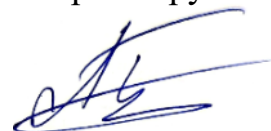


Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

На правах рукописи



Полигина Анастасия Дмитриевна

СОВМЕЩЕННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА К/Q-ДИАПАЗОНОВ
С ГИБРИДНОЙ СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук, профессор
Саломатов Юрий Петрович

Красноярск 2026

Оглавление

Введение.....	5
Глава 1. Анализ современных технических решений построения двухдиапазонных антенных систем.....	14
1.1 Двухдиапазонные антенные системы спутниковой связи.....	14
1.1.1 Зеркальные антенны	15
1.1.2 Отражательные антенные решетки.....	17
1.1.3 Активные фазированные антенные решетки	19
1.1.4 Пассивные фазированные антенные решетки	21
1.1.5 Требования к двухдиапазонным антенным системам К/Q-диапазонов...	22
1.2 Обзор двухдиапазонных антенных решеток с совмещенной апертурой	24
1.2.1 Пространственное совмещение излучающих элементов различных диапазонов	24
1.2.2 Многодиапазонные излучающие элементы	27
1.2.3 Многослойные конструкции и совмещенные структуры.....	28
1.2.4 Сравнительный анализ существующих решений.....	32
1.3 Анализ излучающих элементов двухдиапазонных антенных решеток	33
1.3.1 Одно- и многорезонансные микрополосковые элементы	34
1.3.2 Элементы с апертурным возбуждением.....	35
1.3.3 Дипольные и щелевые элементы.....	37
1.3.4 Диэлектрические резонаторные элементы.....	38
1.3.5 Полостные и волноводные элементы	39
1.3.6 Формирование круговой поляризации	40
1.3.7 Сравнительный анализ излучающих элементов.....	41
1.4 Анализ технологий систем питания антенных решеток.....	42
1.4.1 Микрополосковые и полосковые линии передачи	42
1.4.2 Волновод, интегрированный в подложку (SIW)	44
1.4.3 Металлические волноводы	46
1.4.4 Гар-волноводы	46
1.4.5 Переходы между планарными и волноводными структурами	48

1.4.6 Сравнительный анализ линий передачи	51
Выводы по главе 1	52
Глава 2. Разработка и исследование двухдиапазонных излучающих элементов К/Q-диапазонов.....	54
2.1 Обоснование выбора излучателя для построения совмещенной элементарной ячейки	54
2.2 Концепция пространственного совмещения К- и Q-диапазонных излучателей в общей апертуре.....	56
2.3 Разработка совмещенной элементарной ячейки на основе связанных микрополосковых резонаторов.....	60
2.3.1 Принцип работы связанных резонаторов для расширения полосы	61
2.3.2 Моделирование геометрии совмещенной элементарной ячейки	62
2.3.3 Результаты моделирования совмещенной элементарной ячейки на связанных резонаторах	66
2.4 Разработка совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи.....	73
2.4.1 Принцип работы апертурно-связанного излучателя.....	73
2.4.2 Моделирование геометрии совмещенной элементарной ячейки	76
2.4.3 Результаты моделирования совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи.....	82
Выводы по главе 2.....	89
Глава 3. Разработка конструкций совмещенных антенных решеток и систем их питания	90
3.1 Требования к системе питания совмещенной антенной решетки	90
3.2 Первая конструкция совмещенной антенной решетки и результаты ее моделирования.....	91
3.3 Вторая конструкция совмещенной антенной решетки и результаты ее моделирования.....	104
3.4 Сравнение конструкций	120
Выводы по главе 3.....	120

Глава 4. Изготовление макетов антенных решеток и экспериментальные исследования.....	122
4.1 Общие требования к изготовлению узлов миллиметрового диапазона.....	122
4.2 Материалы и технология изготовления многослойных печатных плат	122
4.3 Технология изготовления волноводных структур.....	125
4.4 Монтаж и сборка антенных решеток	128
4.5 Методика экспериментальных исследований.....	132
4.6 Результаты экспериментальных исследований первой конструкции	132
4.7 Результаты экспериментальных исследований второй конструкции	136
4.8 Сравнение двух конструкций	139
Выводы по главе 4.....	140
Заключение	142
Список использованных сокращение и обозначений.....	145
Список используемой литературы	146
Приложение А. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность	163
Приложение Б. Акты использования результатов работы.....	167

Введение

Актуальность работы. Развитие современных систем спутниковой связи характеризуется постепенным переходом к использованию более высокочастотных диапазонов, включая К (18-27 ГГц), Ка (26,5-40 ГГц) и Q (33-50 ГГц). Данная тенденция обусловлена, с одной стороны, ограниченностью доступного частотного ресурса в традиционно используемых диапазонах (С- и Х-диапазонах), а с другой – необходимостью повышения пропускной способности спутниковых каналов связи [1,2]. В большинстве спутниковых систем частоты приема и передачи разнесены и относятся к различным частотным поддиапазонам, что обуславливает необходимость разработки антенных устройств, обеспечивающих эффективное излучение и прием электромагнитных волн в двух существенно разнесенных частотных диапазонах [3, 4].

Одновременно растет спрос на мобильные и носимые станции спутниковой связи для применения в транспортной инфраструктуре, силовых структурах и телекоммуникациях удаленных районов. Ключевым требованием к антенным системам таких станций являются низкопрофильность, минимальная масса и габариты, высокая надежность и энергоэффективность.

В Российской Федерации для спутниковой связи выделены полосы приема 19,0-21,2 ГГц (К-диапазон) и передачи 43,5-45,5 ГГц (Q-диапазон). Анализ доступной отечественной и зарубежной литературы показывает, что технические решения для приемопередающих антенных решеток (АР), которые одновременно охватывали бы эти полосы и при этом сохраняли низкий профиль, представлены крайне ограниченно. Известные зарубежные разработки, например, продукция компании GETSAT, ориентированы на иные частотные планы и конструктивные условия, поэтому их прямое использование для указанных полос невозможно.

В зарубежных публикациях активно исследуются двухдиапазонные АР для К/Ка-диапазонов – с применением гар-волноводов [5, 6], интегрированных в подложку волноводов (Substrate Integrated Waveguide – SIW) [7] и совмещенных апер-

тур с высоким уровнем развязки между каналами [8, 9]. Однако все эти работы ориентированы преимущественно на другие частотные планы и не обеспечивают прямого соответствия требуемым полосам 19,0-21,2 и 43,5-45,5 ГГц.

Кроме того, разработка подобных АР сопряжена с рядом научно-технических проблем: рост потерь в трактах питания, трудности с обеспечением стабильного электрического контакта в волноводных узлах, а главное – необходимость совместить два сильно разнесенных по частоте диапазона на общей апертуре без увеличения профиля конструкции. Преодоление этих ограничений требует поиска новых решений как на уровне излучающих элементов и распределительных систем, так и на уровне общей компоновки решетки.

Таким образом, тема диссертационной работы, посвященная созданию совмещенных низкопрофильных АР для указанных частотных диапазонов, является актуальной и востребованной, а ее решение состоит в разработке оригинальных технических подходов, учитывающих специфику отечественного частотного плана и жесткие ограничения по массогабаритным характеристикам.

Целью диссертационной работы является исследование, разработка и экспериментальная верификация двухдиапазонных АР малого профиля для К- и Q-диапазонов с гибридными системами питания, обеспечивающими высокую эффективность при малых массогабаритных показателях, для применения в подвижных и носимых терминалах спутниковой связи.

Объектом исследования являются совмещенные приемопередающие АР К/Q-диапазонов, предназначенные для использования в мобильных и носимых станциях спутниковой связи. **Предметом исследования** выступают принципы построения, подходы к разработке и экспериментальному исследованию широкополосных излучающих элементов, гибридных систем питания, построенных на базе планарных и волноводных технологий, а также методы объединения частотно-разнесенных диапазонов в единой низкопрофильной апертуре.

Для достижения поставленной цели нужно решить следующие **задачи**:

1. Разработать и исследовать двухдиапазонные низкопрофильные излучающие элементы, обеспечивающие работу в заданных полосах частот приема 19,0-

21,2 ГГц и передачи 43,5-45,5 ГГц, а также исследовать их электродинамические характеристики и взаимное влияние в совмещенной апертуре.

2. Разработать гибридную систему питания двухдиапазонной АР, сочетающую планарные линии передачи, SIW и металлические волноводные структуры, а также гар-волноводные сумматоры/делители мощности, с целью снижения потерь при передаче сигнала и повышения технологичности конструкции, а также обеспечения уровня боковых лепестков (УБЛ) не более минус 10 дБ.

3. Разработать систему формирования круговой поляризации на основе турникетной схемы возбуждения и обеспечить требуемый коэффициент эллиптичности (КЭ) поляризации в обоих рабочих диапазонах частот.

4. Разработать два варианта конструктивного исполнения совмещенной двухдиапазонной АР, изготовить их экспериментальные образцы и провести комплексное исследование их характеристик.

5. Провести сравнительный анализ разработанных АР как между собой, так и с известными аналогами.

Для решения перечисленных задач был выбран комплекс **методов исследования**: аналитические, численные и экспериментальные. На этапе аналитических расчетов определялась топология АР, шаг элементов, потери в тракте питания – для этого в MATLAB были разработаны специализированные алгоритмы. Численное моделирование электродинамических характеристик проводилось в САПР, использующих методы конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT) и конечных элементов (Finite Element Method, FEM), что позволило последовательно настроить излучатели, питающие структуры и решетку в целом.

