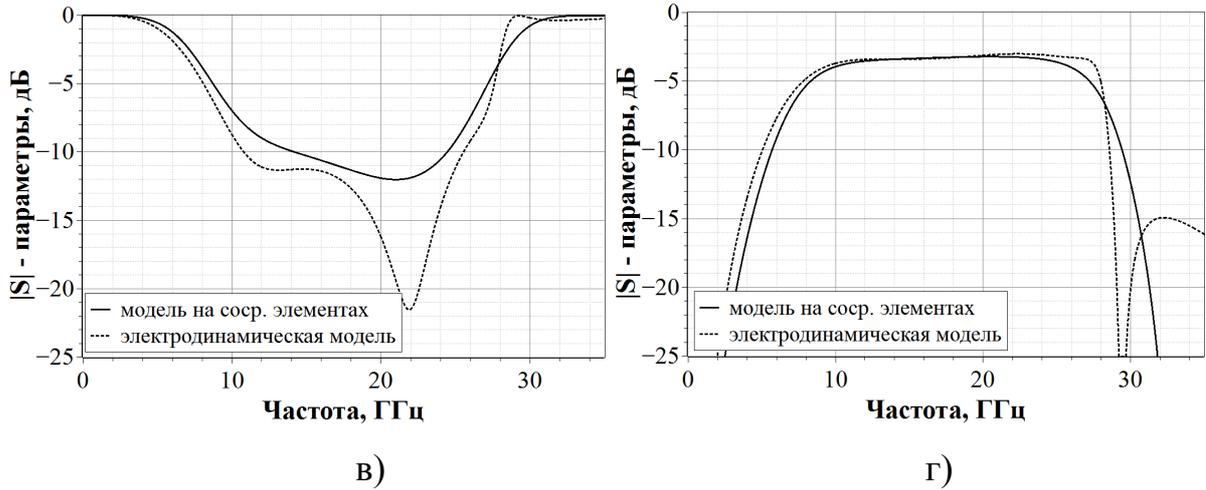


Рисунок 3.8 – Сравнение характеристик выходного трансформатора Маршанда с диапазоном рабочих частот 12 – 26 ГГц: а) фазовый дисбаланс; б) амплитудный дисбаланс; в) возвратные потери по входу; г) потери на проход

Как видно из рис. 3.7 и рис. 3.8, расчётные параметры моделей на сосредоточенных элементах и электродинамических моделей имеют качественную сходимость, что подтверждает правильность представленной модели на сосредоточенных элементах для расчётного диапазона частот. Однако при дальнейшем расчёте всей схемы удвоителя следует учитывать, что входное и выходное характеристическое сопротивление диодного кольца Z_L , как правило, отличается от 50 Ом, так как имеет реактивную составляющую и изменяется в зависимости от мощности входного сигнала. Соответственно трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 не будет являться оптимальной согласующей цепью, что негативно отразится на КПД умножителя частоты и его входном – выходном согласовании. Решение этой задачи может быть проведено заданием программной оптимизации на требуемый уровень входных возвратных потерь с коррекцией топологии трансформатора, либо с использованием дополнительных цепей коррекции, и их оптимизации.

При проведении оптимизации с коррекцией топологии трансформатора расчёт может занимать достаточно длительное время, к тому же с плохо прогнозируемым результатом, так как задача согласования реактивностей подобными трансформаторами Маршанда решается не оптимально. Для решения этой задачи предложен способ согласования диодного кольца с

трансформатором Маршанда с помощью короткозамкнутых либо холостых отрезков (с индуктивным либо емкостным характером, соответственно). Анализ диодного кольца, построенного на основе предложенной модели (раздел 3.1), показал, что данная нагрузка имеет преимущественно емкостной характер, соответственно для получения требуемого уровня согласования необходимо использовать короткозамкнутый индуктивный шлейф (см. рис. 3.3). В САПР ADS была собрана схема и проведена программная оптимизация по максимальному достижимому уровню преобразования. Так как при расчёте уровня преобразования используется метод гармонического баланса без электродинамического пересчёта входной топологии, данная процедура занимает минимальное время. При этом решается важная задача минимизации входных возвратных потерь для полной схемы МИС.

3.2.5 Моделирование топологии МИС удвоителя частоты

3D модель полученного удвоителя частоты приведена на рис. 3.9.

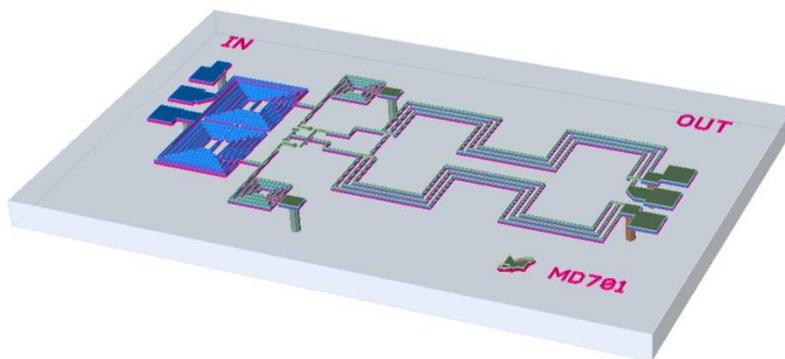


Рисунок 3.9 – 3D модель топологии удвоителя частоты с выходным диапазоном частот 12 – 26 ГГц

Расчётные коэффициент преобразования, подавление первой, третьей и четвёртой гармоник при уровне входного сигнала 15 дБм, показаны на рис. 3.10.

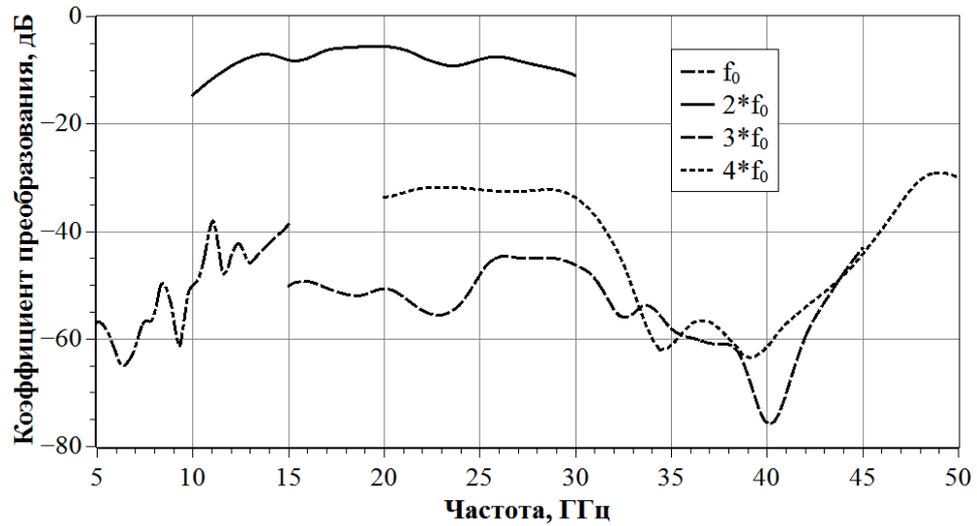


Рисунок 3.10 – Расчётные коэффициент преобразования, подавление первой, третьей и четвёртой гармоник при уровне входного сигнала 15 дБм

Результаты электродинамического расчёта входных возвратных потерь всей топологии МИС представлены на рис. 3.11.

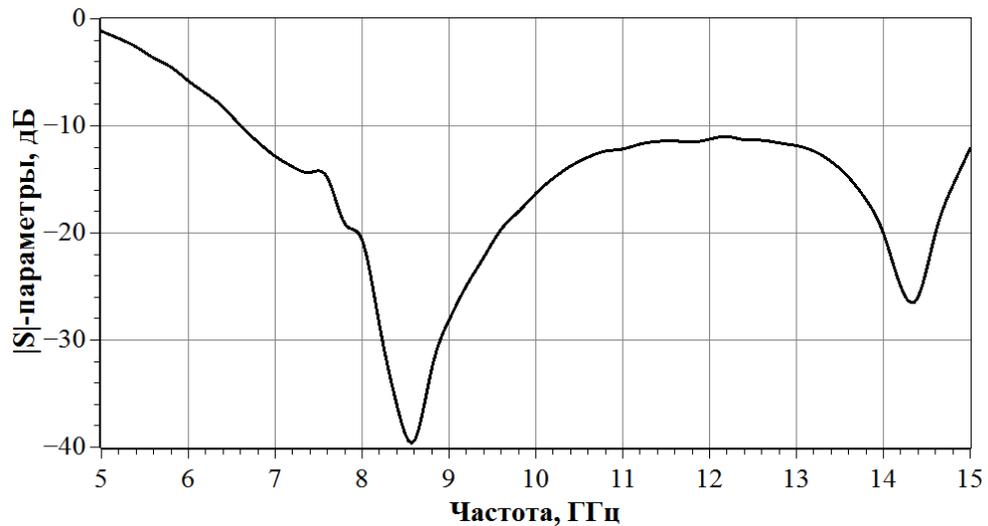


Рисунок 3.11 – Результаты расчёта входных возвратных потерь всей топологии МИС

Полученный расчётный коэффициент преобразования не менее 13 дБ, уровень возвратных потерь по входу -10 дБ, подавление гармоник (первой и третьей) не менее 40 дБ, подавление четвёртой гармоники не менее 30 дБ, номинальная входная мощность 15 дБм.

3.3 Экспериментальное исследование МИС удвоителя частоты

Расчитанная топология была произведена в АО «НПФ Микран», на GaAs пластине М4О108 диаметром 100 мм. Начальная толщина пластины 650 мкм была утонена на пред-финальной операции производственного цикла до 100 мкм.

Микрофотография изготовленной МИС удвоителя представлена на рис. 3.12.

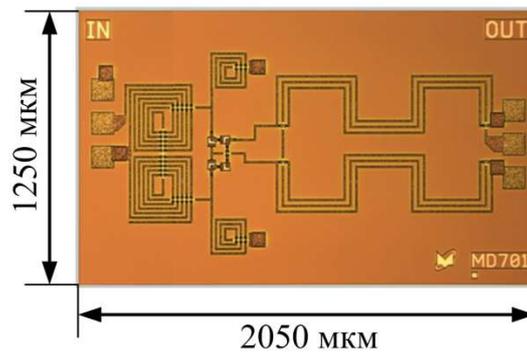


Рисунок 3.12 – Микрофотография изготовленной МИС удвоителя с выходным диапазоном частот 12 – 26 ГГц

Первичные измерения уровня преобразования были произведены непосредственно на пластине. Измерялись уровень преобразования и уровень подавления нежелательных гармоник. Для проведения данных измерений была разработана измерительная схема, и собран измерительный стенд по предложенной схеме. Блок-схема измерительного стенда представлена на рис. 3.13, фотографии измерительного стенда представлены на рис. 3.14.

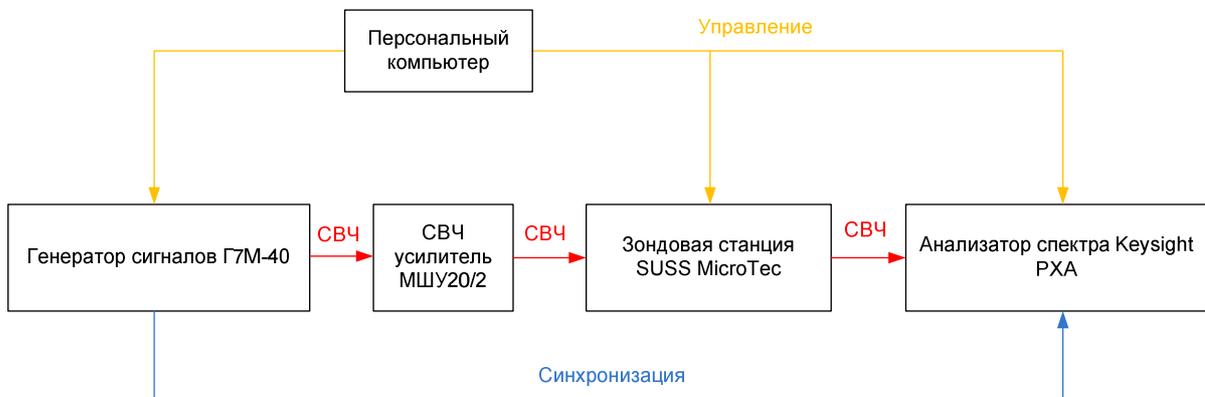


Рисунок 3.13 – Блок-схема измерительного стенда



а)

б)

Рисунок 3.14 – Внешний вид измерительного стенда (а), запущенный автоматизированный процесс измерений (б)

Для автоматизации измерительного стенда была написана скрипт-программа с использованием SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments) команд управления приборами Г7М-40 (АО «НПФ Микран») и PXA (Keysight Technologies). Первоначально были измерены амплитудные потери СВЧ тракта с помощью стандартной 50 омной линии на калибровочной подложке из комплекта поставки СВЧ зондов с тем же частотным шагом, который будет использован при последующих измерениях. При обработке полученных результатов измеренные амплитудные потери СВЧ тракта были математически учтены для верификации измеренных данных и данных полученных при моделировании в САПР. Измерения проводились с номинальным уровнем входной мощности +15 дБм. Для обеспечения такого уровня мощности на входе МИС был использован СВЧ усилитель МШУ20/2 (АО «НПФ Микран») [44]. Мощность была откалибрована с помощью измерителя мощности МЗМ-18 (АО «НПФ Микран»).

Были измерены более 200 кристаллов МИС на пластине. Усреднённые результаты измерений – коэффициент преобразования в сравнении с

расчётным, уровни подавления первой, третьей и четвёртой гармоник представлены на рис. 3.15.