Экспериментальные исследования параметров изготовленных АР проводились с использованием векторного анализатора цепей с диапазоном рабочих частот до 50 ГГц. Измерение пространственных характеристик АР выполнялось в безэховой камере коллиматорного типа, обеспечивающей формирование квазиплоской электромагнитной волны в зоне измерений.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Предложен принцип построения двухдиапазонной апертуры на основе ячейки АР, содержащей излучающие элементы К- и Q-диапазонов, отличающийся тем, что апертурный коэффициент использования поверхности (КИП) в К-диапазоне составляет 0,95-1,0, а в Q-диапазоне – 0,75 при сохранении эффективного заполнения поверхности.

2. Предложен способ расширения полосы согласования и повышения междиапазонной изоляции межслойных переходов, отличающийся применением апертурной связи через Н-образную щель, при увеличении полосы частот до 27,4% в К-диапазоне и до 14,2% в Q-диапазоне, изоляции до 35 дБ.

3. Предложена гибридная система питания, отличающаяся общим полосковым слоем К- и Q-трактов и использованием металлических волноводных сумматоров, что обеспечивает получение максимально достижимых КПД 42,1% в К- и 23,4% в Q-диапазонах.

4. Предложено совокупное применение в системе питания щелевых переходов, разнесения К- и Q-трактов по слоям многослойной печатной платы, SIW и гармонических сумматоров, что обеспечивает повышение КПД до 50,2% и 33,2% в К- и Q-диапазонах соответственно.

Положения, выносимые на защиту:

1. Размещение в общей апертуре одного микрополоскового излучателя К-диапазона и 3-х излучателей Q-диапазона при соотношении шагов размещения элементов 2:1 обеспечивают в АР апертурный коэффициент использования поверхности не менее 0,95 в К- и 0,75 в Q-диапазонах.

2. Применение микрополоскового резонатора с апертурной связью через Н-образную щель в совмещенной ячейке АР позволяет расширить полосу согласования до 27,4% в К- и 14,2% в Q-диапазонах при изоляции между каналами более 35 дБ.

3. Гибридная система питания на основе симметричных полосковых линий, волноводно-коаксиальных переходов и металлических волноводных сумматоров

обеспечивает в двухдиапазонной АР КПД 42,1% в К- и 23,4% в Q-диапазонах при $KCBH \leq 1,75$, $УБЛ \leq -10$ дБ и $КЭ \geq 0,8$.

4. Замена волноводно-коаксиальных переходов на щелевые в сочетании с разнесением К- и Q-трактов по слоям печатной платы и применением волновода, интегрированного в подложку, и гар-волноводных сумматоров в системе питания позволяют получить КПД до 50,2% в К- и до 33,2% в Q-диапазонах, $KCBH \leq 1,7$, $УБЛ \leq -11,4$ дБ и $КЭ \geq 0,8$.

Теоретическая значимость работы:

1. Предложены принципы построения совмещенных двухдиапазонных АР К/Q-диапазонов с частотно-разнесенными каналами. В их основе – методика встраивания излучателей Q-диапазона в апертуру излучателя К-диапазона.

2. Выявлены зависимости электродинамических параметров двухдиапазонного излучателя и построенной на его основе подрешетки от выбранной топологии, включая полосы согласования и взаимной развязки между диапазонами. Эти результаты дают основу для обоснованного выбора топологии при проектировании АР.

3. Разработаны гибридные схемы питания для АР К/Q-диапазонов, объединяющие полосковые линии, SIW и металлические волноводы, получены количественные величины потерь в каждом типе линий и оценки их влияния на энергетический баланс АР.

4. Применение гар-волноводов в суммирующих узлах К/Q-диапазонов устраняет потери, связанные с разъемными соединениями, и снижает чувствительность характеристик к технологическим допускам.

Практическая значимость работы:

1. Разработана ячейка АР размером 9,0×9,0 мм. В ее пределах на общей апертуре размещены один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона. Компонировка обеспечивает одновременную работу двух частотно разнесенных каналов при высоком апертурном КИП: более 0,95 в К- и 0,75 – в Q-диапазонах.

2. Предложены два варианта двухдиапазонных излучателей, которые могут быть использованы при построении совмещенных АР. Для одного из них – с апертурной связью – показано расширение полосы согласования до 27,4 % в К- и 14,2 % в Q-диапазонах при развязке более 35 дБ. Конструкция является перспективной для широкополосных АР, где предъявляются повышенные требования по электромагнитной совместимости каналов.

3. Разработаны две гибридные системы питания, объединяющие полосковые линии передачи с волноводными. Во второй реализации дополнительно применяются SIW и гар-волноводные сумматоры со щелевыми переходами. Это позволяет исключить волноводно-коаксиальные переходы (ВКП) в Q-диапазоне и сократить их число в К-диапазоне, что упрощает конструкцию системы питания, уменьшает количество технологически сложных операций и снижает требования к изготовлению.

4. Экспериментально подтверждена работоспособность разработанных АР в заданных полосах частот 19,0-21,2 и 43,5-45,5 ГГц. Для второй конструкции получены КПД 50,2 % в К-диапазоне и 33,2 % в Q-диапазоне, КСВН $\leq 1,7$, УБЛ $\leq -11,4$ дБ и КЭ $\geq 0,8$.

5. Разработанные технические решения могут быть использованы при создании компактных приемопередающих антенных устройств спутниковой связи, где повышены требования к габаритам, массе, профилю и технологичности изготовления. Предложенная структура гибридной системы питания также может быть применена как основа для дальнейшего масштабирования АР.

Достоверность результатов обеспечивается применением современных высокоточных систем автоматизированного проектирования для электродинамического анализа с использованием различных вычислительных методов, корректным использованием численных и аналитических подходов, а также применением прецизионного измерительного оборудования и проверенных экспериментальных методик. Представленные в работе результаты отличаются воспроизводимостью,

установлено хорошее количественное и качественное соответствие данных электродинамического моделирования, экспериментальных исследований и теоретических выкладок.

Апробация результатов. Основные положения и результаты диссертации представлялись и обсуждались на научных конференциях: XVII Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективны» (Красноярск, 2021 г.); XXIII Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Современные проблемы радиоэлектроники – 2022» (Красноярск, 2022 г.); VII Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2023 г.); VII Всероссийская научно-техническая конференция «Состояние и перспективы развития современной науки по направлению «ИТ В Вооруженных Силах Российской Федерации» (Анапа, 2024 г.); VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2024 г.); I Научно-практическая конференция «Стратегия научно-технического развития по направлению «Системы спутниковой и радиорелейной связи» (Красноярск, 2024 г.); IX Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2025 г.); II Научно-практическая конференция «Стратегия научно-технического развития по направлению «Системы спутниковой и радиорелейной связи» (Красноярск, 2025 г.); I научно-техническая конференция Совета молодых ученых и специалистов СМУС-2025 (г. Москва, 2025 г.); X Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2026 г.) [121, 129, 136, 137, 140-143].

Публикации. По материалам диссертационного исследования опубликовано 16 научных работ, из них: 7 в журналах из перечня ВАК, из них 2 в журнале, переводная версия которого индексируется в базе Scopus, получено 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ и 1 патент на полезную модель.

Внедрение результатов работы. Результаты работы были применены в следующей научно-исследовательской работе: «Развитие фундаментальных основ и

технологий разработки систем персональной мобильной спутниковой связи» (номера FSRZ-2023-0008, FSRZ-2026-0010). Также результаты используются при разработке и модернизации станций спутниковой связи миллиметрового диапазона длин волн предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), что подтверждают акты внедрения.

Личный вклад автора. Автором лично выполнены: аналитический обзор и постановка задач; разработка концепций и топологии излучающих элементов и гибридных систем питания; трехмерное электродинамическое моделирование и параметрический расчет всех структур; проведение экспериментальных измерений макетов; обработка и интерпретация результатов; подготовка основных публикаций и апробация на конференциях. Все представленные в работе результаты получены автором лично или при его непосредственном участии.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объем работы составляет 168 страниц, включая 127 рисунков и 12 таблиц. Список литературы содержит 143 наименования. Приложение с документами, подтверждающими право на интеллектуальную собственность, изложено на 4 страницах, приложение с актами использования результатов исследований изложено на 2 страницах.

Первая глава посвящена анализу современных технических решений построения двухдиапазонных антенных систем спутниковой связи. Рассмотрены зеркальные антенны, отражательные и фазированные АР, а также способы совмещения излучателей К- и Q-диапазонов в общей апертуре. Особое внимание уделено низкопрофильности, междиапазонной изоляции и технологиям систем питания. Определены требования к разрабатываемой АР и обоснован выбор гибридной планарно-волноводной распределительной сети.

Вторая глава посвящена разработке и исследованию двухдиапазонных излучающих элементов К/Q-диапазонов. Разработаны два варианта излучателей. Исследованы их полосы согласования, поляризационные характеристики и междиапазонная изоляция.

Третья глава посвящена разработке двух конструкций совмещенных АР и гибридных систем их питания. Проведено электродинамическое моделирование и сравнение характеристик.

Четвертая глава посвящена изготовлению макетов АР и экспериментальным исследованиям. Описаны материалы и технологии изготовления многослойных печатных плат и волноводных структур. Приведены методика измерений в безэховой камере и результаты экспериментального исследования обеих конструкций. Выполнено сравнение измеренных характеристик и подтверждена работоспособность разработанных АР.

Глава 1. Анализ современных технических решений построения двухдиапазонных антенных систем

1.1 Двухдиапазонные антенные системы спутниковой связи

Развитие систем спутниковой связи сопровождается освоением более высоких частотных диапазонов, включая К-, Ка- и Q-диапазоны, что позволяет увеличивать пропускную способность радиолиний. Одновременно расширяется применение спутниковой связи в мобильных и носимых терминалах, для которых наряду с коэффициентом усиления (КУ) существенное значение имеют масса и габариты антенной системы, ее профиль, технологичность изготовления и устойчивость к внешним механическим воздействиям.

Наибольший вклад в развитие совмещенных антенных систем и решеток внесли зарубежные ученые D. Pozar, K. Wu, P.-S. Kildal, E. Rajo-Iglesias, A. U. Zaman, а также отечественные исследователи Л. И. Пономарев, Е. В. Овчинникова, А. Ю. Гринев, А. А. Измайлов, Д. И. Воскресенский, П. А. Шмачилин.

В настоящей работе рассматривается совмещенная антенная апертура, предназначенная для приема в диапазоне 19,0-21,2 ГГц и передачи в диапазоне 43,5-45,5 ГГц. Центральные частоты рабочих диапазонов отличаются более чем в два раза (1).

$$\frac{f_Q}{f_K} = \frac{44,5}{20,1} \approx 2,2 \quad (1)$$

Следовательно, одна и та же физическая область апертуры имеет существенно различные электрические размеры в К- и Q-диапазонах. Поэтому выбор архитектуры антенны должен учитывать не только возможность получения высокого КУ, но и возможность совмещения двух частотно разнесенных трактов в одной низкопрофильной конструкции.

В современных спутниковых системах для формирования высоконаправленного излучения применяются главным образом зеркальные антенны, отражательные АР [10-11] и непосредственно излучающие плоские фазированные АР (активные и пассивные). Принцип действия рассматриваемых архитектур схематично представлен на рисунке 1.

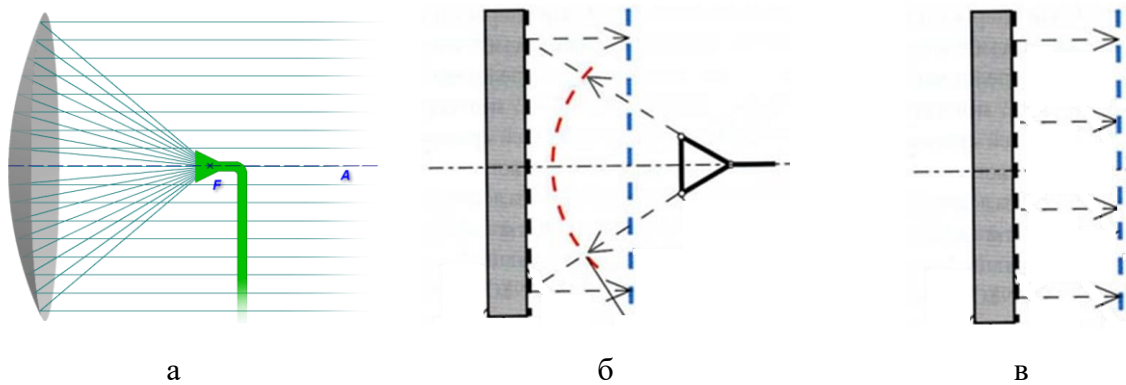


Рисунок 1 – Основные архитектуры антенных систем: а – зеркальная антенна; б – отражательная AP; в – плоская фазированная AP

Наиболее существенное различие между рассматриваемыми архитектурами заключается в способе формирования фазового распределения в апертуре. В зеркальной антенне оно формируется геометрией отражающей поверхности, в отражательной AP – совокупностью фазовых характеристик пассивных отражающих элементов, а в плоской фазированной AP – распределительной системой, непосредственно возбуждающей излучающие элементы.

1.1.1 Зеркальные антенны

Применение зеркальных антенн является одним из наиболее распространенных способов формирования высокоэффективной апертуры. В параболической антенне электромагнитная волна от облучателя отражается от профилированной поверхности, вследствие чего формируется требуемое фазовое распределение поля в апертуре. В первом приближении КУ определяется выражением (2).

$$G \approx \eta_a \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2, \quad (2)$$

где D – диаметр рефлектора, λ – длина волны, η_a – коэффициент использования апертуры.

Основными достоинствами зеркальных антенн являются высокий КУ, высокий КПД и широкая рабочая полоса. Эти свойства сохраняются и при переходе к миллиметровому диапазону.

Для обеспечения двухдиапазонной работы зеркальных антенн используются специальные двухдиапазонные облучатели, которые возбуждают зеркальную апер-

туру в обоих рабочих диапазонах. Подобные решения созданы как для Ku/Ка-диапазонов [12], так и для частот, близких к рассматриваемым в настоящей работе, – 19,172-19,792 и 43,924-44,524 ГГц [13]. Последний пример подтверждает возможность построения двухдиапазонной зеркальной антенны при отношении центральных частот более 2,3.

В работе [14] разработали двухдиапазонную цилиндрическую зеркальную антенну (рисунок 2) для компактного спутникового терминала, работающую в К/Ка-диапазонах.

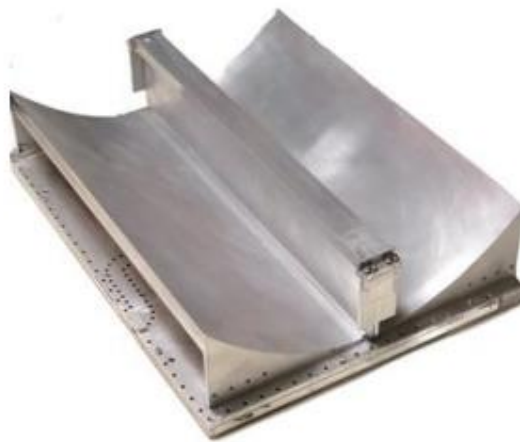


Рисунок 2 – Прототип цилиндрического рефлектора

Следовательно, зеркальные антенны могут быть применены для двухдиапазонных терминалов спутниковой связи при использовании специальных конструктивных решений. Однако для мобильных и особенно носимых терминалов серьезным ограничением зеркальной архитектуры остается объемная геометрия антенной системы. Для параболического зеркала глубина определяется соотношением:

$$h = \frac{D}{16F}, \quad (3)$$

где F – фокусное расстояние.

Кроме того, в зеркальной антенне необходимо разместить облучатель и конструкцию его крепления. Поэтому при увеличении размера апертуры возрастает не только ее площадь, но и объем, занимаемый всей антенной системой. В носимом исполнении это затрудняет установку антенны непосредственно на носимом обо-

рудовании и требует специальных решений для ее транспортировки и развертывания. Складные и развертываемые зеркальные антенны позволяют уменьшить габариты в транспортном положении, однако требуют механизма раскрытия и фиксации поверхности. При этом сохранение расчетной формы апертуры после развертывания является необходимым условием получения требуемых характеристик.

Для мобильного применения дополнительным фактором являются механические и аэродинамические нагрузки. Выступающая поверхность и расположенный облучатель увеличивают площадь, подверженную воздействию набегающего воздушного потока, что предъявляет повышенные требования к механической жесткости конструкции и ее креплению. Данные ограничения являются одной из причин развития низкопрофильных антенных систем для Satcom-on-the-Move [15, 16].

В Q/V-диапазоне проблема механической стабильности выходит на первый план. На частотах 40-50 ГГц длина волны исчисляется миллиметрами, поэтому даже небольшие отклонения поверхности рефлектора становятся соизмеримыми с допустимыми фазовыми искажениями апертуры. Как следствие, деформации зеркала могут существенно исказить фазовое распределение и снизить КУ. Именно поэтому для зеркальных антенн миллиметрового диапазона отдельно прорабатываются вопросы точности изготовления и жесткости конструкции [17].

В итоге, при всех своих преимуществах, классическая зеркальная антенна для задачи данной работы имеет ряд недостатков: объемная геометрия, необходимость в отдельном облучателе, увеличение массы с габаритами, усложнение механизмов развертывания, а также ужесточение требований к стабильности из-за работы в миллиметровой части спектра.

1.1.2 Отражательные антенные решетки

Отражательная АР выполнена в виде плоской панели, состоящей из множества пассивных ячеек [18]. Волна от облучателя падает на эту поверхность, а нужное фазовое распределение в отраженном поле создается за счет вариации геометрии, поворота или иных электродинамических параметров каждого элемента (рисунк 3).

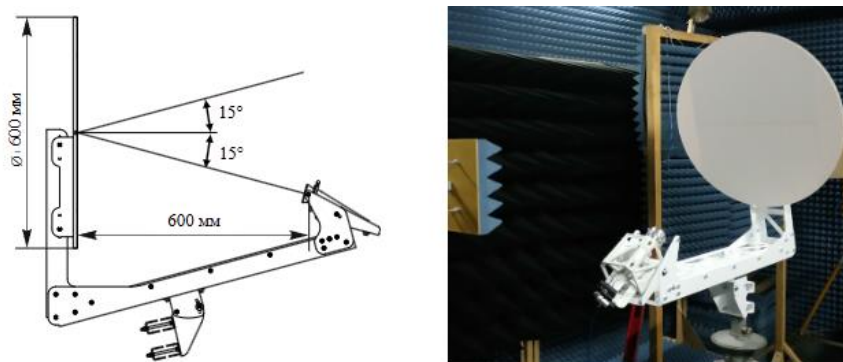


Рисунок 3 – Конструкция отражательной АР

Основным преимуществом отражательной АР по сравнению с зеркальными антеннами является возможность выполнения отражающей поверхности практически плоской. Это позволяет существенно уменьшить профиль конструкции. В частности, в [19] разработана К-диапазонная отражательная АР круговой поляризации, которая на частоте 24,6 ГГц имеет КУ 31,5 дБ, КПД 58 % и профиль $0,042\lambda_0$ (рисунок 4).