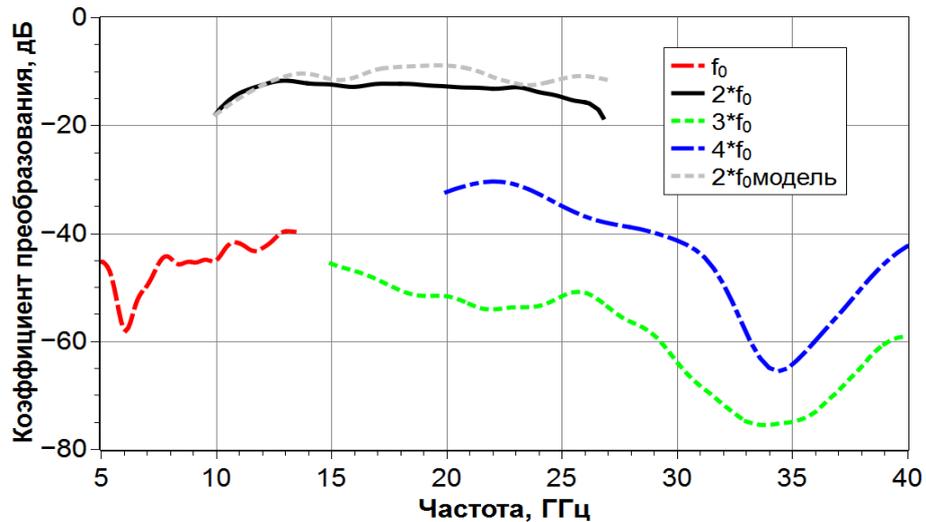


Рисунок 3.15 – Коэффициент преобразования в сравнении с расчётным, уровни подавления первой, третьей и четвёртой гармоник

Как видно из рис. 3.10 и рис. 3.15, расчётные значения уровня преобразования, уровни подавления нежелательных гармоник имеют хорошую сходимость с результатами эксперимента, что подтверждает правильность проведённых расчётов, верность предложенной модели диода с барьером Шоттки и представленной модели трансформатора Маршанда на основе сосредоточенных элементов с согласующими короткозамкнутыми шлейфами.

Для измерения возвратных потерь и дальнейшего исследования изготовленной МИС удвоителя был собран тестовый СВЧ-модуль с коаксиальными разъёмами в тракте 3,5 мм. В модуле были дополнительно установлены подводящие 50 омные микрополосковые платы, выполненные методом вакуумного осаждения на поликоровую керамику.

Внешний вид тестового СВЧ модуля представлен на рис. 3.16.

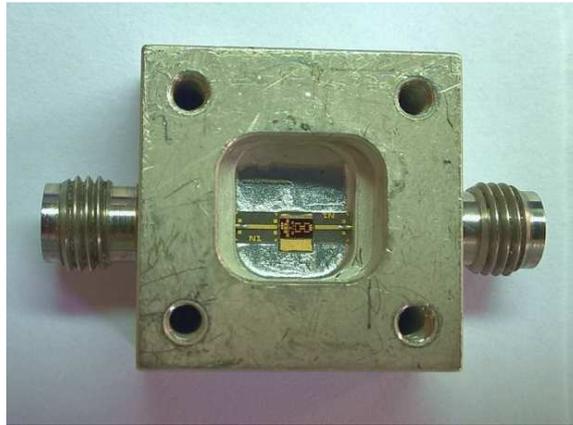


Рисунок 3.16 – Внешний вид тестового СВЧ модуля удвоителя с выходным диапазоном рабочих частот 12 – 26 ГГц

Измерения входных возвратных потерь тестового СВЧ модуля удвоителя частоты были проведены с помощью векторного анализатора цепей Р4М-18 (АО «НПФ Микран»), с использованием опции переноса частоты. Для обеспечения номинального выходного уровня мощности измерительного сигнала в 15 дБм в переключки, разрывающие СВЧ тракт измерителя, был подключен СВЧ усилитель МШУ20/2 (АО «НПФ Микран»).

Прямые измерения S -параметров данного СВЧ модуля характеризуют сам СВЧ модуль, а не МИС. Интерпретация полученных данных применительно к МИС была реализована с помощью метода переноса калибровочной плоскости, используя переход из частотной области во временную с применением последующей обработки полученной рефлектограммы [25]. Данная операция была реализована с помощью расширенного программного обеспечения Р4Client (АО «НПФ Микран»). Полученные экспериментальные данные входных возвратных потерь в сравнении с расчётными представлены на рис. 3.17.

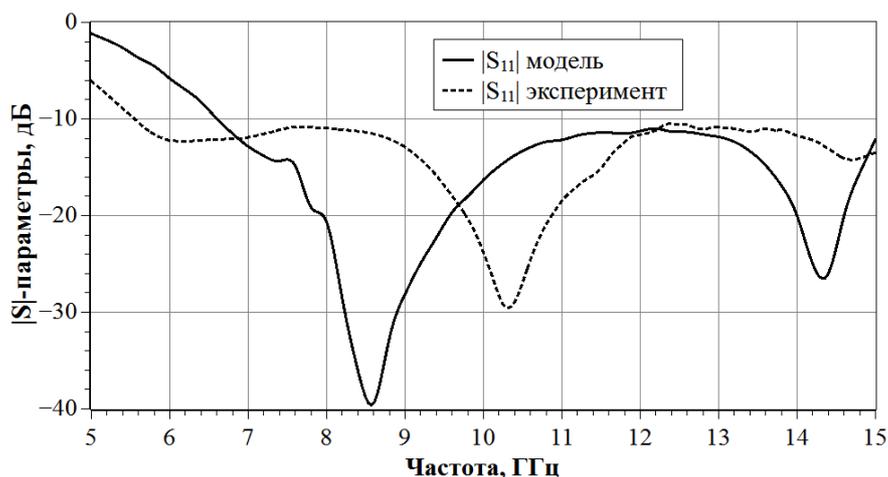


Рисунок 3.17 - Экспериментальные данные входных возвратных потерь в сравнении с расчётными для МИС удвоителя частоты с диапазоном выходных частот 12 – 26 ГГц

Как видно из рис. 3.17, есть некоторые расхождения данных эксперимента и расчёта. Наиболее вероятной причиной такого расхождения является неидеальность использованного технологического процесса. Полоса входных частот немного сместилась, тем не менее, общий уровень возвратных потерь не превышает -10 дБ в заявленной полосе частот, что является очень хорошим показателем для данного типа пассивных схем и является близким к рекордному значению. По совокупности таких параметров как: коэффициент преобразования, уровни подавления нежелательных гармоник, возвратные потери по входу, изготовленная МИС превосходит существующие отечественные и зарубежные аналоги [56, 57].

3.4 Моделирование МИС утроителя частоты выходным диапазоном частот 21 ГГц – 51 ГГц

Исходные данные и требуемые параметры утроителя частоты были получены после анализа способов построения трактов формирования тестовых и гетеродинных сигналов, представленного в разделе 1 данной работы. Требуемые параметры удвоителя представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Требуемые технические характеристики

Параметр	Значение
Диапазон входных частот, ГГц	7-17
Диапазон выходных частот, ГГц	21-51
Номинальный уровень мощности входного сигнала, дБм	15
Коэффициент преобразования, дБ	Не более 20
Уровень подавления 1й гармоники, дБ	Не менее 10
Уровень подавления 2й гармоники, дБ	Не менее 35
Уровень подавления 4й гармоники, дБ	Не менее 40
Уровень подавления 5й гармоники, дБ	Не менее 22

Таким образом, решение задачи разработки работоспособного утроителя частоты с выходным диапазоном 21 – 51 ГГц должно отвечать двум условиям:

1. Выделение требуемой третьей гармонической составляющей в выходном сигнале, с обеспечением подавления нежелательных первой, второй, четвёртой и пятой гармоник.
2. Соблюдение требуемой широкополосности с приемлемым уровнем согласования по входу и выходу МИС.

В отличие от схемы умножителя, рассмотренной в разделе 3.2, классическая схема утроителя не обеспечивает приемлемого уровня подавления всех нежелательных гармоник, соответственно необходимо использовать фильтрующие цепи для подавления нежелательных гармонических составляющих.

Второе условие выполняется использованием согласующих цепей на входе и выходе утроителя (рис. 1.8).

Известны умножители частоты, как в монолитном, так и в гибридном исполнении, такие как НМС-ХТВ110 [80], TGC1430G [81], D-0840 [82]. В [83] предложен утроитель в монолитном исполнении для входного диапазона частот 1 – 10 ГГц. К недостатку данной топологии можно отнести отсутствие фильтрующих элементов на входе и выходе схемы, и сравнительно высокие потери преобразования. В работе [83], не продемонстрированы уровни подавления фундаментальной гармоники и гармоник высших порядков.

3.4.1 Схема утроителя частоты

Для достижения параметров, указанных в таблице 3.4, предлагается использовать схему (рис. 3.18) с двумя встречно параллельными диодами и фильтрующими элементами на входе и выходе. Коэффициент преобразования можно корректировать с помощью двуполярного смещения, заводимого на нелинейные элементы.

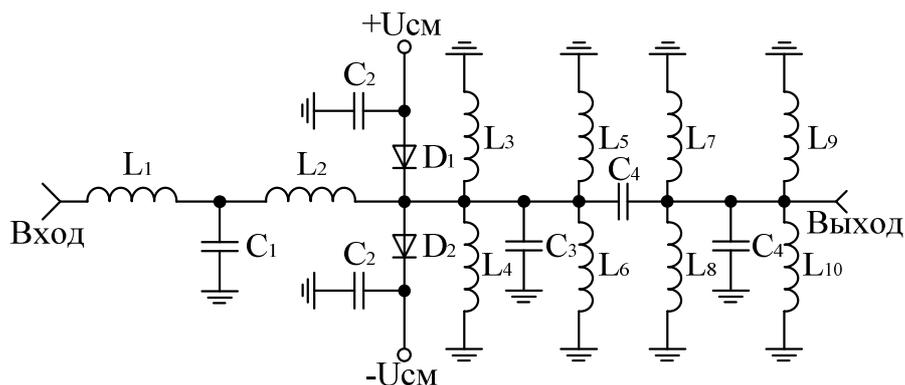


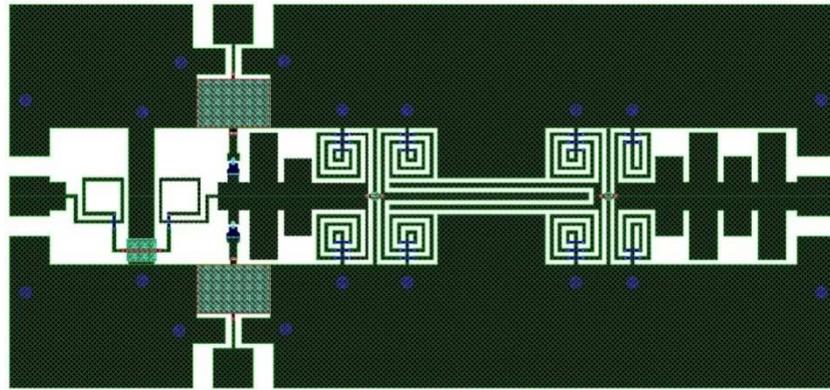
Рисунок 3.18 – Электрическая принципиальная схема утроителя частоты

МИС по указанной схеме была рассчитана и смоделирована под полусерийную технологию GaAs диодов с барьером Шоттки АО «НПФ Микран».

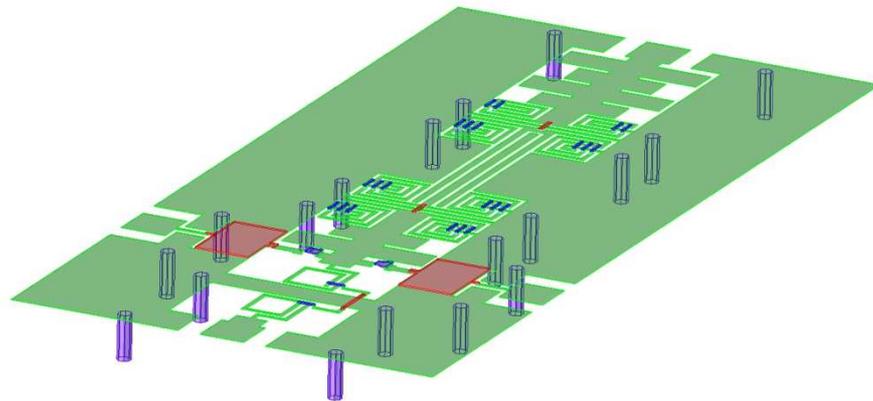
Антипараллельная диодная пара является наиболее оптимальным решением для утроителя частоты, так как чётные гармоники входного сигнала попадают в виртуальное заземление, образованное диодами, и подавляются [84]. Модель диода, использованная для расчёта подробно рассмотрена в разделе 3.1 и в работе [61].

3.4.2 Моделирование топологии МИС утроителя

Электродинамическое моделирование топологии было проведено с помощью системы ADS, компании Keysight Technologies. По схеме, представленной на рис. 3.18, была синтезирована топология утроителя, показанная на рис. 3.19.



(а)



(б)

Рисунок 3.19 – Внешний вид модели топологии утроителя частоты (а) – вид сверху, (б) – трёхмерная проекция топологии

Как видно из рис. 3.19 в схему выходной корректирующей цепи МИС были введены дополнительные топологические фильтры и разделительные ёмкости топологического типа, дополнительно выполняющие роль цепей согласования. Схожие решения с топологическими ёмкостями на основе холостых либо короткозамкнутых отрезков линий были приведены в [85]. Для реализации элементов такого типа была выбрана копланарная структура топологии МИС. Помимо этого, для улучшения фильтрации в топологии использованы двухслойные ёмкостные элементы.

После полного электродинамического расчёта топологии, методом гармонического баланса были рассчитаны уровни подавления гармоник для входных уровней сигнала в 13 дБм, 15 дБм и 18 дБм. Также было выбрано оптимальное напряжение смещения по критериям требуемой рабочей полосы

частот, уровню преобразования полезной и подавления паразитных гармоник. Данное напряжение смещение составило $U_{CM} = \pm 0,2$ В. Изменяя U_{CM} , возможно корректировать коэффициент преобразования и уровень подавления гармоник в требуемых частотных точках, что существенно расширяет функционал данной МИС, позволяя управлять амплитудой выходного сигнала, либо использовать преобразование на гармониках более высокого порядка (четвёртой и пятой гармоник).

3.4.3 Результаты моделирования МИС утроителя

Расчётные зависимости коэффициента преобразования при различных уровнях входной мощности в зависимости от входной частоты представлены на рис. 3.20.

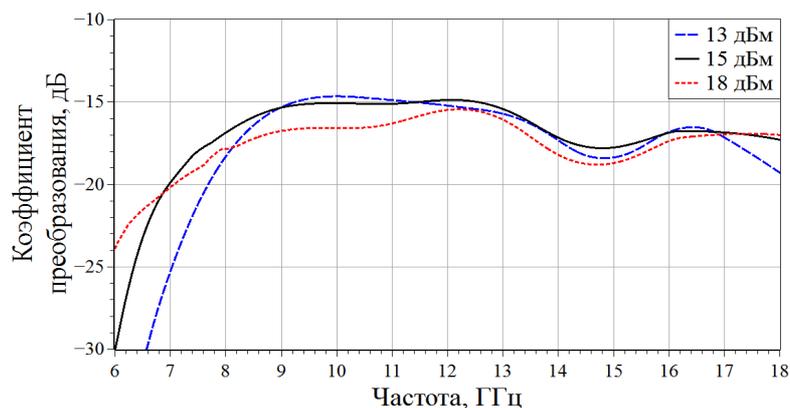


Рисунок 3.20 – Коэффициент преобразования утроителя при различных уровнях мощности входного сигнала в зависимости от входной частоты

Как видно из рис. 3.20, оптимальным уровнем мощности входного сигнала будет +15 дБм. При данном уровне мощности выполняется требования по частотному диапазону и коэффициенту преобразования.