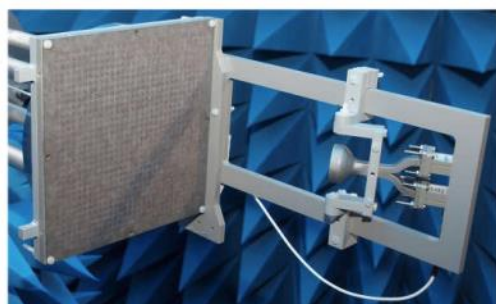
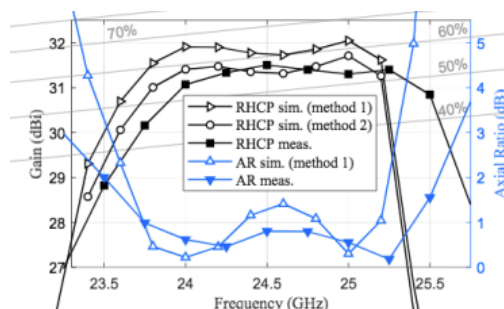


Рисунок 4 – Прототип отражательной АР

Отражательные АР также рассматриваются применительно к двухдиапазонным спутниковым системам [20, 21].

По отношению к исследуемой конструкции отражательная АР оказывается более близким решением, чем традиционная зеркальная антенна. Тем не менее принцип ее работы по-прежнему основан на пространственном возбуждении апертуры посредством облучателя. Для двухдиапазонной системы это несет дополнительные электродинамические ограничения. Фазовый отклик отражающего элемента зависит от частоты, угла падения и взаимодействия с соседними элементами. Поэтому при одновременной работе в К/Q-диапазонах необходимо обеспечить требуемый фазовый сдвиг в двух существенно разнесенных частотных областях. Это

усложняет конструкцию фазокорректирующих элементов и ограничивает возможности их независимой оптимизации. Отечественный вариант подобной конструкции исследован в работе [22]. В ней применен единый плоский слой двухчастотных фазокорректирующих элементов (рисунок 5), обеспечивающих независимую работу в низкочастотной и высокочастотной полосах. Этот результат демонстрирует принципиальную возможность построения двухдиапазонной апертуры при значительном различии электрических размеров элементов.

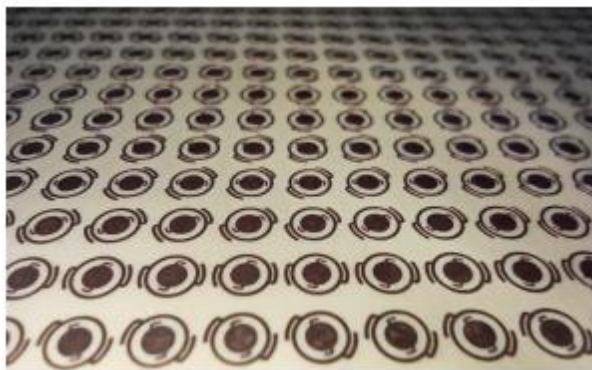


Рисунок 5 – Фрагмент изготовленной топологии двухчастотной отражательной АР

Однако малый профиль самой отражающей поверхности еще не гарантирует компактности всей системы в целом: между облучателем и апертурой необходимо выдерживать определенное расстояние и обеспечивать согласование поля облучателя с раскрывом.

Таким образом, отражательная АР обеспечивает меньший размер, чем классическая зеркальная антенна, но сохраняет внешнее возбуждение и частотную зависимость фазообразования, что сужает возможности построения независимых К/Q-трактов.

1.1.3 Активные фазированные антенные решетки

Особым классом плоских антенных систем являются активные фазированные АР (АФАР), в которых формирование и управление диаграммой направленности (ДН) осуществляется за счет изменения амплитудно-фазового распределения сигналов в отдельных каналах решетки. В отличие от пассивной АР, где распределение мощности между излучателями формируется преимущественно пассивной

системой, в АФАР функции формирования луча непосредственно связаны с активными СВЧ-каналами, включающими усилители и фазовращатели [23-26].

Основным преимуществом АФАР для спутниковых терминалов является возможность электронного управления направлением главного лепестка. Это особенно важно для терминалов, работающих в движении и взаимодействующих с изменяющими свое положение спутниками.

В работе [24] рассмотрена АФАР для мобильной спутниковой связи в К-диапазоне, выполненная с использованием LTCC-технологии (рисунок 6).

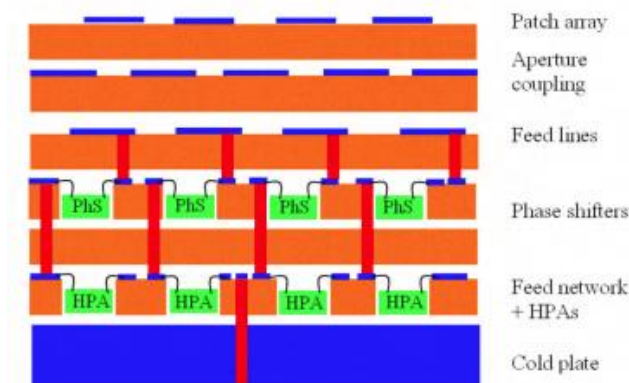


Рисунок 6 – Поперечное сечение концепции АФАР, реализованной по технологии LTCC

Авторы отмечают необходимость низкопрофильного исполнения пользовательского терминала и рассматривают АР как альтернативу отражательной технологии.

Отечественные исследования также подтверждают перспективность плоских ФАР для спутниковых терминалов. В работе [25] рассмотрены вопросы реализации АФАР терминала системы «Экспресс-РВ»: формирование требуемых ДН и размещение большого числа излучателей в плоской апертуре. Полученные результаты показывают, что плоские АФАР могут быть использованы для создания компактных терминалов спутниковой связи.

Главное ограничение при построении крупноапертурных двухдиапазонных АФАР связано с большим числом активных СВЧ-компонентов. Каждый канал требует собственных усилителей, фазовращателей, цепей управления и питания. С ростом количества элементов прямо пропорционально увеличиваются сложность, энергопотребление, стоимость и требования к системе охлаждения.

В миллиметровом диапазоне ситуация усугубляется тем, что электрические размеры элементов уменьшаются, а размещать множество каналов приходится на ограниченной площади. При этом каждый активный канал должен сохранять стабильность амплитудно-фазовых характеристик, что на практике требует их калибровки.

Переход к двухдиапазонной системе обостряет перечисленные проблемы. Приемный и передающий тракты в сильно разнесенных полосах нуждаются в независимых активных цепях и собственных средствах формирования ДН. Параллельно приходится решать задачи электромагнитной развязки, компоновки, теплоотвода и обеспечения электромагнитной совместимости двух подсистем.

Исходя из этого, АФАР остаются предпочтительным выбором в тех случаях, когда определяющими являются требования к электронному сканированию, многолучевой работе и функциональной гибкости.

1.1.4 Пассивные фазированные антенные решетки

В пассивной фазированной АР каждый излучающий элемент непосредственно возбуждается распределительной системой. В зависимости от диапазона частот и конструктивных требований могут использоваться микрополосковые и полосковые линии, SIW, металлические и другие типы волноводных структур.

В отличие от зеркальных антенн и отражательных АР, в пассивной фазированной АР распределение электромагнитной энергии формируется непосредственно внутри антенны. Это позволяет объединить излучающие элементы и систему питания в единую многослойную конструкцию и независимо формировать К- и Q-тракты. В отличие от АФАР, амплитудно-фазовое распределение в пассивной реализации формируется преимущественно пассивной системой питания, что позволяет существенно сократить количество активных компонентов.

Возможности данной архитектуры подтверждены рядом работ для частотных диапазонов, близких к рассматриваемым в настоящей работе. В [27] разработана планарная совмещенная К/Ка-диапазонная АР с отдельными распределительными системами двух диапазонов. Для Q-диапазона в [28] продемонстрирована

планарная АР круговой поляризации на частоте 45 ГГц с использованием SIW-технологии. Таким образом, применение пассивных фазированных АР непосредственно в области частот, рассматриваемой в настоящей работе, имеет экспериментальное подтверждение.

Пассивные фазированные АР являются одним из наиболее перспективных решений для мобильных и носимых станций спутниковой связи. Их основным преимуществом является возможность реализации высоконаправленной апертуры при существенно меньшей толщине и объеме по сравнению с традиционными зеркальными антеннами, а также непосредственная интеграция излучающих элементов и системы питания в конструкцию антенны. Это особенно важно для терминалов, предъявляющих повышенные требования к массогабаритным характеристикам, низкому профилю и конструктивной интеграции антенной системы. Дополнительным преимуществом является возможность формирования многодиапазонных апертур за счет размещения излучающих элементов различных частотных диапазонов в пределах одной плоской поверхности. Поэтому пассивные фазированные АР представляют особый интерес для построения компактных совмещенных антенных систем спутниковой связи, в том числе работающих в миллиметровом диапазоне.

1.1.5 Требования к двухдиапазонным антенным системам К/Q-диапазонов

В предыдущих подразделах рассмотрены различные типы антенных систем с точки зрения их пригодности для мобильных и носимых спутниковых терминалов. Ключевыми требованиями здесь являются компактность, низкий профиль и технологичность при сохранении необходимых электродинамических характеристик. В этом контексте двухдиапазонные АР с совмещенной апертурой представляются наиболее перспективным направлением.

Объектом данной работы является совмещенная АР, рассчитанная на прием в полосе 19,0-21,2 ГГц и передачу в полосе 43,5-45,5 ГГц. Как ранее отмечалось, отношение превышает 2,2, что означает существенное различие электрических размеров и шагов размещения элементов для нижнего и верхнего диапазонов. Поэтому

требуется продуманный выбор геометрии и топологии, а не механическое объединение двух решеток.

Первое требование – эффективное использование общей апертуры. Период расположения элементов в каждом диапазоне должен исключать недопустимые дифракционные лепестки. Элементы Q-диапазона необходимо вписать в структуру K-диапазона без увеличения габаритов и профиля, сохранив высокий КИП в обоих каналах.

Второе ключевое требование – междиапазонная изоляция. Совместное размещение излучателей неизбежно приводит к электромагнитному взаимодействию, которое может ухудшить согласование и снизить КПД. Элементы должны обладать частотной селективностью, а их взаимное влияние – быть минимальным.

Для спутниковой связи в данных диапазонах используется круговая поляризация. Она должна формироваться без излишнего усложнения системы. Кроме того, решетка должна обеспечивать требуемую ДН и приемлемый УБЛ.

Отдельного внимания заслуживает система питания. В Q-диапазоне потери в линиях передачи и соединениях напрямую влияют на общий КПД. С ростом числа элементов растут протяженность тракта и количество стыков, поэтому питающая система должна обеспечивать амплитудно-фазовое распределение с минимальными потерями и быть совместимой с низкопрофильной конструкцией.

Наконец, необходимо учитывать технологические ограничения. На частотах порядка десятков гигагерц даже небольшие геометрические отклонения, качество поверхностей и точность сборки заметно сказываются на характеристиках. Конструкция должна быть реализуема в рамках доступных технологий – многослойной печати и механообработки – и содержать минимум соединений, критичных к допускам.

Все перечисленные требования взаимосвязаны. Увеличение числа элементов повышает эффективность использования апертуры, но удлиняет систему питания и увеличивает потери. Улучшение развязки может потребовать изменения структуры излучателей, что скажется на профиле и технологичности. Таким образом, проектирование решетки K/Q-диапазонов требует комплексного решения трех

ключевых задач: построения совмещенной апертуры, выбора излучающих элементов и разработки оптимальной системы питания. Анализ существующих подходов к их решению представлен далее.

1.2 Обзор двухдиапазонных антенных решеток с совмещенной апертурой

Одним из перспективных направлений развития компактных спутниковых антенных систем является создание многодиапазонных решеток с совмещенной апертурой. Такой подход позволяет использовать одну физическую поверхность для работы в нескольких радиоканалах.

В современных конструкциях совмещенных апертур применяются различные принципы объединения излучающих структур. По способу построения можно выделить: пространственное размещение излучателей разных диапазонов, многодиапазонные излучающие элементы, а также многослойные конструкции с частотно-селективными и метаповерхностными элементами.

1.2.1 Пространственное совмещение излучающих элементов различных диапазонов

Самый распространенный способ построения двухдиапазонной апертуры – размещение на одной поверхности групп излучателей для каждого диапазона. При этом элементы могут иметь различные электрические размеры и различные пространственные периоды.

Примером служит Ku/Ka-диапазонная решетка из работы [29], где в пределах общей апертуры размещены 208 элементов Ku-диапазона и 832 элемента Ka-диапазона (рисунок 7). Для снижения взаимного влияния между элементами разных диапазонов применены металлические экранирующие переходные отверстия.

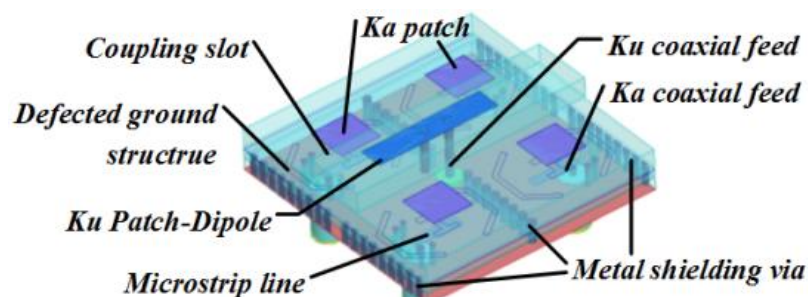


Рисунок 7 – Излучатель двухдиапазонной АР с общей апертурой

Четырехслойная печатная структура позволила разместить элементы двух диапазонов в одной плоскости. Экспериментально получены полосы 10,7 и 9,1% соответственно.

Аналогичный подход реализован в конструкции, предложенной в [30] для Е/Ка-диапазонов: на общей апертуре размещены 2×4 элемента Ка-диапазона и 8×16 элементов Е-диапазона (рисунок 8).

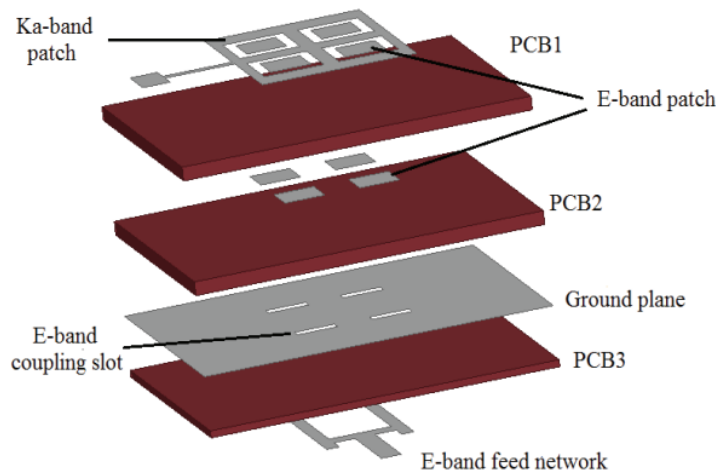


Рисунок 8 – Е/Ка-диапазонная конструкция АР

Питающая система выполнена последовательно-параллельной, что позволило сократить площадь, занимаемую линиями передачи.

Еще более выраженное частотное разнесение представлено в работе [31] для S/Ка-диапазонов: отношение центральных частот там достигает 12,1. В этой конструкции низкочастотный патч одновременно задействован как часть высокочастотной SIW-решетки. Измеренные значения развязки между каналами составили около 45 дБ на нижней частоте и 35 дБ на верхней. При этом с ростом отношения рабочих частот увеличивается различие электрических размеров элементов, что требует согласования двух различных пространственных периодов решетки.

В работе [32] пространственное совмещение двух диапазонов реализовано на основе печатных вложенных диполей (рисунок 9). Такие структуры позволяют более эффективно использовать площадь апертury за счет геометрического масштабирования элементов.

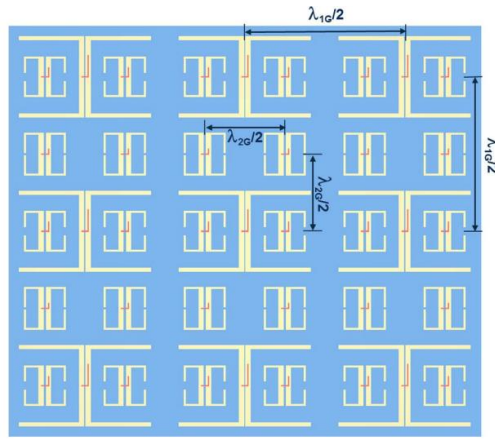


Рисунок 9 – Дипольная двухдиапазонная АР

При отношении частот 1:2 были получены полосы не менее 5% и междиапазонная изоляция более 15 дБ.

Аналогичный принцип реализован в печатной решетке L/S-диапазона [33], где элементы с большей электрической длиной размещены вокруг элементов меньшего размера (рисунок 10). Такое решение позволяет физически разнести излучатели, не расширяя при этом общую апертуру.

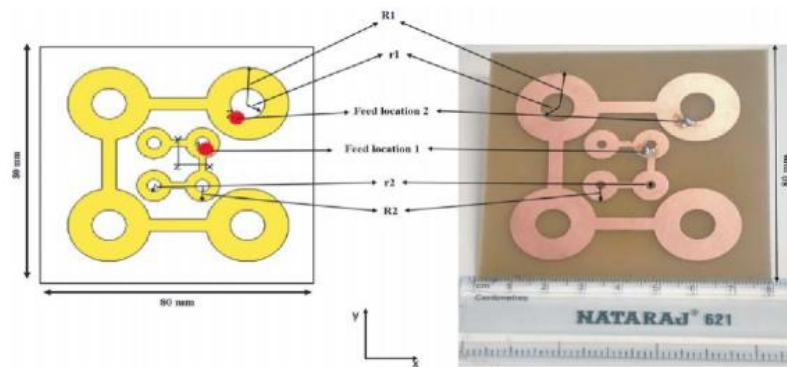


Рисунок 10 – Конструкция АР

Отечественный пример пространственного совмещения излучателей разных диапазонов приведен в работе [34], где рассматривается двухдиапазонная совмещенная фазированная АР L/S-диапазонов. В общей апертуре размещены 10 излучателей L-диапазона и 40 излучателей S-диапазона, что позволяет сформировать две подрешетки с разными пространственными периодами в пределах единого раскрыва.

Более широкий обзор двухдиапазонных совмещенных АР представлен в [35]. Авторы анализируют различные варианты взаимного размещения излучателей разных диапазонов и подчеркивают необходимость учета их электромагнитного взаимодействия, которое может изменять входной импеданс, ДН и поляризационные характеристики.

Таким образом, пространственное размещение элементов дает независимость в проектировании диапазонов, но требует решения двух задач: эффективного использования площади и снижения взаимного влияния излучателей.

1.2.2 Многодиапазонные излучающие элементы

Альтернативой пространственному размещению отдельных групп элементов является использование одного физического излучателя, обладающего несколькими резонансами или рабочими модами. Такой подход позволяет сократить число отдельных элементов и повысить степень конструктивной интеграции антенной системы.