Уровни подавления первой, второй, четвёртой, пятой гармоник и коэффициент преобразования в зависимости от частоты при входной мощности +15 дБм представлены на рис. 3.21

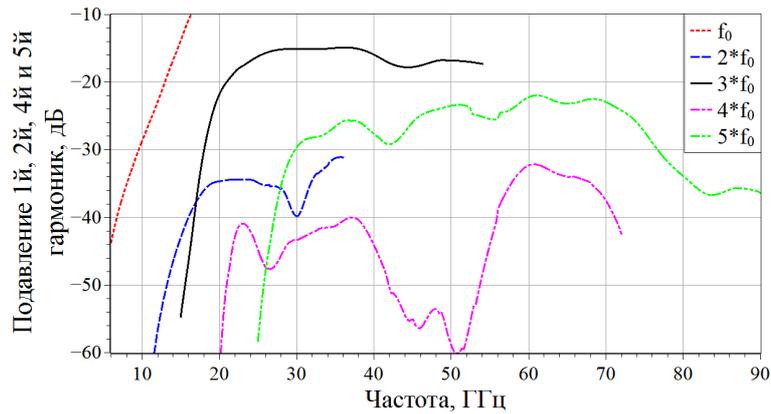


Рисунок 3.21 – Уровни подавления 1й, 2й, 4й, 5й гармоник и коэффициент преобразования при входной мощности +15 дБм в зависимости от частоты

Расчётный коэффициент преобразования – не более 20 дБ. Уровни подавления паразитных гармоник: для фундаментальной гармоники – не менее 10 дБ, для второй гармоники – не менее 35 дБ, для четвёртой гармоники не менее 40 дБ, для пятой гармоники – не менее 22 дБ. На текущий момент рассчитанная топология находится в производстве, однако, полученные экспериментальные данные из раздела 3.3, а также данные опубликованные в работе [86] позволяют предположить хорошую сходимость экспериментальных результатов с данными, полученными в результате моделирования.

3.4 Основные результаты и выводы

В данном разделе представлены результаты расчёта и экспериментальные данные для удвоителя частоты с выходным диапазоном частот 12 – 26 ГГц и результаты расчёта для утроителя частоты с диапазоном выходных частот 21 – 51 ГГц. Предложена модель нелинейного элемента – диода с барьером Шоттки, учитывающая реальные особенности технологического процесса АО «НПФ Микран» и позволяющая провести расчёт с учётом паразитных параметров конструкции квазивертикального ДБШ.

Проведён анализ моделей входных и выходных трансформирующих цепей для балансный удвоителей частоты на основе эквивалентных схем второго рода.

Предложен способ согласования входного моста удвоителя и диодного кольца, существенно улучшающий КПД умножителя и уменьшающий уровень возвратных потерь от входа схемы удвоителя.

Предложено оригинальное техническое решение по реализации фильтрующих схем в монолитно-интегральном исполнении, заключающееся в использовании на одном кристалле комбинированных фильтрующих звеньев (планарных топологических фильтров, двухслойных сосредоточенных элементов, и копланарных емкостных элементов), улучшающее подавление уровня нежелательных гармоник в выходном сигнале.

4 Устройства и модули приёма падающих и отражённых волн на основе сверхширокополосных супергетеродинных приёмников

Исходя из принципов зондирования и панорамности [1] ВАЦ должен содержать, как минимум, один генератор тестового сигнала, направленное устройство для разделения падающей и отражённой волны, приёмники сигнала, блоки оцифровки и цифрового детектирования амплитуды и фазы.

Сохранение информации об амплитуде и фазе сигнала возможно только при детектировании на промежуточной частоте с предварительной фильтрацией сигнала ПЧ. Таким образом, использование приёмников, построенных по супергетеродинной схеме, является практически безальтернативным решением для классических ВАЦ.

Основные тенденции развития радиоаппаратуры – уменьшение габаритов, расширение диапазона рабочих частот, улучшение метрологических характеристик определяют основные требования к ключевым узлам и модулям ВАЦ, в том числе к модулю приёма падающих и отражённых волн. Исходя из этого формулируем основные задачи, которые решались в данном разделе применительно к разработке многоканального супергетеродинного СВЧ приёмника ВАЦ:

- возможность смещения частоты тестового сигнала относительно частоты сигнала гетеродина;
- развязка между каналами приёма не менее 140 дБ;
- повышенная интеграция конструкции;
- возможность разбиения рабочего частотного диапазона измерителя на поддиапазоны для выполнения требуемых метрологических характеристик.

В данный раздел также включены результаты разработки GaAs СВЧ коммутатора на два направления с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц. С помощью СВЧ коммутатора решается важная задача разделения сигнала падающей или отражённой волны между приёмниками двух

поддиапазонов. Для разработки коммутатора потребовалось создать модель коммутационного элемента – полевого транзистора с затвором Шоттки длиной 0,5 мкм. Материалы данного раздела представлены в работах [44, 87-89].

4.1 Арсенид-галлиевая МИС сверхширокополосного коммутатора на два направления с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц

СВЧ коммутаторы на два направления являются наиболее часто используемым компонентом в измерительных системах [90], в особенности при реализации различных дополнительных измерительных опций, либо для создания сложных измерительных комплексов [91]. Существует несколько технологических вариантов реализации СВЧ коммутаторов, как в монолитном (*p-i-n*-диоды, полевые транзисторы с затвором Шоттки, MEMS элементы) [92-94], так и в гибридном исполнении (электромеханические переключатели). По ряду параметров, таких как размеры, частотный диапазон, простота реализации схемы управления, коммутаторы на полевых транзисторах имеют ряд преимуществ перед ранее указанными.

В работах [95, 96] работоспособность коммутаторов в области высоких частот определяется технологическими параметрами – а именно длиной затвора. С уменьшением длины затвора уменьшаются паразитные параметры, и сопротивление канала в открытом состоянии, что улучшает работоспособность элемента в области ВЧ, но при этом снижается уровень максимальной коммутируемой мощности.

В данной работе использован элемент с длиной затвора 0,5 мкм. Такая длина затвора налагает существенные ограничения на верхнюю рабочую границу частотного диапазона, и для компенсации паразитных параметров (входных и выходных ёмкостей) предлагается использовать цепь коррекции в виде отрезков линий передачи определённой длины в качестве распределённых компенсирующих элементов.

Основные электрические параметры коммутационного ПТШ характеризуются суммарным сопротивлением сток-исток при открытом канале $R_{\text{ВКЛ}}$ и паразитной суммарной емкостью $C_{\text{ВЫКЛ}}$ сток-исток в закрытом состоянии.

Одним из параметров характеризующих качество коммутационного СВЧ элемента, является критическая частота. Критическая частота коммутационного ПТШ определяется как:

$$f_{\text{КР}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{ВКЛ}} \cdot C_{\text{ВЫКЛ}}} \quad (4.1)$$

Принципиальная схема коммутационного элемента на основе последовательно – параллельного включения транзисторов представлена на рис. 4.1.

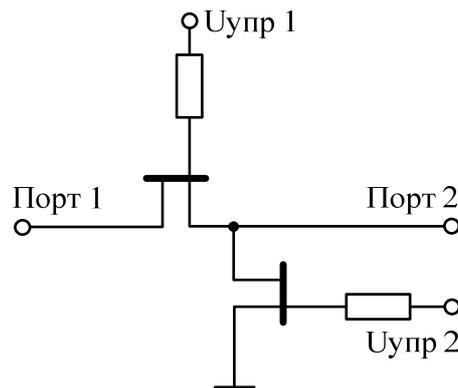


Рисунок 4.1 – Принципиальная схема коммутационного элемента на основе последовательно – параллельного включения транзисторов

Эквивалентные схемы во включенном и выключенном состоянии учитывающие паразитные ёмкости ($C_{\text{п}}$) представлены на рис. 4.2 (а и б соответственно).

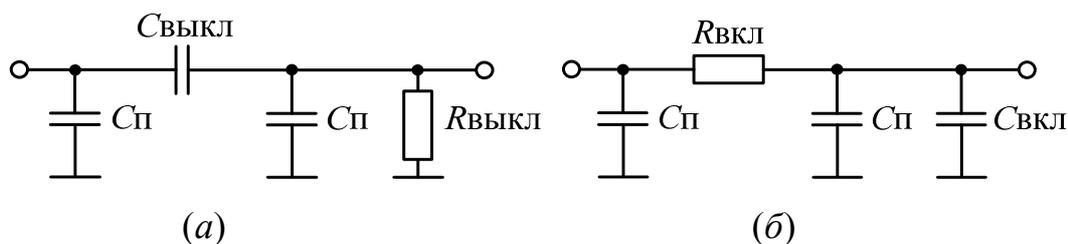


Рисунок 4.2 – Эквивалентные схемы в выключенном (а) и включенном (б) состояниях

Переход от полной малосигнальной эквивалентной схемы транзистора к эквивалентным схемам, показанным на рис. 4.2, подробно описан в работе [95].

4.1.1 Электродинамическая модель GaAs полевого транзистора с затвором Шоттки

Визуализированная 3D модель может быть основана на представленных на рис. 4.2 эквивалентных схемах. Значения элементов были получены с помощью средств САПР ADS с использованием данных измеренных S -параметров тестовых элементов на пластине в малосигнальном режиме. Были восстановлены две топологии ПТШ: для включенного и выключенного состояний. В EM редакторе САПР ADS были прорисованы геометрические параметры ПТШ с учётом реальных технологических особенностей используемой гетероструктуры. Так как реактивные составляющие паразитных параметров в основном определяются геометрией топологии ПТШ, полный электромагнитный расчёт позволяет полностью учесть данные элементы в расчёте. Омическое сопротивление канала во включенном и выключенном состояниях определяет соответственно потери и развязку коммутационного элемента. Сопротивления канала были оптимизированы в соответствии с ранее измеренными S -параметрами ПТШ. Полученная 3D электродинамическая модель для транзистора с шириной затвора 75 мкм представлена на рис. 4.3.

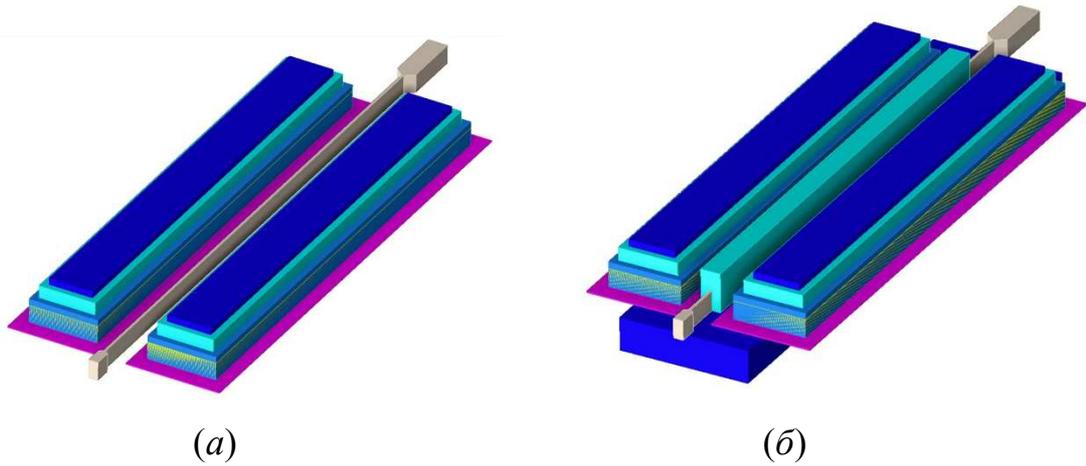
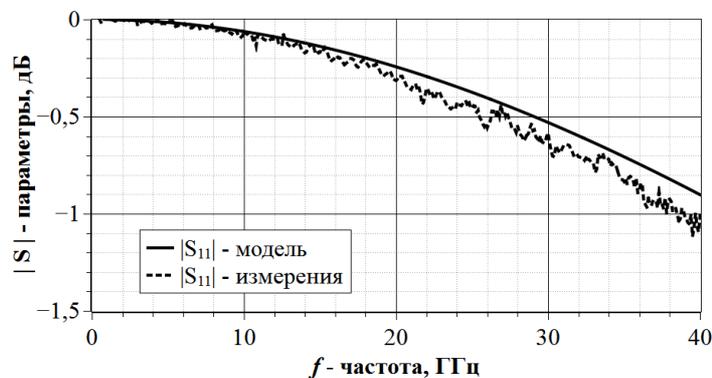


Рисунок 4.3 – 3D модели ПТШ для закрытого состояния (а) и для открытого состояния (б)

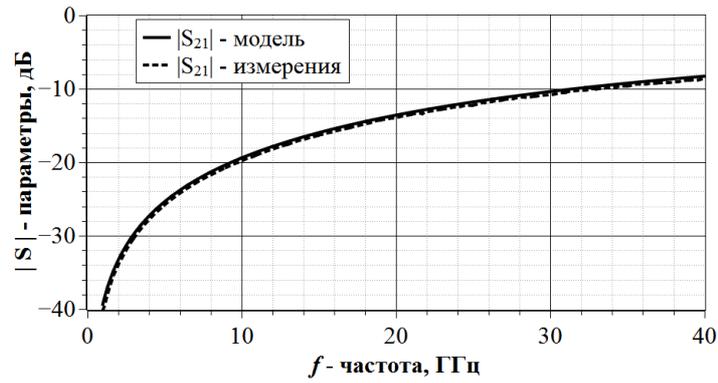
На рис. 4.3 показана гетероструктура транзистора: для закрытого транзистора затворная область полностью заполнена диэлектриком (арсенид галлия), для открытого транзистора в модель дополнительно добавлен омический нижний слой, сопротивление которого фактически определяет $R_{\text{ВКЛ}}$. Для моделирования ёмкости $C_{\text{ВКЛ}}$ затворная область была частично заполнена проводником.

Представленная модель хорошо масштабируется, что было проверено на тестовых элементах с различной шириной затвора.

Сравнение данных, полученных в ходе измерений тестовых элементов ПТШ на пластине и данных восстановленной 3D модели для закрытого состояния и открытого состояния, представлено на рис. 4.4 и рис. 4.5 соответственно.