В отечественных исследованиях данный подход реализован при построении двухдиапазонной микрополосковой АР системы спутникового телевидения [36]. В работе разработан двухдиапазонный микрополосковый излучатель, выполнена его параметрическая оптимизация и исследованы характеристики АР.

Показательный пример такого решения представлен также в работе [37], где предложен однослойный микрополосковый элемент, формирующий две круговые поляризации в разных частотных полосах. Многодиапазонный режим обеспечивается возбуждением двух пар ортогональных мод квадратного патча (рисунок 11).

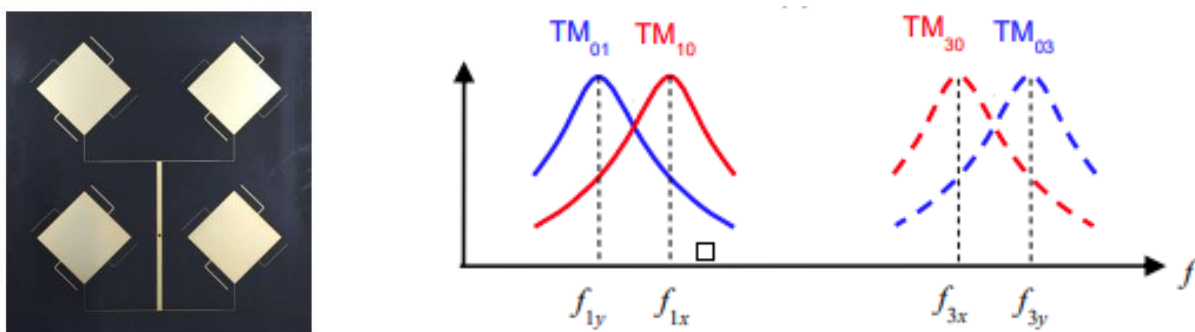


Рисунок 11 – Двухдиапазонная АР с двойной круговой поляризацией

На основе этого элемента изготовлена решетка 2×2 с рабочими частотами 2,53 и 3,59 ГГц. Экспериментально полученные КУ составили 10,8 и 12,5 дБ соответственно. В итоге один физический элемент заменяет две отдельные подрешетки.

Другой подход реализован в работе [38], где для двухдиапазонной решетки применена многослойная печатная конструкция. Элементы Ka-диапазона возбуждаются непосредственно микрополосковыми линиями, а E-диапазона – через апертурную связь. Таким образом, в одной конструкции сочетаются различные типы излучателей и способы их возбуждения.

Основное преимущество многодиапазонного излучателя – сокращение числа физических элементов. Однако при значительном частотном разнесении возникает необходимость независимой настройки нескольких резонансных механизмов. Кроме того, увеличение электрического размера структуры на одной из рабочих частот может приводить к появлению дополнительных мод и усложнять формирование ДН.

Для рассматриваемой задачи центральные частоты K- и Q-диапазонов составляют примерно 20,1 и 44,5 ГГц. Такое разнесение существенно повышает требования к независимости настройки излучающих структур, поэтому использование отдельных элементов для K- и Q-диапазонов оказывается более предпочтительным, чем попытка реализовать оба диапазона одним универсальным излучателем.

1.2.3 Многослойные конструкции и совмещенные структуры

Одним из наиболее практичных способов совмещения является многослойное построение апертуры. В этом случае излучатели, питающие линии и экранирующие слои могут быть разнесены по разным уровням, что дает дополнительную степень свободы при компоновке.

Многослойная технология позволяет использовать различные типы излучателей и питающих сетей в одной конструкции. Например, в [39] низкопрофильная многослойная конструкция объединяет S- и Ka-диапазонные каналы, где в единой антенной системе размещены отражательная и микрополосковая апертуры.

Для спутниковых систем особенно интересна работа [40], в которой в К-диапазоне реализована двойная линейная поляризация, а в Ка-диапазоне – двойная круговая поляризация (рисунок 12).

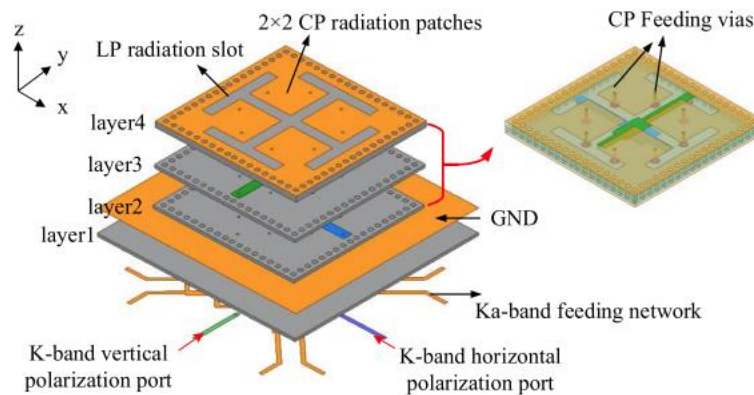


Рисунок 12 – Конфигурация излучателя двухдиапазонной АР

Использование SIW и нескольких печатных слоев позволило получить компактную общую апертуру. Таким образом, одна апертура объединяет различные типы излучающих элементов, способы возбуждения и поляризационные характеристики. При этом авторы отмечают, что увеличение числа слоев повышает сложность изготовления и настройки конструкции.

Интерес представляет также конструкция [38], где различные диапазоны распределены по слоям печатной платы и используют разные схемы возбуждения. Такое решение позволяет разнести системы питания по разным уровням, сохраняя при этом общую плоскую структуру.

Отдельное направление связано с применением частотно-селективных поверхностей (ЧСП). В работе [41] предложена Ку/Ка-диапазонная решетка с 4×4 элементами в Ку-диапазоне и 8×8 – в Ка-диапазоне, расположенными на разных слоях. ЧСП здесь выполняет одновременно две функции: служит конструктивным элементом апертуры и обеспечивает развязку между диапазонами. Экспериментально получены полосы 19,07 % и 23,66 %, а изоляция между портами превышает 20 дБ в нижнем диапазоне и 30 дБ – в верхнем.

Отечественный вариант многослойного построения двухдиапазонной АР исследован в работе [42]. В предложенной конструкции излучатели и питающие структуры разных диапазонов распределены по нескольким слоям общей сборки,

что позволяет реализовать совмещенную апертуру при ограниченной конструктивной высоте. Для разработанной решетки выполнены электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование.

Результаты показывают, что распределение функциональных элементов по слоям не исключает их электромагнитного взаимодействия. Поэтому многослойную компоновку необходимо рассматривать совместно с задачами обеспечения электромагнитной развязки и построения системы питания.

В работе [43] предложена низкопрофильная Ку/Ка-диапазонная совмещенная фазированная АР, в которой для повышения междиапазонной изоляции используется гибридная система, объединяющая метаповерхностную структуру и структуру с дефектами заземления (рисунок 13).

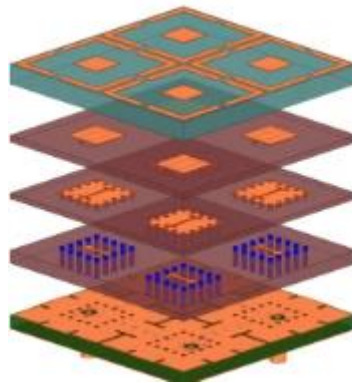


Рисунок 13 – Структура излучающего элемента

Метаповерхностная структура размещена в верхнем слое элемента Ка-диапазона и представляет собой квадратный патч с окружающим его разрывным квадратным кольцо. В нижнем слое размещается дефект заземления в виде щелей, нарушающих путь распространения поверхностных токов и формирующих частотно-селективный запирающий эффект. Совместное применение этих методов позволяет одновременно воздействовать на различные механизмы электромагнитной связи и тем самым повысить эффективность развязки по сравнению с использованием каждой структуры отдельно.

Особое направление развития совмещенных апертур связано с применением метаповерхностных структур, обеспечивающих функциональное повторное использование одной физической структуры в различных частотных диапазонах. В

работе [44] предложена совмещенная С/Ки-диапазонная АР, в которой объединены 4×4 гибридных ZOR-патча, работающих в диапазоне 4,74-5,12 ГГц, и 2×2 метаповерхностных антенны, работающих в диапазоне 13,0-14,0 ГГц (рисунок 14). Принципиальной особенностью конструкции является то, что четыре ZOR-патча каждого низкочастотного элемента одновременно образуют метаповерхностную структуру высокочастотной антенны.

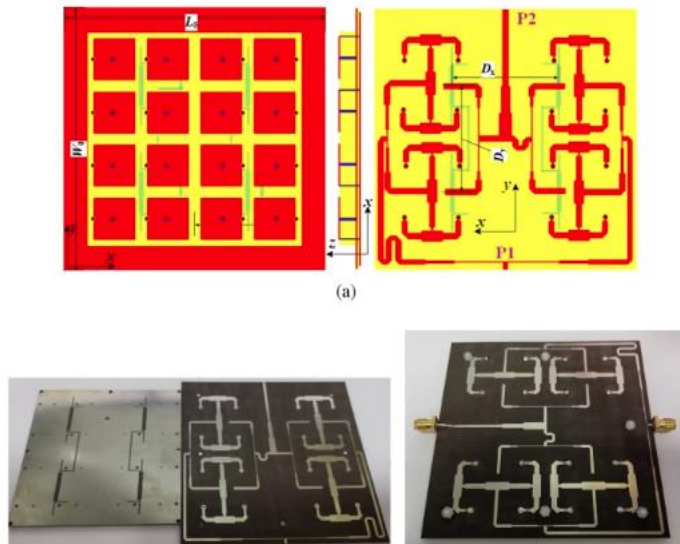


Рисунок 14 – Прототип АР

Таким образом, одна и та же структура используется для формирования излучения в обоих диапазонах, что авторы характеризуют как полное структурное повторное использование. Современные работы демонстрируют дальнейшее развитие этого подхода. В [45] патч используется одновременно как паразитный элемент низкочастотного излучателя и частично отражающая поверхность высокочастотного резонатора.