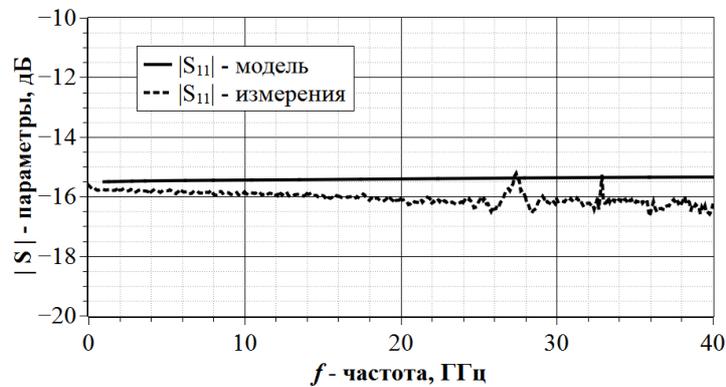


(а)

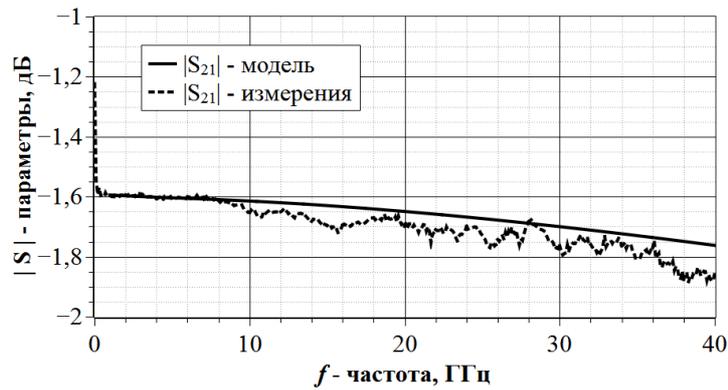


(б)

Рисунок 4.4 – Сравнение возвратных потерь (а) и потерь на проход (б) полученных в ходе измерений тестовых элементов ПТШ на пластине и данных восстановленной 3D модели для закрытого состояния



(а)



(б)

Рисунок 4.5 – Сравнение возвратных потерь (а) и потерь на проход (б) полученных в ходе измерений тестовых элементов ПТШ на пластине и данных восстановленной 3D модели для открытого состояния

4.1.2 Схема сверхширокополосного СВЧ коммутатора

Топология СВЧ коммутатора представляет собой несколько ПТШ с условно-сосредоточенными паразитными параметрами и отрезками линий, соединяющими их между собой. Во включенном состоянии данная топология представляет собой не что иное, как линию передачи с распределёнными параметрами (рис. 4.6) [96].

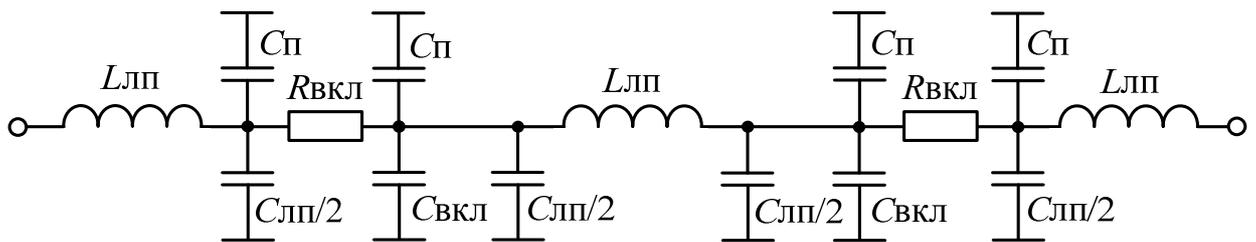


Рисунок 4.6 – Эквивалентная схема линии передачи с распределёнными параметрами

Частота среза данной линии определяется соотношением:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{ЛП}} \cdot (C_{\text{ВКЛ}} + C_{\text{ЛП}} + 2 \cdot C_{\text{П}})}}, \quad (4.2)$$

где $L_{\text{ЛП}}$ – индуктивность отрезка линии, $C_{\text{ЛП}}$ – ёмкость отрезка линии.

Теоретический предел реализации данной линии на ПТШ определяется критической частотой ПТШ: $f_{\text{ср}}$ всегда должна быть меньше $f_{\text{кр}}$.

Существует также способ реализации топологии коммутационного элемента, при котором геометрически ПТШ сам является распределённой линией передач [97], однако подобное решение требует изменений технологического процесса, что в данном случае является неприемлемым, так как технология является серийной и «заморожена» для любых изменений.

Исходя из требований по развязке в отключенном канале переключателя не менее 40 дБ в диапазоне частот от 10 МГц до 50 ГГц была предложена схема с каскадным включением коммутирующих ПТШ (рис. 4.7).

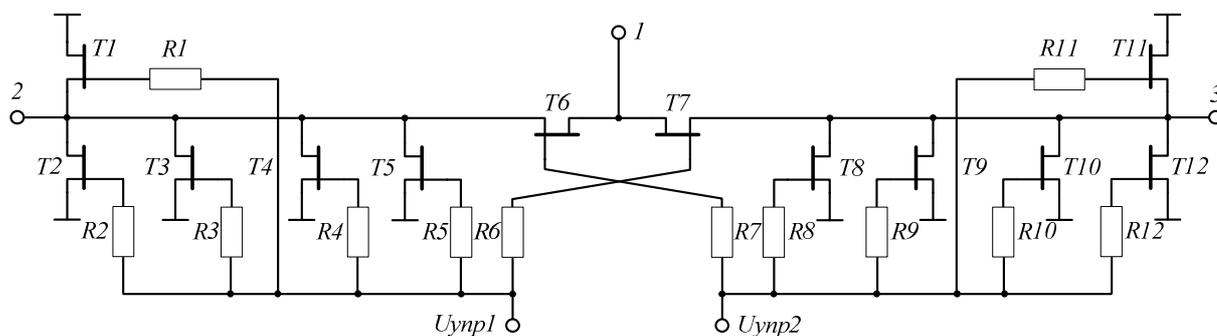


Рисунок 4.7 – Принципиальная схема СВЧ коммутатора на два направления

В ходе предварительных аналитических расчётов был определён оптимальный размер транзистора (ширина затвора 75 мкм) для требуемого частотного диапазона.

4.1.3 Электродинамическое моделирование топологии МИС СВЧ коммутатора

Используя предложенные модели ПТШ для закрытых и открытых состояний было проведено полное электромагнитное моделирование топологии переключателя. Модель топологии была рассчитана в САПР ADS.

Полная 3D электродинамическая модель МИС СВЧ переключателя с частотным диапазоном от 10 МГц до 50 ГГц представлена на рис. 4.8.

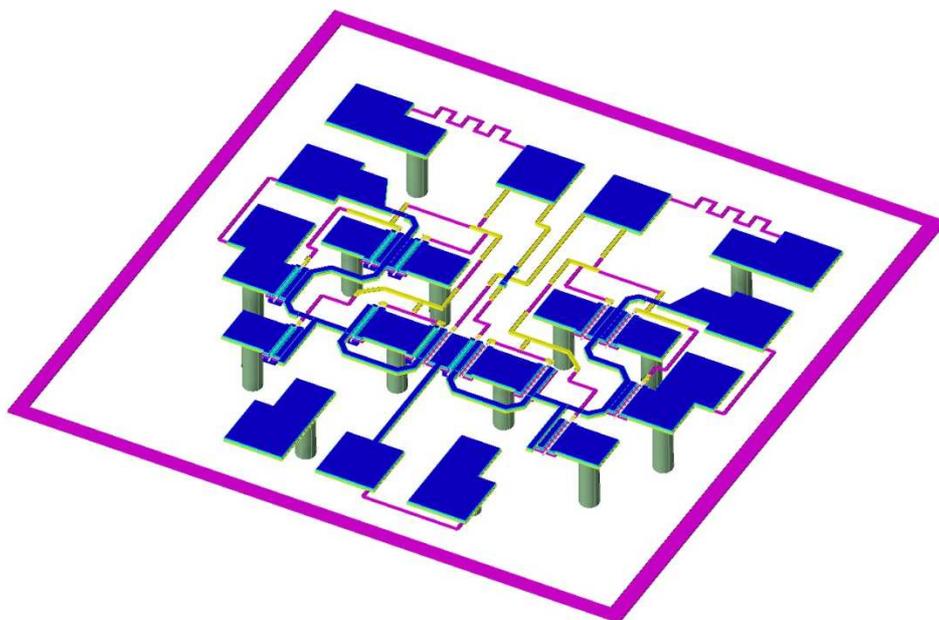


Рисунок 4.8 – Полная 3D электродинамическая модель МИС СВЧ переключателя с частотным диапазоном от 10 МГц до 50 ГГц

4.1.4 Экспериментальное исследование МИС сверхширокополосного СВЧ коммутатора

Разработанная МИС была изготовлена по технологии GaAs коммутационных ПТШ с длиной затвора 0,5 мкм АО «НПФ Микран».

Микрофотография тестового образца топологии разработанного СВЧ переключателя с частотным диапазоном от 10 МГц до 50 ГГц представлена на рис. 4.9.

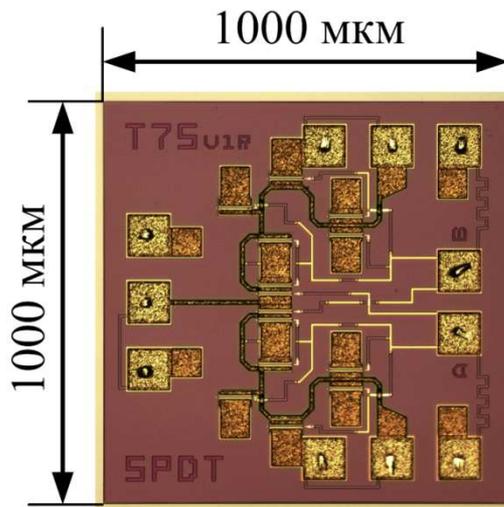
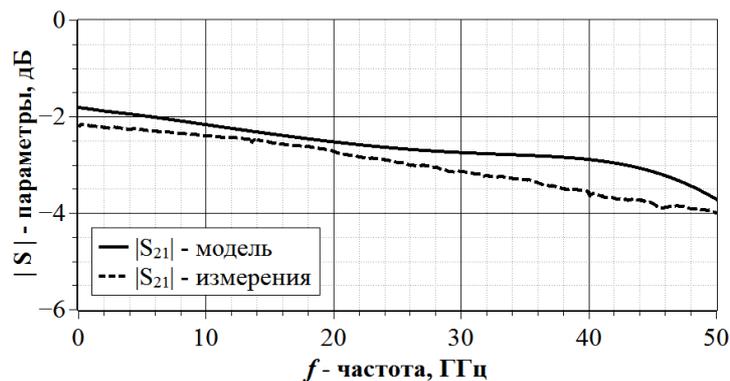


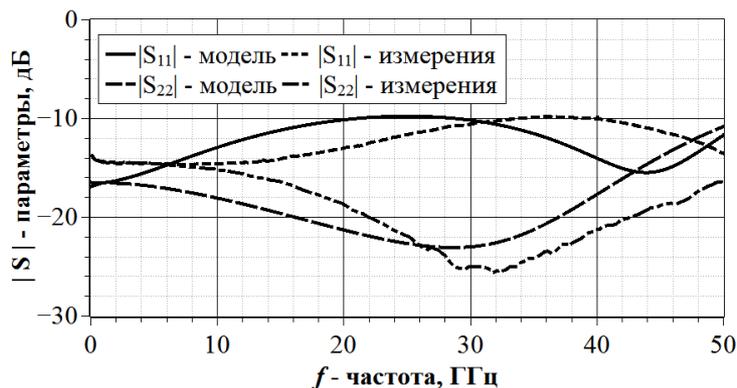
Рисунок 4.9 – Микрофотография тестового образца МИС изготовленного СВЧ переключателя

Малосигнальные S -параметры данной топологии были измерены с помощью зондовой станции и векторного анализатора цепей PNA-XN5247A (Keysight Technologies), была использована калибровка типа SOLT (Short, Open, Load, Thru) с применением стандартной калибровочной подложки из комплекта поставки СВЧ измерительных зондов.

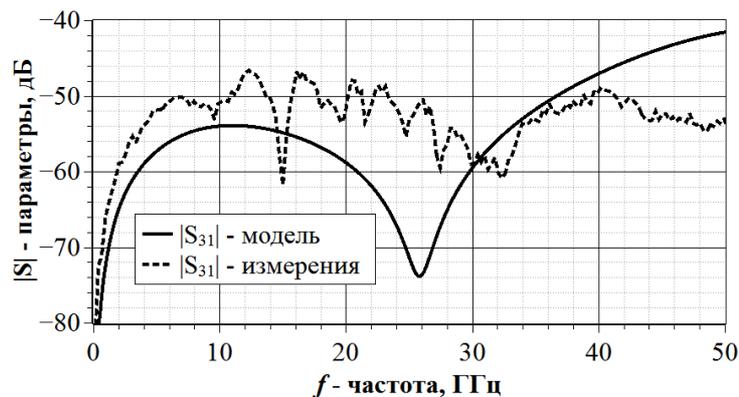
Сравнение характеристик, полученных в ходе электромагнитного моделирования с измеренными, представлено на рис. 4.10.



(a)



(б)



(в)

Рисунок 4.10 – Сравнение потерь на проход (а), возвратных потерь (б) изоляции в отключенном канале (в) для расчётных параметров и данных, полученных при измерениях.

Приведенные результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными данными, что подтверждает состоятельность предложенной модели ПТШ для малосигнального режима работы.

Результаты данного эксперимента показывают, что выбранный подход восстановления моделей коммутационных ПТШ даёт хорошие результаты и

полностью пригоден для быстрого инженерного проектирования коммутационных монолитно-интегральных схем.

4.2 Разработка конструкции сверхширокополосных ГИС модулей приёма падающих и отражённых волн

Наиболее оптимальной технологией для разработки супергетеродинных СВЧ приёмников ВАЦ является гибридно-интегральная технология. Это обусловлено следующим:

- обеспечение уровня электромагнитной изоляции каналов приёмника на уровне 140 дБ за счёт применения как конструктивных, так и схемотехнических решений;
- возможность использования бескорпусных компонентов;
- использование как сосредоточенных, так и распределённых топологических элементов;
- хороший отвод рассеиваемой мощности за счёт монтажа элементов в металлический корпус.

Общая упрощённая структурная схема для приёмников с диапазонами рабочих частот 10 – 26,5 ГГц и 10 – 50 ГГц представлена на рисунке 4.11.

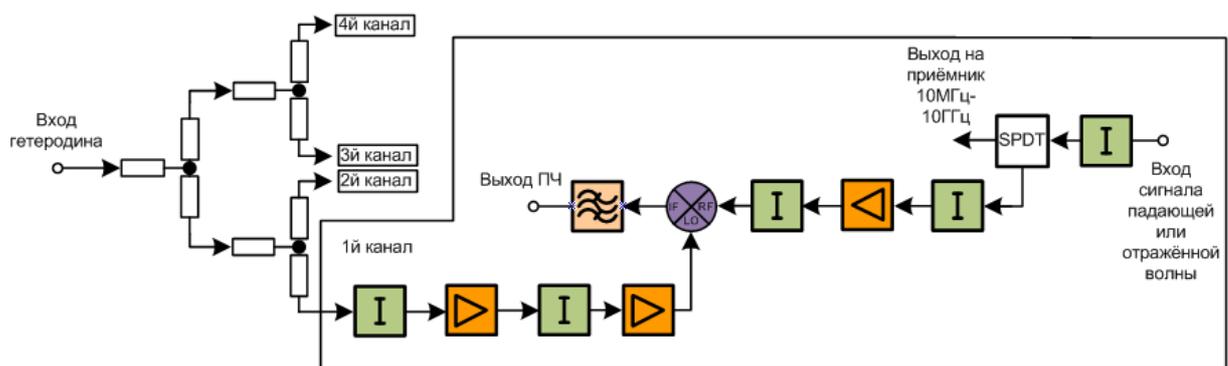


Рисунок 4.11 – Структурная схема для приёмников с диапазонами рабочих частот 10 – 26,5 ГГц и 10 – 50 ГГц

СВЧ часть приёмника представляет собой схему деления гетеродинного сигнала на четыре идентичных канала (на рис. 4.11 полностью показан только первый канал) основанная на делителе, представленном в разделе 2, затем в тракте гетеродина каждого из каналов каскадно включены СВЧ усилители и

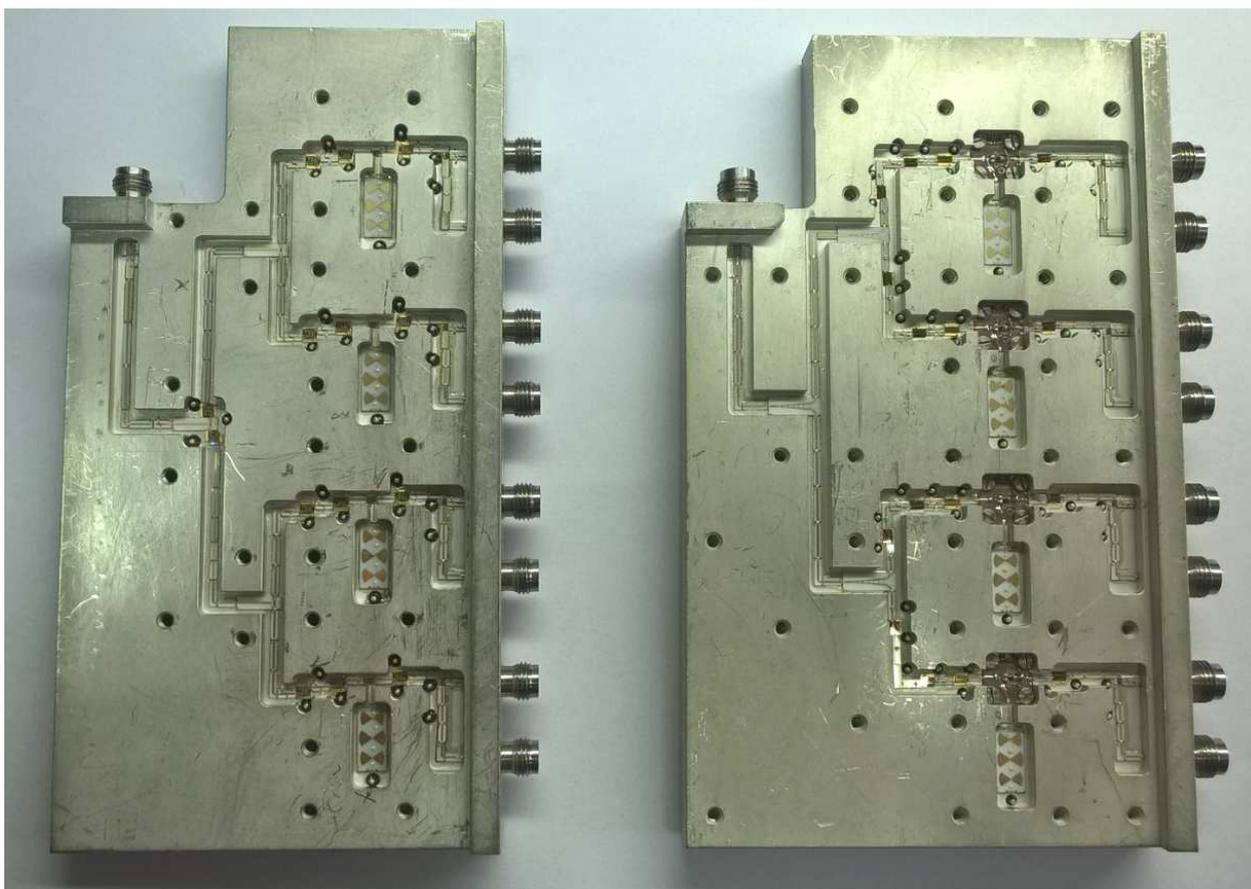
аттенюаторы для достижения нужной развязки. Радиочастотный тракт построен следующим образом: на входе стоит аттенюатор с ослаблением 5 дБ, затем коммутатор на два направления с полосой рабочих частот, перекрывающей рабочий диапазон измерителя (использован коммутатор, представленный в разделе 4.1.3). Коммутатор обеспечивает маршрутизацию сигнала падающей и отражённой волны между приёмником поддиапазона 10 МГц – 10 ГГц и разрабатываемыми приёмниками с диапазонами частот 12 – 26 ГГц и 10 – 50 ГГц. В тракте ПЧ проведена предварительная фильтрация, предварительное усиление сигнала ПЧ происходит на плате питания, выполненной по технологии печатного поверхностного монтажа. Электродинамический расчёт топологий аттенюаторов и фильтра ПЧ был проведён с помощью САПР ADS.

В схеме приёмника с рабочим диапазоном 12 – 26 ГГц использованы следующие СВЧ МИС сторонних производителей: усилитель HMC-ALH216 (Analog Devices) [99] и смеситель HMC773 (Analog Devices) [100]. В схеме приёмника с рабочим диапазоном 10 – 50 ГГц использованы следующие СВЧ МИС и ГИС сторонних производителей: усилитель XD1002BD (Macom Technologies) [101], усилитель XD1008BD (Macom Technologies) [102] и смеситель M9-0750LES (Marki Microwave) [103]. В данный момент ведётся разработка собственных аналогов указанных МИС для реализации полного импортозамещения ключевых элементов приёмников.

Общий подход к разработке конструкции, использованным материалам корпуса, микрополосковых подложек, выбору СВЧ разъёмов и проходных фильтров питания, обеспечивающих переход между платой питания и ГИС частью модуля, представлен в работе [44]. СВЧ модули приёмников были разработаны с учётом всех технологических требований существующей технологии сборки ГИС-устройств АО «НПФ Микран». Внешний вид разработанных модулей приёмников представлен на рисунке 4.12.

4.3 Экспериментальное исследование сверхширокополосных ГИС модулей устройства приёма падающих и отражённых волн

Разработанные СВЧ модули приёмников были произведены в АО «НПФ Микран». Внешний вид предсерийных тестовых образцов представлен на рисунке 4.13.



а)

б)

Рисунок 4.13 – Внешний вид предсерийных тестовых образцов приёмников:

(а) – приёмник с рабочим диапазоном частот 12 – 26 ГГц, (б) – приёмник с рабочим диапазоном 10 – 50 ГГц

Одной из важнейших характеристик измерительных сверхширокополосных приёмников является коэффициент преобразования. Для измерения коэффициента преобразования был собран измерительный стенд, структурная схема которого представлена на рисунке 4.14.

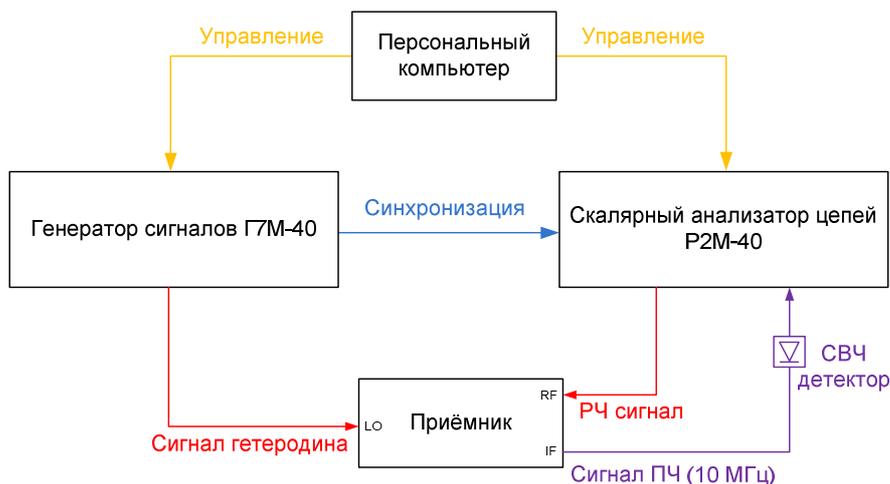


Рисунок 4.14 – Структурная схема стенда для измерения коэффициента преобразования приёмников

Измерительный стенд состоит из генератора сигналов Г7М-40 (АО «НПФ Микран»), который используется как гетеродин, скалярного анализатора цепей Р2М-40 (АО «НПФ Микран»), который выполняет функцию генератора тестового сигнала и одновременно приёмника сигнала ПЧ. Сигнал ПЧ детектируется детекторной головкой Д42-50 и подаётся на низкочастотный вход Р2М-40. Измерения проводились со сдвигом частоты между сигналом гетеродина и тестовым сигналом равным 10 МГц, что фактически является значением промежуточной частоты. Измеренный коэффициент преобразования для приёмника с рабочим диапазоном 12 – 26 ГГц представлен на рис. 4.15.

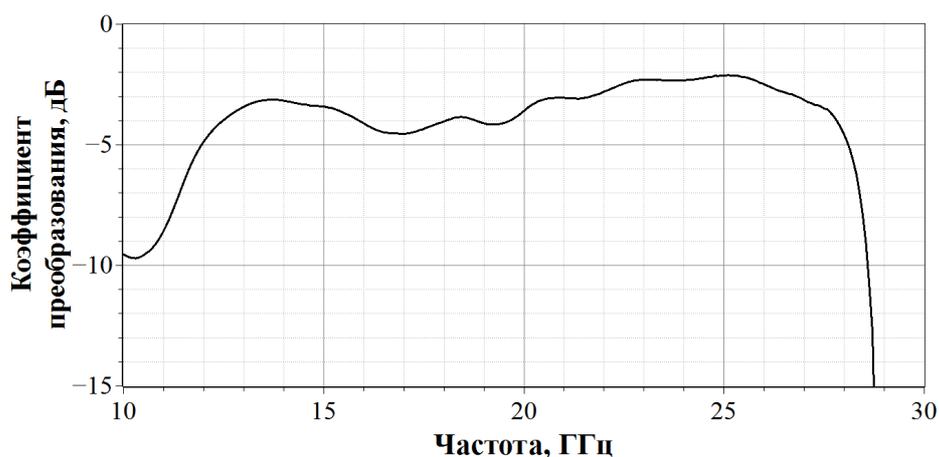


Рисунок 4.15 – Измеренный коэффициент преобразования для приёмника с рабочим диапазоном 12 – 26 ГГц

Как видно из рис. 4.15, средний коэффициент преобразования в полосе частот 12 – 26 ГГц составляет 4 дБ, неравномерность коэффициента преобразования не превышает 1,5 дБ во всей полосе частот.

Измерительный стенд, структурная схема которого показана на рис. 4.14, не позволяет провести измерения во всей рабочей полосе частот приёмника с диапазоном 10 – 50 ГГц (рабочая полоса использованных приборов 10 МГц – 40 ГГц), и провести оценку коэффициента преобразования в диапазоне 40 – 50 ГГц. Коэффициент преобразования в диапазоне 40 – 50 ГГц был измерен с помощью приборов ВАЦ PNA-X N5247A, который использовался в качестве источника тестового сигнала; генератора MG3695B, который использовался в качестве гетеродина; анализатора спектра СК4М-18, который использовался для контроля и фиксации амплитуды сигнала ПЧ. Измерение было произведено на 10 точках, с ручной перестройкой частот гетеродина и тестового сигнала. Полученные данные совмещены с результатами измерения на стенде, показанном на рис. 4.14. Измеренный коэффициент преобразования для приёмника с рабочим диапазоном 10 – 50 ГГц представлен на рис. 4.16.

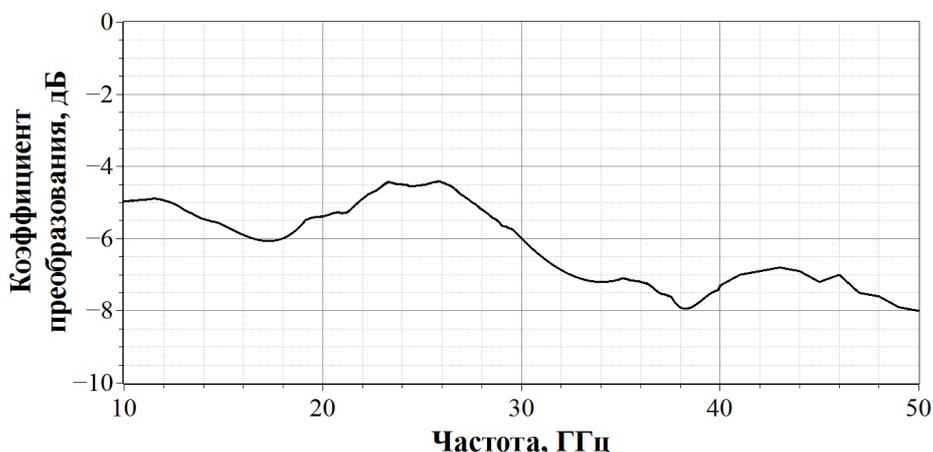


Рисунок 4.16 – Измеренный коэффициент преобразования для приёмника с рабочим диапазоном 10 – 50 ГГц

Как видно из рис. 4.16, средний коэффициент преобразования в полосе частот 10 – 50 ГГц составляет 7 дБ, неравномерность коэффициента преобразования не превышает 3,5 дБ во всей полосе измерений.