Для рассматриваемого в работе частотного диапазона особый интерес представляют многослойные конструкции, где разнесение по уровням используется не только для размещения излучателей, но и для построения распределительной системы питания. Однако недостатком такого подхода является увеличение технологической сложности и чувствительности к толщине диэлектрических слоев. Для миллиметровых длин волн небольшое изменение геометрических размеров может приводить к заметному изменению фазового распределения и согласования.

1.2.4 Сравнительный анализ существующих решений

Анализ современных двухдиапазонных АР с совмещенной апертурой показывает разнообразие подходов, которые отличаются пространственным совмещением излучателей, методами междиапазонной развязки и архитектурой систем питания. Основные рассмотренные конструкции сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Сравнение основных способов построения двухдиапазонных совмещенных апертур

Подход	Примеры	Особенности	Ограничения для К/Q-диапазонов
Пространственное совмещение элементов	[29-33]	Независимая оптимизация диапазонов	Взаимное влияние
Многодиапазонный элемент	[37, 38]	Снижение числа физических элементов	Сложность независимой настройки
Многослойные системы	[39, 40]	Высокая степень интеграции	Усложнение технологии изготовления и системы питания
Метаповерхности	[41-45]	Развязка и частотное разделение функций	Сложность конструкции
Гибридные планарно-волноводные системы	[40]	Высокая степень функциональной интеграции	Рост конструктивной и технологической сложности

Для количественной оценки рассмотренных подходов представляет интерес сравнение основных технических характеристик опубликованных АР. В таблице 2 приведены доступные в литературе значения рабочих диапазонов, относительной полосы частот, КУ, КПД, изоляции между диапазонами и конструктивных характеристик. При отсутствии соответствующих данных в публикации параметр не приводится.

Таблица 2 – Сравнительные характеристики существующих двухдиапазонных АР с совмещенной апертурой

Источник	Диапазоны, ГГц	Полоса, %	КУ, дБ	КПД, %	Изоляция, дБ
[5]	20 / 30	10,0 / 6,7	26 / 29,5	>80 / >80	-
[29]	17/32	10,7 / 9,1	28,4 / 34,0	>58 / >48,7	-
[32]	1 / 2	≥ 5 / ≥ 5	12 / 16,2	-	>15
[38]	28 / 83	3,6 / 4,3	15,5 / 24,7	-	>33
[40]	21 / 28	8,8 / 18,2	6,5 / 7,4	-	>18
[43]	18 / 32	25 / 11,8	17,13 / 22,7	-	>36,3 / >17,7

Практическая значимость низкопрофильных многодиапазонных антенных систем подтверждается наличием современных промышленных терминалов спутниковой связи. В качестве примера можно привести терминал компании Get SAT, работающий на прием в полосе 19,2-21,2 ГГц и на передачу в полосе 29-31 ГГц [46]. Габариты антенной панели составляют 250×135 см, масса всего терминала – 8,7 кг. Предусмотрена круговая поляризация как правого, так и левого вращения.

В итоге, современные исследования показывают, что совмещение каналов в низкопрофильной апертуре достижимо, в том числе с применением SIW, gap-волноводов и гибридного питания. Однако большинство работ выполнено для К/Ка и Ку/Ка, где частотное отношение ниже, чем у К/Q-диапазонов, рассматриваемых в данной работе.

Для К- (19,0-21,2 ГГц) и Q-диапазонов (43,5-45,5 ГГц) с отношением центральных частот около 2,2 целесообразно применить пространственно-иерархическое совмещение отдельных излучателей каждого диапазона. Это позволяет проводить независимую электродинамическую оптимизацию элементов при сохранении общей низкопрофильной апертуры. Вместе с тем анализ современных конструкций показывает, что для подобных систем наряду с характеристиками излучателей ключевую роль играет архитектура системы питания – от нее зависят потери, габариты, технологичность и возможность интеграции диапазонов. Это определяет необходимость дальнейшего анализа двухдиапазонных излучающих элементов и технологий построения низкопрофильных систем питания.

1.3 Анализ излучающих элементов двухдиапазонных антенных решеток

Излучающий элемент является основным электродинамическим звеном АР, определяющим ее локальные характеристики согласования, полосу частот, поляризацию и эффективность. В двухдиапазонной совмещенной апертуре задача усложняется тем, что один либо несколько элементов должны функционировать в условиях присутствия излучателей другого диапазона.

Основные используемые в литературе типы элементов можно условно разделить на микрополосковые, щелевые, дипольные, диэлектрические и полостные.

1.3.1 Одно- и многорезонансные микрополосковые элементы

Микрополосковый патч является одним из наиболее распространенных элементов низкопрофильных решеток благодаря планарности и технологической совместимости с печатными платами. Основные положения теории микрополосковых антенн подробно рассмотрены в работах [47, 48].

В отечественной литературе задачи моделирования микрополосковых излучателей АР рассматривались, в частности, в работе [49], где анализировалось влияние геометрии элементов и их взаимного расположения на характеристики решетки. Полученные результаты полезны при выборе пространственного периода печатных излучателей в совмещенных апертурах.

Для получения двух рабочих диапазонов возможно использование двух резонаторов различного электрического размера. Такой подход позволяет формировать независимые резонансы, однако при значительном отношении частот размеры одного из резонаторов может становиться слишком большими либо слишком малыми относительно элементарной ячейки.

Другой вариант основан на использовании нескольких связанных резонаторов. В таком стек-патче паразитный резонатор располагается над возбуждаемым, а электромагнитная связь между ними формирует несколько близко расположенных резонансов.

В работе [50] показано, что стек-патч (рисунок 15) позволяет существенно расширить полосу согласования.

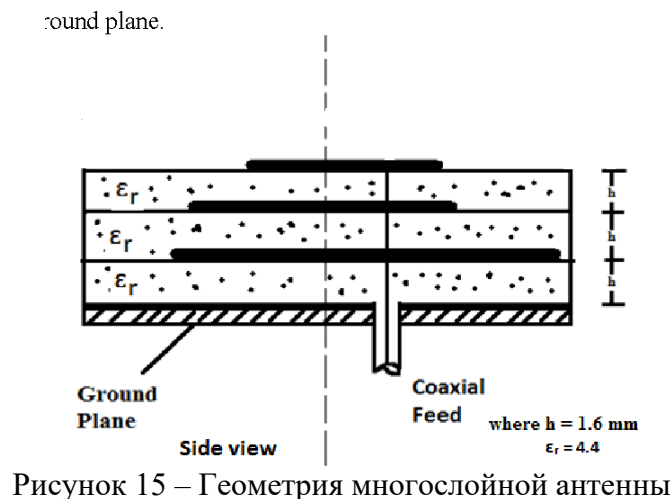


Рисунок 15 – Геометрия многослойной антенны

Для отдельных конструкций полоса может достигать ширины вплоть до одной октавы.

В двухдиапазонных решетках стек-структуры используются для получения нескольких частотных характеристик при сохранении общей апертуры. Например, в [51] рассмотрена L/C-диапазонная совмещенная по данному принципу решетка.

В работе [52] разработана компактная двухдиапазонная двухполяризационная микрополосковая решетка, в которой возбуждаемые патчи используют общие паразитные элементы (рисунок 16).

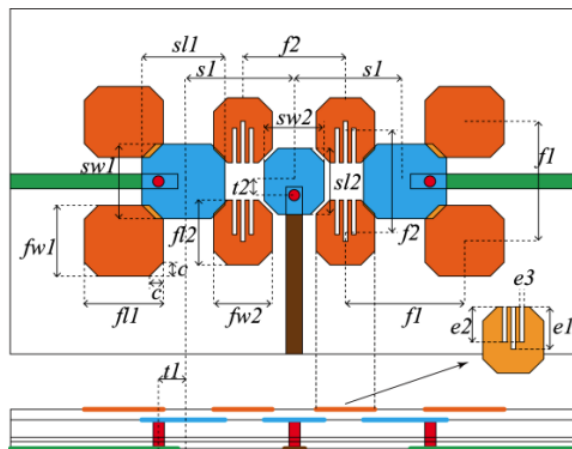


Рисунок 16 – Конфигурация излучателей

Такой подход одновременно позволяет уменьшить толщину и сформировать требуемые частотные характеристики.

Недостатком связанных резонаторов является увеличение числа конструктивных параметров и взаимная зависимость их характеристик. Изменение расстояния между резонаторами, толщины подложки или размеров паразитного элемента влияет одновременно на несколько резонансных частот.

1.3.2 Элементы с апертурным возбуждением

Принцип апертурного возбуждения заключается в передаче энергии от питающей линии к патчу через щель, прорезанную в металлическом экране (рисунок 17). Этот подход, впервые предложенный Позаром [53], получил широкое распространение в печатных антенных конструкциях.

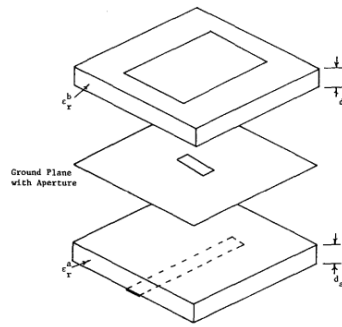


Рисунок 17 – Структура излучателя на апертурной связи

В отличие от непосредственного подключения питания к патчу [50], апертурная связь позволяет разнести излучающую и питающую части элемента по разным слоям, что дает дополнительную гибкость при оптимизации характеристик. Физические механизмы, лежащие в основе такого возбуждения, детально рассмотрены в [54] с учетом влияния подложек, поверхностных волн и собственного излучения щели.