Межканальную изоляцию в приёмниках можно оценить путём измерения коэффициентов передачи в прямом и обратном направлении S_{21} и S_{12} при

максимальной мощности тестового сигнала и подключенных согласованных нагрузках на порты ВАЦ. Фактически полученные значения S_{21} и S_{12} показывают нижний уровень динамического диапазона измерителя [98]. Такое измерения было проведено на серийном приборе P4226, в схему которого входит разработанный приёмник, с рабочим диапазоном частот 10 – 26 ГГц. Копия экрана рабочего окна отображения результатов измерений показана на рис. 4.17.

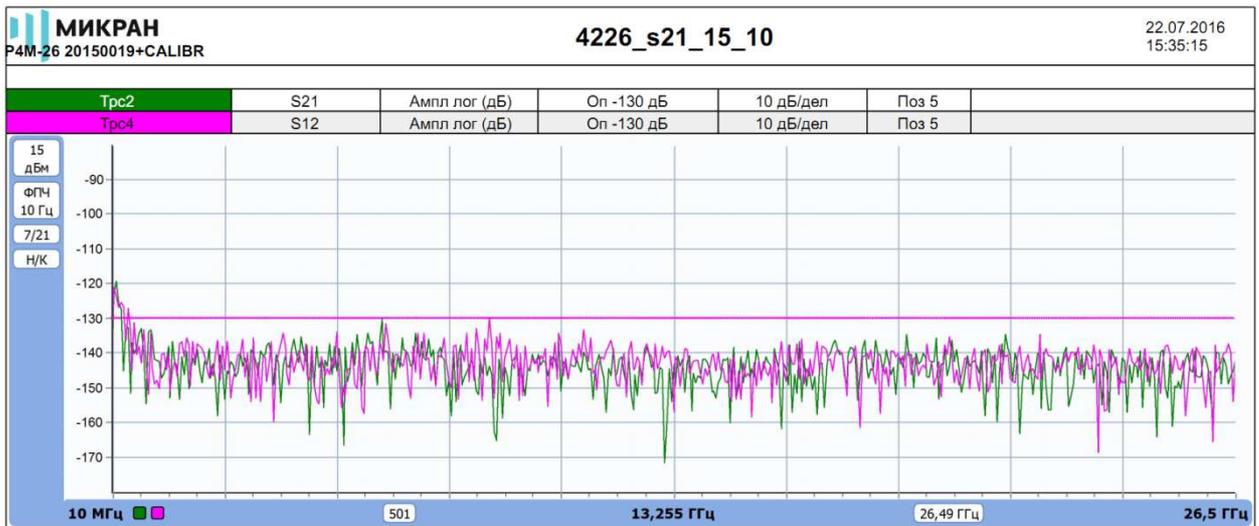


Рисунок 4.17 – Нижняя граница динамического диапазона ВАЦ P4226

Уровень шумов на рис. 4.17 показывает предельно возможную величину измерения S -параметров. Характер распределения говорит о том, что фактически достигнут уровень шумов измерителя (скорректированный уровень собственных шумов тракта относительно уровня тестового сигнала), а изоляция между каналами измерительного приёмника находится ниже этого уровня [104].

4.4 Реализация концепции повышения интеграции и унификации сверхширокополосных СВЧ модулей

Помимо задачи улучшения качества метрологических характеристик измерителя также решалась глобальная задача повышения интеграции и модульности измерительной аппаратуры. Разработанные приёмники в полной мере отвечают этим требованиям: базовый прибор с диапазоном рабочих частот 300 кГц – 13,5 ГГц, при опциональной установке разработанных приёмников и блоков масштабирования сигнала на основе разработанных умножителей частоты и замене направленных устройств на более высокочастотные позволяет получить приборы с верхней граничной частотой 26 ГГц либо 50 ГГц. Этот принцип, достигнут путём полной унификации представленных узлов и блоков измерителей.

На рисунке 4.18 представлен внешний вид СВЧ тракта ВАЦ Р4М-18.

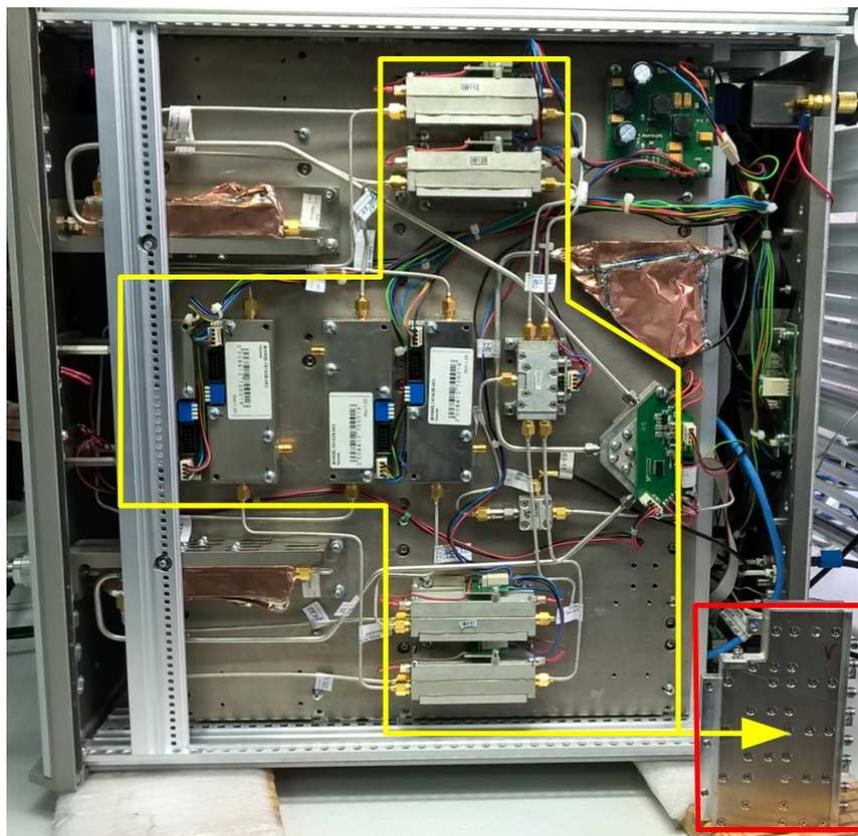


Рисунок 4.18 – Внешний вид СВЧ тракта ВАЦ Р4М-18 в сравнении с аналогичным по функционалу разработанным приёмником с рабочим диапазоном 10 – 26 ГГц

Желтым цветом выделен четырёхканальный приёмник на основе дискретных модулей. Благодаря использованию системной интеграции весь функционал приёмного тракта измерителя был реализован в разработанном приёмнике с диапазоном 12 – 26 ГГц, который выделен на этом рисунке красным цветом.

4.5 Основные результаты и выводы

В данном разделе представлены результаты разработки модулей приёма падающих и отражённых волн векторного анализатора цепей. Предложены пути решения противоречивых задач обеспечения широкополосности и сохранения стабильности метрологических характеристик, повышения интеграции модулей приёмников и улучшения развязки между его каналами до уровня не менее 140 дБ.

Также представлена разработка важного входного элемента СВЧ тракта прибора – МИС сверхширокополосного GaAs СВЧ коммутатора на два направления, с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц, осуществляющего маршрутизацию сигнала падающей или отражённой волны между приёмниками разных диапазонов. Для разработки данного коммутатора была использована GaAs технология на основе полевого транзистора с затвором Шоттки длиной 0,5 мкм. Предложена электродинамическая 3D модель, полностью учитывающая конструкционные особенности существующей технологии. За счёт введения в геометрическую конструкцию модели виртуального омического слоя моделируются потери коммутационного элемента в открытом состоянии, а за счёт введения виртуального объемного проводящего элемента в затворную область транзистора учитываются его паразитные параметры. Предложенная модель позволяет провести полный электродинамический расчёт топологий коммутационных монолитно-интегральных схем, оптимизированных по уровню развязки между выходными каналами коммутатора. Достоверность модели подтверждена как верификацией параметров по измеренным тестовым элементам, так и успешно проведённым моделированием схемы коммутатора и измерением изготовленной МИС

коммутатора. Основные результаты данного раздела опубликованы в работах [44, 87-89]

Заключение

Таким образом, в представленной работе, изложены новые научно обоснованные технические и технологические решения и разработки, имеющие существенное значения для развития радиоэлектронной промышленности, а именно:

1. Разработан, внедрён и защищён патентом РФ на изобретение сверхширокополосный делитель мощности, реализованный в гибридно-интегральном исполнении. На текущий момент в доступных наукометрических базах (как зарубежных, так и российских) отсутствует информация, демонстрирующая преимущество какой-либо топологии перед представленной в данной работе, как по частотному диапазону, так и по развязке между выходными портами и геометрическими размерами топологии.

2. Предложена модель нелинейного элемента – диода с барьером Шоттки, учитывающая реальные особенности технологического процесса производителя. Модель позволила провести расчёт схем удвоителей и утроителей частоты с учётом паразитных параметров конструкции квазивертикального диода с барьером Шоттки, что в совокупности с анализом модели входных и выходных трансформирующих цепей для балансных удвоителей частоты на основе эквивалентных схем на сосредоточенных элементах, использования на одном кристалле комбинированных фильтрующих звеньев позволило получить коэффициент преобразования, уровни подавления нежелательных гармоник, возвратные потери по входу изготовленных МИС превышающие параметры существующих отечественных и зарубежных аналогов.

3. Предложена электродинамическая модель коммутационного полевого транзистора с затвором Шоттки, реализованная на основе данных экстракции параметров путём введения виртуального омического слоя и виртуального проводящего объёмного элемента в затворную область, позволяет учесть потери элемента в открытом состоянии и его паразитные параметры, и провести

полный электродинамический расчёт топологий коммутационных монолитно-интегральных схем, оптимизированных по уровню развязки между выходными каналами коммутатора. На основе предложенной модели в САПР ADS была рассчитана топология сверхширокополосного СВЧ коммутатора на два направления с диапазоном рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц с уровнем развязки между выходными каналами не менее 45 дБ в рабочем диапазоне частот.

4. Разработанные СВЧ устройства были изготовлены и экспериментально исследованы. Качественное и количественное соответствие расчётных и экспериментальных данных показывает правильность использованных методик расчёта и предложенных моделей.

5. На основе разработанных МИС и ГИС СВЧ устройств были разработаны технологичные, высоко интегрированные модули сверхширокополосных приёмников с диапазонами рабочих частот 12 – 26 ГГц и 10 – 50 ГГц. Представленный материал и научно-технические результаты проведённых исследований и экспериментов, а также результаты по импульсным исследованиям направленных устройств [105] дают возможность продолжить работу в направлении повышения интеграции СВЧ измерительной аппаратуры и использовании новых методов и подходов в построении средств измерений.

6. Все разработанные СВЧ устройства и модули приёма падающих и отражённых волн внедрены в серийное производство АО «НПФ «Микран».

Благодарности

Автор выражает благодарность Малютину Николаю Дмитриевичу за общее руководство диссертационной работой, а также активное участие при обобщении и анализе представленных в работе результатов исследований; коллективу департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран»; коллективу научно-производственного комплекса «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран»; коллективу НИИ СЭС ТУСУР, а также коллективу научно-образовательного центра «Нанотехнологии» ТУСУР за участие в изготовлении экспериментальных образцов и МИС.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0188 от 27.10.2014 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Список сокращений и условных обозначений

- ВАХ – вольт-амперная характеристика
- ВАЦ – векторный анализатор цепей
- ГИС – гибридно-интегральная схема
- ДБШ – диод с барьером Шоттки
- ИУ – испытываемое устройство
- КИА – контрольно-измерительная аппаратура
- КО – коэффициент отражения
- КП – коэффициент передачи
- КСВ – коэффициент стоячей волны
- МИС – монолитно-интегральная схема
- НМ – направленный мост
- НО – направленный ответвитель
- НУ – направленное устройство
- ОКР – опытно-конструкторская работа
- ПТШ – полевой транзистор с затвором Шоттки
- ПЧ – промежуточная частота
- САПР – система автоматизированного проектирования
- САЦ – скалярный анализатор цепей
- СВЧ – сверхвысокие частоты
- ADS – Advanced Design System
- GaAs – Gallium Arsenide
- SPICE – Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

Список использованных источников

1. Андронов, Е.В. Теоретический аппарат измерений на СВЧ / Е.В. Андронов, Г.Н. Глазов. Методы измерений на СВЧ. Т.1. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2010. – 804 с.
2. Teppati, V. Modern RF and microwave measurement techniques / Valeria Teppati, Andrea Ferrero, Mohamed Saed. – Cambridge University Press, 2013. – 447 p.
3. Pulsed-RF S-parameters Measurements with the PNA Microwave Network Analyzers Using Wideband and Narrowband Detection [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-4839EN.pdf>, свободный (дата обращения 12.01.2016).
4. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн: Монография. В 3ч. Ч. 3 (кн. 1): Принципы построения и анализ схем векторных анализаторов цепей / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск: БГУИР, 2008. – 240 с.
5. Keysight 2-Port and 4-Port PNA-X Network Analyzer. Data Sheet and Technical Specifications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5242-90007.pdf>, свободный (дата обращения 07.07.2016).
6. The evolution of RF/Microwave Network Fnalzers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6353EN.pdf>, свободный (дата обращения 15.04.2016).
7. High-power microwave sources and technologies / edited by Robert J. Barker, Edl Schamiloglu., 2001. – 511 p.
8. Данилин, А. А. Измерения в технике СВЧ: Учеб.пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2008. - 184 с.

9. Rytting, D. ARFTG 50 Year Network Analyzer History / Doug Rytting // IEEE MTT-S International. Microwave Symposium Digest. – 2008. – P. 11-18.
10. Техника измерений на сантиметровых волнах / Под общ.ред. Г. А. Ремеза. В 2т. Т. 1.– М. : Советское радио, 1949. – 517 с.
11. Beatty, R.W. Automatic measurement of network parameters – A survey. NBS monograph: 1510. – Washington, 1976.
12. Allen, Philip J. An automatic standing wave indicator / Philip J Allen // American Institute of Electrical Engineers. – vol. 67. – Issue: 2. – 1948 – P. 1299-1302.
13. Пат. № 6 049 212 США, МПК G01R 27/00 (US CL. 324/648). Connector saving adapters and SWR bridge configuration allowing multiple connector types to be used with a single SWR bridge / William W. Oldfield; заявительпатентообладатель Wiltron Company. – заявл. 20.07.1995; опубл. 11.04.2000.
14. Caldecott, R. The generalized multiprobe reflectometer and its application to automated transmission line measurements / R. Caldecott // IEEE Trans. Antennas Propag. AP-21. – 1973. – P. 550–554.
15. Hoer, C.A., The six-port coupler: A new approach to measuring voltage, current, power, impedance and phase / C.A Hoer // IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-21. –1972. – P. 466-470.
16. Engen, G. F. The six-port reflectometer: An alternative network analyzer / G. F. Engen. // IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-21. – 1972. – P. 1075-1080.
17. Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis. App Notes [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>, свободный (дата обращения 15.04.2016).

18. Радиовидение наземных объектов в сложных метеоусловиях / Ощепков П. К., Павельев В. А., Вайнберг Э. И., Вайнберг И. А.; под ред. д.техн.н., проф. В. А. Павельева. — Москва: Радиотехника, 2007. — 80 с.
19. Глазов, Г.Н. Управляемые генераторы СВЧ / Г.Н. Глазов, А.В. Горевой Методы измерений на СВЧ. Т.2, кн.1 – Томск: ЗАО «Издательство «Красное знамя», 2015. – 496 с.
20. Maas, S.A. A Broadband, Planar, Monolithic Resistive Frequency Doubler / S.A. Maas, Y. Ryu // Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. – 1994. – P. 175-177.
21. Henderson, B. Microwave Mixer Technology and Applications / B. Henderson, E. Camargo – ARTECH HOUSE, INC. – 2013. – 864p.
22. 5G Radio Access. Ericsson White Paper [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ericsson.com/assets/local/publications/white-papers/wp-5g.pdf>, свободный (дата обращения 02.08.2017).
23. N5230A. Service Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5230-90014.pdf>, свободный (дата обращения 04.02.2017).
24. Application Note 150. Keysight Spectrum Analysis Basics[Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-0292.pdf>, свободный (дата обращения 05.02.2017).
25. Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель. – пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У.Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.
26. Гусев, В.Г. Электроника / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М: Высшая школа. – 1991. – 622 с.

27. Sun, J.S. The wideband Marchand balun transition design / J.S. Sun, Y.D. Chen // 7th International Symposium on Antennas and Propagation. – 2006. – vol.14, no. 2. – P. 796-799.
28. Mongia, R.K. RF and Microwave Coupled-Line Circuits. Second Edition / R.K. Mongia, I.J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong // ARTECH HOUSE, INC. – 2007. – 574p.
29. Kiuru, Tero. Compact broadband MMIC Schottky frequency tripler for 75 – 140 GHz / Tero Kiuru, Juha Mallat, Antti V. Räisänen, Tapani Närhi // Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference. Manchester, UK. 10-11 October. – 2011. – P. 108-111.
30. Drobotun, N. Compact Planar Ultra-Wideband Power Dividers with Frequency Range up to 67 GHz for Multichannel Receivers / N. Drobotun, D. Yanchuk, E Khoroshilov // Proceedings of the 46th European Microwave Conference. UK, London, 3-7 October. – 2016. – P. 199- 201.
31. Патент на изобретение 2621887 Российская Федерация. Сверхширокополосный микрополосковый делитель мощности / Хорошилов Е.В., Дроботун Н.Б., Янчук Д.А. – Заявка №2016110279; приоритет изобретения 21.03.2016; опубл. 07.06. 2017.
32. Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "дрон") в охраняемую зону", этап 2 "Теоретические исследования поставленных перед ПНИЭР задач": отчет о прикладных научных исследованиях и экспериментальных разработках по проекту № 14.577.21.0188, идентификатор RFMEFI57715X0188 / Хлусов. В.А., Часть 1. (раздел 5, п. 5.1.4, п. 5.1.5), 2017 – С. 133-151.

33. Green, H.E. The numerical solution of some important transmission-line problems / H.E Green // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 1965. – vol. MTT 13. – P. 676-692.
34. Wilkinson, E.J. An N-Way Hybrid Power Divider / E.J. Wilkinson // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1960. – vol. 8. – P. 116-118.
35. Horst, S. Modified Wilkinson Power Dividers for Millimeter-Wave Integrated Circuits / S. Horst, R. Bairavasubramanian, M. M. Tentzeris, I. Papapolymerou // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2007. – vol. 55. – P. 2439-2446.
36. Fan, L. Uniplanar Power Dividers Using Coupled CPW and Asymmetric CPS for MIC's and MMIC's / Lu Fan, Kai Chang // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – vol. 44. – P. 2411-2420.
37. Ibrahimasic, S. Multi-Section Wilkinson Power Splitter with Tuned Quarter-Wave Transformers to Compensate for Different Velocities in Even and Odd Mode / S. Ibrahimasic, M. Hasanovic // 26th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Tampere, Finland. – 2010. – P. 737-741.
38. Sun, Y. Broadband Folded Wilkinson Power Combiner/Splitter / Yi Sun, A. P. Freundorfer // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2004. – vol. 14. – P. 295-297.
39. Chieh, J.S. Development of a wide bandwidth Wilkinson Power Divider on Multilayer Organic Substrates / J. S. Chieh, A. Pham // Microwave and Optical Technology Letters. – 2010. – vol. 52. – P. 1606-1609.
40. Miralles, E. Fast design method and validation of very wideband tapered Wilkinson divider / E. Miralles, B. Schonlinner, V. Ziegler, F. Ellinger // Proc. of the 45th European Microwave Conference, Paris, France. – 2015. – P. 119-122.

41. Cohn, S.B. A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids / S. B. Cohn // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1968. - vol. MTT-16, no. 2. – P. 110-116.
42. Drobotun, N. A 300kHz-13.5GHz directional bridge / N. Drobotun, P. Mikheev. // Proceedings of the 45th European Microwave Conference EuMW2015, Paris, France. – 2015. – P. 198-201.
43. Следков, В.А., Афанасьев, П.О. Полосковый делитель мощности. Пат. РФ № 2392702. МПК H01P5/12. Опубл. 20.06.2010.
44. Дроботун, Н.Б. Модуль сверхширокополосного усилителя диапазона 10 МГц – 20 ГГц с диссипативной коррекцией АЧХ / Н. Б. Дроботун // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 74-77.
45. Куксенко, С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 36, № 2. – С. 45-50.
46. Фельдштейн, А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. 2-изд., перераб. и доп.— М.: Советское радио, 1971.—388 с.
47. Сычёв, А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах. / Под.ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
48. Малютин, Н.Д. Связанные полосковые линии и устройства на их основе // Н.Д. Малютин, А.Н. Сычёв, Э.В. Семёнов, А.Г. Лоцилов – Томск, 2012. – В 2-х частях: Ч.1 – 176 с. Ч.2 – 244 с.
49. Malyutin, N.D. Matrix parameters of non-identical, coupled striplines with a non-homogeneous dielectric / N.D Malyutin // Radio Eng Electron Phys. – 1976. – Vol. 21, No 12 – P. 14-19.

50. Иоссель, Ю.Я. Расчет электрической ёмкости / Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – Л.: Энергоиздат. – 1981. – 285 с.
51. Белуга, И.Ш. Программа расчета нормальных квази-ТЕМ волн в N-полосковой линии с тонкими проводниками / И.Ш. Белуга // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. –1977. – Вып. 9. – С. 125–127.
52. Малютин, Н.Д.. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: моногр. / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лощилов. – Томск: Томск.гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – 2012. – 168 с.
53. Malyutin, N.D. Synthesis of non-uniform relief coupled microstrip lines by the "growing" method / N. D. Malyutin, A. A. Iliin, A. G. Loshchilov // 20th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". – 2010. – P. 745-747.
54. Zysman, G.I. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium / G.I. Zysman. A.K. Johnson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No 10. – P. 753-759.
55. Воробьев, П.А. Анализ характеристик связанных полосковых линий на неоднородном диэлектрике с сосредоточенными регулируемые неоднородностями / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1975. – Т. 18, № 2. – С. 97–99.
56. Drobotun, N. Broadband GaAs MMIC Frequency Doublers with Improved Harmonic Suppression / N. Drobotun, A. Drozdov // Proceedings of the 5thInternational Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic System, COMCAS2015, Tel Aviv, Israel. – 2015. – P. 1-4.
57. Drobotun, N. A 12-26 GHz frequency doubler GaAs MMIC / N. Drobotun, A. Drozdov // Proceedings of the 17th International Conference of Young

Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM, Erlagol, Russia. – 2016. – P. 103-106.

58. Дроботун, Н.Б. GaAs МИС сверхширокополосного удвоителя частоты с входным диапазоном 6-13 ГГц / Н.Б. Дроботун // Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2015». – 2015. – Томск: Из-во В-Спектр – С. 19-23.

59. Дроботун, Н.Б. МИС широкополосных удвоителей частоты / Дроботун Н.Б, Дроздов А.В. // Материалы 25-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, Крым, Россия. – 2015 г. – Т. 1. – С. 93-94

60. Drobotun, N. Broadband Microwave Frequency Doublers with Improved Harmonic Suppression Based on Quasi-Vertical GaAsShottky Diodes / N. Drobotun, A. Drozdov // Proceedings of the Electronic Design Innovation Conference EDICON 2017, Shanghai, China, - 2017.

61. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2015630061 «MD701-2» / Дроботун Н.Б., Михеев Ф.А., Юнусов И.В. – Заявка № 2015630021; дата поступления 06.04.2015; дата регистрации в реестре топологий интегральных схем 22.05.2015.

62. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2015630060 «MD701-3» / Дроботун Н.Б., Михеев Ф.А., Юнусов И.В. – Заявка № 2015630020; дата поступления 06.04.2015; дата регистрации в реестре топологий интегральных схем 22.05.2015.

63. Кац, Б.М. Максимально плоская аппроксимация в задачах синтеза устройств СВЧ / Б.М. Кац, В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. 1978. – т.23, № 4. – С. 690-698.

64. Steer, Michael B. SPICE: User's guide and References. 2007. – 308 p.
65. Корчагин, А.Ф. Разработка глобального метода экстракции статических SPICE параметров микроэлектронных приборов на основе моделирования вольт-амперных характеристик: дис. ... канд. техн. наук; 05.27.01 / Корчагин Александр Фёдорович. – Великий Новгород, 2006. – 170 с.
66. Дроздов, А.В. Экстракция параметров SPICE моделей диодов / А.В. Дроздов, А.С. Загородний // Научная сессия ТУСУР-2012: материалы всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных. – Томск: В-Спектр 2012. – Ч. 1. – С. 226-229
67. Загородний, А.С. Измерители мощности сигналов СВЧ и КВЧ диапазонов на основе диодных детекторов: дис. ... канд. техн. наук; 05.12.07 / Загородний Андрей Сергеевич. – Томск, 2014. – 120 с.
68. Zagorodniy, A.S. Modeling and Application of Microwave Detector Diodes /. Andrey S. Zagorodniy // 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices – 2013. – P. 96-99.
69. Marki Microwave. Balun Basics Primer. A Tutorial on Baluns, Balun Transformers, Magic-Ts, and 180° Hybrids [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
http://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/balun_basics_primer.pdf,
свободный (дата обращения 05.02.2017).
70. Chen, T. Broadband monolithic passive baluns and monolithic double balanced mixer / T. Chen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1991. – vol. 39. – P. 1980-1986.
71. Nishikawa, K. Compact and broad-band three-dimensional MMIC balun / K. Nishikawa, I. Toyoda, and T. Tokumitsu // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – vol. 47 – Pp. 96-98.

72. Marchand, N. Transmission line conversion transformers / N.Marchand // Electronics. 1944. – vol. 17, no. 12. – P. 142-145.
73. Maas, S.A. A broadband, planar, monolithic resistive frequency doubler / S.A. Maas, Y. Ryu // IEEE Int. Microwave Symp. Dig. – 1994. – P. 443-446.
74. Sheerman, F.I. Broadband doubly balanced monolithic mixer and frequency multiplier / F.I. Sheerman, A.A. Barov, E.V. Groo, V.J. Gunter, T.S. Petrova // Microwave & Telecommunication Technology 2005 15th International Crimean Conference. – 2005. – vol. 2. – P. 445-446.
75. Brinlee, W.R. A novel planar double-balanced 6–18 GHz MMIC mixer / W.R. Brinlee, A.M. Pavio, K.R. Varian // IEEE Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuit Symp. Dig. – 1994. – P. 139-142.
76. Tsai, M.C. A new compact wide-band balun / M. C. Tsai // IEEE Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit Symp. Dig. – 1993. – P. 123-125.
77. Yoon, Y.J. Design and characterization of multilayer spiral transmission-line baluns / Y.J. Yoon // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999 – vol. 47. – P. 1841-1847.
78. Yoon, Y.J. Modeling of monolithic RF spiral transmission-line balun / Y.J. Yoon, Y. Lu, R.C. Frye, P. Smith // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 2001. – vol. 49. – P. 393–395.
79. Johansen, T.K. Analysis and design of lumped element Marchandbaluns / T.K. Johansen, V. Krozer // Mikon Conf. Proceedings. – 2008.
80. GaAs MMIC passive x3 frequency multiplier, HMC-XTB110 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/frequency-dividers-multipliers-detectors/frequency-multipliers/hmc-xtb110.html/>, свободный (дата обращения: 13.05.2017).

81. 20 – 40 GHz Frequency Tripler, TGC1430G [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.qorvo.com/products/p/TGC1430G>, свободный (дата обращения: 14.05.2017).
82. Frequency Doublers, D-0840 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.markimicrowave.com/Assets/datasheets/D-0840.pdf>, свободный (дата обращения: 14.05.2017)
83. Груша, А.В. Пассивный утроитель частоты на встречно-параллельных диодах с барьером Шоттки / Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С. // Материалы 27-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии – КрыМиКо2017» – 2017. – С. 59-60.
84. Faber, M.T. Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers / M.T. Faber, J. Chramiec, M.E. Adamski. – Artech House, Norwood, MA, USA. – 1995. – 375 p.
85. Ponchak, G.E. Open- and short-circuit terminated series stubs in finite-width coplanar waveguide on silicon / G.E. Ponchak, L.B. Katehi // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1997. – vol. 45 – P. 970-976.
86. Дроздов, А.В. Монолитная интегральная схема двойного балансного смесителя диапазона частот 5-26 ГГц / А.В. Дроздов, Н.Б Дроботун, Г.Г. Гошин, Е.В. Хорошилов // Доклады Томского Государственного Университета Систем Управления и Радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20. – №1. – С. 23-25
87. Патент на полезную модель 131256 Российская Федерация. Сверхширокополосный маломощный усилитель сверхвысоких частот / Дроботун Н.Б., Кравченко О.В., Харитонов Н.М., Щербина А.П., Янчук Д.А. – заявка №2013112931; приоритет полезной модели 22.03.2013; зарегистрировано 10.08.2013.

88. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2017630082 «Т75» / Дроботун Н.Б., Дроздов В.А. – Заявка № 2017630014; дата поступления 20.02.2017; дата регистрации в реестре топологий интегральных схем 06.04.2017.
89. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2017630079 «Т100» / Дроботун Н.Б., Дроздов В.А. – Заявка № 2017630015; дата поступления 20.02.2017; дата регистрации в реестре топологий интегральных схем 14.04.2017.
90. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы. Коллективная монография / Под ред. А. М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – 208 с.
91. Дроботун, Н.Б. Измерение сверхширокополосных многопортовых устройств / Дроботун Н.Б., Кравченко О.В // Современная Электроника. – 2014. – №7 – С. 52-56.
92. Гущин, В.А. СВЧ МИС на основе GaAs-pin-диодов для управления амплитудой сигнала в диапазоне частот 4 – 27 ГГц / В.А Гущин, И.В. Юнусов, А.Ю. Плотникова // Доклады ТУСУР. – 2014. – Т. 33, № 3. – С. 70-74.
93. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2016630144 «MP204» / Дроботун Н.Б., Баров А.А. – Заявка № 2016630097; дата поступления 22.08.2016; дата регистрации в реестре топологий интегральных схем 12.10.2016.
94. Moran, T. Advances In MEMS Switches for RF Test Applications / Tamir Moran, Chris Keimel, Todd Miller // Proceedings of the 46th European Microwave Conference, London, UK. – 2016. – P. 1369-1372.

95. Li, Zhao. Compact 35-70 GHz SPDT Switch with High Isolation for High Power Application / Zhao Li, Wen-Feng Liang, Jian-Yi Zhou, Xin Jiang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – vol. 27, Issue: 5. – P. 485-487.
96. Schindler, Manfred J. DC-40 GHz and 20-40 GHz MMIC SPDT Switches / Manfred J Schindler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1987. – vol.MTT-35, NO. 12. – P. 1486-1493.
97. Mizutani, H. 38–80 GHz SPDT Traveling Wave Switch MMIC Utilizing Fully Distributed FET / Hiroshi Mizutani, Naotaka Iwata, Yoichiro Takayama, Kazuhiko Honjo // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference IEICE. – 2006. – P. 3-6.
98. Mizutani, H. DC–110-GHz MMIC Traveling-Wave Switch / Hiroshi Mizutani // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – vol. 48, NO. 5. – P. 840-845.
99. HMC-ALH216. GaAs HEMT MMIC Low Noise Amplifier, 14 – 27 GHz [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc-alh216.pdf>, свободный (дата обращения: 16.05.2017).
100. HMC773. GaAs MMIC Fundamental Mixer, 6 – 26 GHz [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc773chips.pdf>, свободный (дата обращения: 18.05.2017).
101. XD1002BD [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.everythingrf.com/products/microwave-rf-amplifiers/macom-technology-solutions/567-122-xd1002-bd>, свободный (дата обращения: 18.05.2017).

102. XD1008BD [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.richardsonrfpd.com/Pages/Product-Details.aspx?productId=893845>, свободный (дата обращения: 18.05.2017).
103. M9-0750LES [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.markimicrowave.com/Assets/datasheets/M9-0950.pdf>, свободный (дата обращения: 18.05.2017).
104. Keysight 2-Port and 4-Port PNA-X Network Analyzer. Data Sheet and Technical Specifications [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5245-90008.pdf>, свободный (дата обращения: 18.05.2017).
105. Федоров, В.Н. Устройство разделения падающих и отражённых импульсных сигналов нано- и пикосекундной длительности / Федоров В.Н., Дроботун Н.Б., Михеев Ф.А., Малютин Н.Д // Приборы и техника эксперимента. – 2017. – № 1. – С. 64-67. (англ.:Fedorov, V.N. A Demultiplexing Unit for Separating Incident and Reflected Nano- and Picosecond Pulse Signals / Fedorov V.N., Drobotun N.B., Mikheev P.A., Malyutin N.D // Instruments and Experimental Techniques. – 2017. – vol. 60. – № 1. – P. 58-60.)

Приложение А. Документы по внедрению и использованию материалов диссертации

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

№ гос. регистрации
AAAA-A15-115123010010-3



УТВЕРЖДАЮ
Профессор по ИР и инновациям ТУСУР
Мещеряков Мещеряков Р.В.
«30» 12 2016 г

ОТЧЕТ О ПРИКЛАДНЫХ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ РАЗРАБОТКАХ

Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней
полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного
проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "дрон") в охраняемую
зону

по теме:

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОСТАВЛЕННЫХ ПЕРЕД ПНИЭР ЗАДАЧ

(промежуточный)

Этап 2

Часть 1

ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям
развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы»

Соглашение о предоставлении субсидии от 27.10.2014 г. №14.577.21.0188

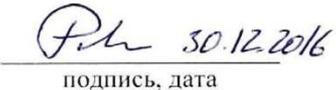
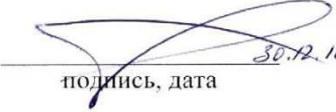
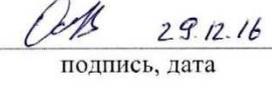
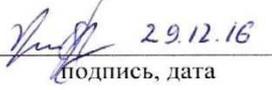
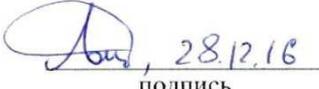
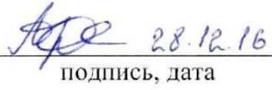
Руководитель проекта

д.т.н., ведущий научный сотрудник

В.А. Хлусов 30.12.16 В.А. Хлусов
(подпись, дата)

Томск 2016

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

Руководитель проекта, ведущий научный сотрудник, докт. техн. наук	 подпись, дата	В.А. Хлусов (разделы 1, 2, 8)
Исполнители Старший научный сотрудник НИИ СЭС, канд. техн. наук	 подпись, дата	М.Е. Ровкин (редактирование, разделы 1, 2, 5)
Старший научный сотрудник НИИ СЭС, канд. техн. наук	 подпись, дата	Е.Е. Мананко (раздел 5)
Директор НИИ СЭС, докт. техн. наук	 подпись, дата	Н.Д. Малютин (редактирование, разделы 5, 6, 8)
Научный сотрудник НИИ РТС	 подпись, дата	А.С. Сурков (раздел 1)
Научный сотрудник НИИ РТС	 подпись, дата	Д.М. Носов (раздел 1, 3, 4, 5, 6)
Научный сотрудник НИИ РТС	 подпись, дата	М.В. Осипов (разделы 1, 2, 3, 6)
Инженер НИИ СЭС	 подпись, дата	А.В. Христенко (разделы 1, 6)
Доцент кафедры РТС, канд. техн. наук	 подпись, дата	А.В. Новиков (раздел 1, 3)
Начальник СКБ «Смена», канд. техн. наук	 подпись	А.Г. Лоцилов (раздел 5, 6)
Младший научный сотрудник СКБ «Смена» канд. техн. наук	 подпись, дата	С.А. Артишев (раздел 5, 8)

Ведущий инженер НИИ СЭС	 27.12.2016. подпись, дата	Н.Б. Дроботун (раздел 5)
Инженер НИИ РТС	 27.12.16 подпись, дата	В.П. Ильченко (разделы 2, 3, 4)
Инженер НИИ СЭС	 28.12.16 подпись, дата	М.О. Коноваленко (разделы 1)
Лаборант-исследователь НИИ СЭС	 28.12.16 подпись, дата	А.А. Сугулин (раздел 1)
Старший научный сотрудник НИИСЭС, канд. техн. наук	 28.12.16 подпись, дата	В.Н. Федоров (разделы 5)
Младший научный сотрудник НИИСЭС	 28.12.16 подпись, дата	А.Е. Здрок (раздел 5)
Младший научный сотрудник НИИСЭС	 23.12.16 подпись, дата	А.В. Горевой (раздел 6)
Инженер	 28.12.2016 подпись, дата	Д.С. Хохол (раздел 5)
Младший научный сотрудник НИИ РТС	 подпись, дата	В.А. Бирюкова (раздел 5)



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма
«Микран»
(АО «НПФ «Микран»)
пр-т Кирова, 51д, г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29 | +7 3822 42-36-15 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113
код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810964010121550
в Томском отделении № 8616
Сбербанка России ПАО,
к/с 30101810800000000606

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента
информационно-измерительных
систем АО «НПФ «Микран»
Жун Г. Р.
6 октября 2017 г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы
Дроботуна Николая Борисовича
в АО «НПФ «Микран»

Настоящим Актом подтверждается, что следующие результаты диссертационной работы «Сверхширокополосные СВЧ устройства модулей приёма падающих и отражённых волн векторных анализаторов цепей» Дроботуна Николая Борисовича на соискание учёной степени кандидата технических наук:

1. Разработанная гибридно-интегральная схема сверхширокополосного СВЧ делителя мощности с диапазоном рабочих частот 8 – 67 ГГц (ЖНКЮ.468513.008);
2. Разработанные монолитно-интегральные схемы удвоителей с выходным рабочим диапазоном частот 13 – 26 ГГц (MD701-2, MD701-3) и утроителей частоты с выходным рабочим диапазоном частот 21 – 51 ГГц (MD717);
3. Разработанные монолитно-интегральные схемы коммутаторов на два направления с рабочим диапазоном частот 10 МГц – 50 ГГц (Т75, Т100), монолитно-интегральная схема коммутируемых нагрузок (MP204);
4. Разработанные гибридно-интегральные модули четырёхканальных приёмников для векторных анализаторов цепей с рабочими диапазонами частот 12 – 26 ГГц (ЖНКЮ.434849.204) и 10 – 50 ГГц (ЖНКЮ.434849.221);

внедрены в серийное производство АО «НПФ «Микран», используются как отдельные

устройства, так и в составе векторных анализаторов цепей P4226 и P4250.

Начальник производственного отдела
департамента информационно-
измерительных систем
АО «НПФ «Микран»



Лихотников Д. А.



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма
«Микран»
(АО «НПФ «Микран»)
пр-т Кирова, 51д, г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29 | +7 3822 42-36-15 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113
код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810964010121550
в Томском отделении № 8616
Сбербанка России ПАО,
к/с 30101810800000000606

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента
информационно-измерительных
систем АО «НПФ «Микран»



Кунт, Р.

6 октября 2017 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы

Дроботуна Николая Борисовича

в АО «НПФ «Микран»

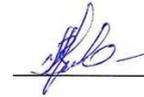
Настоящим Актом подтверждается, что следующие научно-технические результаты диссертационной работы «Сверхширокополосные СВЧ устройства модулей приёма падающих и отражённых волн векторных анализаторов цепей» Дроботуна Николая Борисовича на соискание учёной степени кандидата технических наук:

1. Разработанные СВЧ монолитно-интегральные схемы: MD701-2, MD701-3, MD717, T75, T100, MP204;
2. Разработанные модули приёма падающих и отражённых волн;
3. СВЧ модели нелинейных и коммутационных элементов,

используются в проводимой в настоящее время АО «НПФ «Микран» опытно-конструкторской работе «Разработка автоматизированного испытательного оборудования для контроля постоянно токовых и СВЧ параметров изделий на пластинах в диапазоне температур от -65 °С до +150 °С» по договору № Луч/М-1 между АО «НПФ Микран» и ЗАО «Светлана-Рост». Указанная ОКР выполняется в рамках реализации мероприятий российской части научно-технической программы Союзного государства «Разработка критических стандартных технологий проектирования и изготовления изделий наноструктурной микро- и оптоэлектроники, приборов и систем на их основе и оборудования для их производства и испытаний» («Луч»), утверждённой

постановлением Совета Министров Союзного государства от 12 мая 2016 г. № 16 и в соответствии с Государственным контрактом № 160705.004.11.02 от 20.09.2016 между ЗАО «Светлана-Рост» и Министерством промышленности и торговли Российской

Заместитель директора департамента
информационно-измерительных систем
по НИОКР



Кравченко О. В.

Приложение Б. Патенты

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 131256

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ
УСИЛИТЕЛЬ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**Патентообладатель(ли): *Закрытое акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2013112931

Приоритет полезной модели 22 марта 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 10 августа 2013 г.

Срок действия патента истекает 22 марта 2023 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



Автор(ы): *Дроботун Николай Борисович (RU), Кравченко Олег Васильевич (RU), Харитонов Никита Михайлович (RU), Щербина Андрей Павлович (RU), Янчук Дмитрий Александрович (RU)*

RU 131256 U1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2621887

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ
ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ**

Патентообладатель: *Акционерное общество "Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Авторы: *Хорошилов Евгений Владимирович (RU), Дроботун Николай Борисович (RU), Янчук Дмитрий Александрович (RU)*

Заявка № 2016110279

Приоритет изобретения **21 марта 2016 г.**

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **07 июня 2017 г.**

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает **21 марта 2036 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



**Приложение В. Свидетельства о государственной регистрации
топологий интегральных микросхем**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2015630061

MD701-2

Правообладатель: *Закрытое акционерное общество
"Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Авторы: *Дроботун Николай Борисович (RU), Михеев Филипп
Александрович (RU), Юнусов Игорь Владимирович (RU)*

Заявка № **2015630021**

Дата поступления **06 апреля 2015 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем **22 мая 2015 г.**

Дата начала срока действия исключительного права
22 мая 2015 г.

*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Л.Л. Кирий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2015630060

MD701-3

Правообладатель: *Закрытое акционерное общество
"Научно-производственная фирма "Микран" (RU)*

Авторы: *Дроботун Николай Борисович (RU), Михеев Филипп
Александрович (RU), Юнусов Игорь Владимирович (RU)*

Заявка № 2015630020

Дата поступления 06 апреля 2015 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 22 мая 2015 г.

Дата начала срока действия исключительного права
22 мая 2015 г.

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2016630144

MP204

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*Авторы: *Дроботун Николай Борисович (RU),
Баров Александр Анатольевич (RU)*

Заявка № 2016630097

Дата поступления 22 августа 2016 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 12 октября 2016 г.Дата начала срока действия исключительного права
12 июня 2016 г.Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2017630082

T75

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Дроботун Николай Борисович (RU),
Дроздов Алексей Викторович (RU)*

Заявка № 2017630014

Дата поступления 20 февраля 2017 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 06 апреля 2017 г.

Дата окончания срока действия исключительного права
20 декабря 2026 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2017630079

T100

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Дроботун Николай Борисович (RU),
Дроздов Алексей Викторович (RU)*

Заявка № **2017630015**

Дата поступления **20 февраля 2017 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем **14 апреля 2017 г.**

Дата окончания срока действия исключительного права
20 декабря 2026 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