Различные модификации широкополосных апертурных структур представлены в работах [55, 56]. Среди них особый интерес вызывают Н-образные щели. Варьируя их длину, ширину и взаимное расположение, можно управлять коэффициентом связи и входным сопротивлением элемента. В [57] показано, что применение Н-образной апертуры позволяет существенно расширить рабочую полосу микроволнового излучателя.

Кроме того, апертурная связь удобна для формирования двух ортогональных поляризаций: две перпендикулярно ориентированные щели возбуждают независимые поляризационные каналы, что продемонстрировано в [58] (рисунок 18).

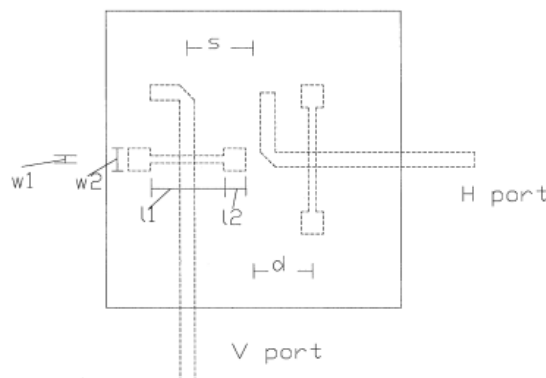


Рисунок 18 – Конструкция излучателя с апертурным возбуждением с двумя ортогональными поляризациями

Для двухдиапазонных структур у этого подхода есть еще одно важное преимущество – возможность размещения питающих линий и излучающего патча на разных слоях. Это позволяет совместить несколько частотных каналов, избегая прямого пересечения проводниковых трактов.

1.3.3 Дипольные и щелевые элементы

Дипольные излучатели отличаются гибкостью пространственной компоновки, что делает их пригодными для построения двухдиапазонных АР. В качестве примера можно привести конструкцию на основе печатных вложенных диполей [32], где два типа диполей с резонансными частотами, различающимися в два раза, размещены в пределах общей апертуры.

Отдельное направление связано с использованием геометрии щелей и конфигурации дипольных элементов для управления распределением поверхностных токов и характеристиками излучения. В работе [59] исследован Е-образный щелевой элемент миллиметрового диапазона, для которого изменение формы щели позволяет влиять на ДН, уровень кросс-поляризации и согласование. В [60] введение дополнительной U-образной щели в Е-образный излучатель (рисунок 19) используется для возбуждения дополнительных мод, что обеспечивает расширение рабочей полосы.

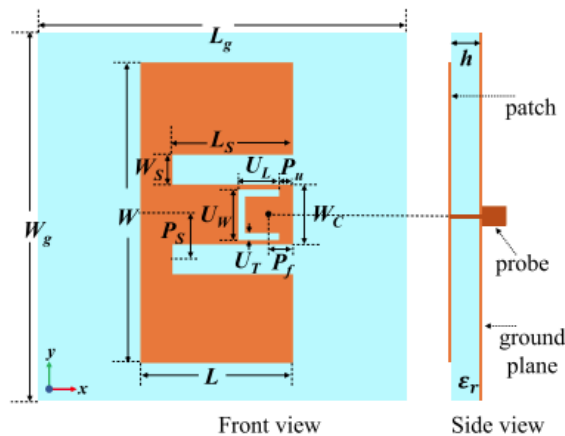


Рисунок 19 – Геометрия излучателя

Для Е-образного магнитоэлектрического диполя в [61] показано, что изменение конфигурации электрической части элемента позволяет управлять распределе-

нием поверхностных токов и формировать устойчивую ДН в широкой полосе частот. Таким образом, геометрия щелей и дипольных проводников может служить дополнительным инструментом управления не только резонансными свойствами, но и пространственными характеристиками излучения. Однако усложнение геометрии щелей и дипольных проводников увеличивает чувствительность характеристик излучателя к технологическим отклонениям и усложняет процесс его оптимизации.

1.3.4 Диэлектрические резонаторные элементы

Интерес к диэлектрическим резонаторным антеннам обусловлен возможностью достижения высоких значений добротности при отсутствии проводящих элементов, ответственных за резонанс. В качестве примера в [62] диэлектрический резонатор используется как единый элемент для двухдиапазонной АР (рисунок 20).

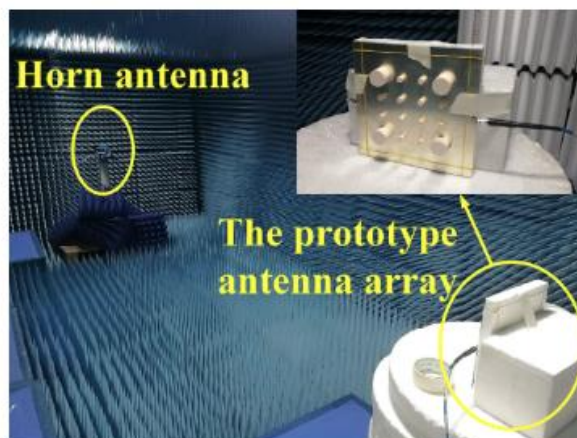


Рисунок 20 – АР на диэлектрических резонаторах

Один и тот же резонатор участвует в формировании излучения двух диапазонов, а дополнительные элементы обеспечивают требуемую пространственную периодичность высокочастотного канала. Экспериментально получена изоляция более 30 дБ.

Данный подход показывает, что использование многомодовых резонаторов позволяет уменьшить количество физических элементов. Однако форма и положение мод существенно зависят от геометрии резонатора и свойств диэлектрического материала.

1.3.5 Полостные и волноводные элементы

На миллиметровых длинах волн важным альтернативным решением становятся полостные и волноводные элементы. Их преимущество заключается в высокой эффективности и возможности формирования хорошо контролируемого поля.

В полно металлической решетке К/Ка-диапазонов [5] излучающие элементы представляют собой круглые апертуры, расположенные на верхней пластине антенны и возбуждаемые двумя сложенными друг на друга резонаторами разного диаметра для работы в двух частотных диапазонах (рисунок 21).

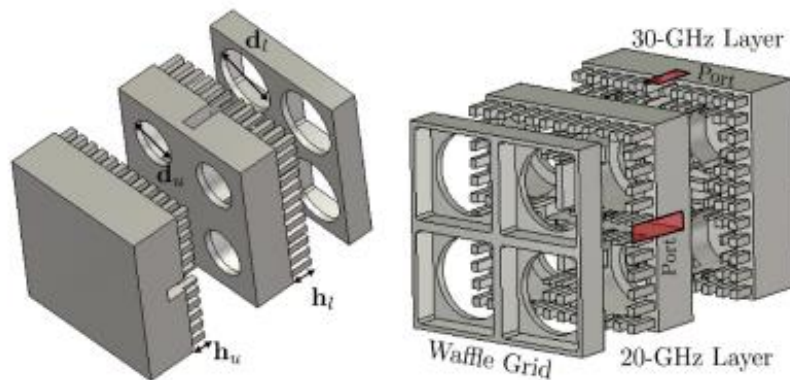


Рисунок 21 – Слои двухдиапазонной базовой ячейки AP

Каждая полость формирует отдельный резонанс, а общая апертура используется двумя диапазонами. Питание реализовано на основе гар-волновода.

В более поздней работе [63] реализовано сочетание патч-элемента Ку-диапазона и полостного элемента Ка-диапазона с питанием от одного источника (рисунок 22).

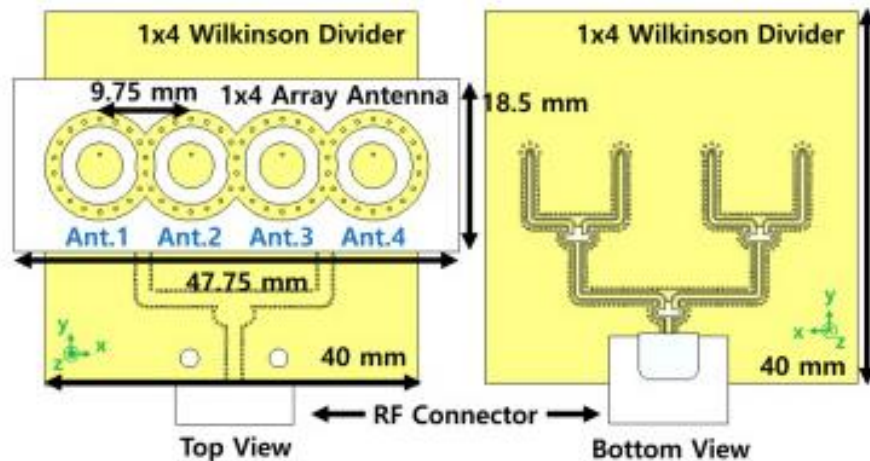


Рисунок 22 – Конструкция излучателя

1.3.6 Формирование круговой поляризации

Для спутниковых систем связи важной характеристикой излучателя является возможность формирования круговой поляризации. Для этого необходимо сформировать две ортогональные составляющие поля с приблизительно одинаковыми амплитудами и фазовым сдвигом около 90° .

В микрополосковых элементах круговая поляризация может формироваться за счет среза углов патча, специальных щелей, двухточечного возбуждения либо последовательного возбуждения элементов [64-66]. В двухдиапазонных совмещенных структурах поляризационные характеристики дополнительно зависят от присутствия элементов другого диапазона.

Распространенным способом формирования круговой поляризации в АР является применение турникетной схемы возбуждения [67]. В данном случае соседние излучатели или группы излучателей располагаются с определенным угловым поворотом относительно друг друга, а сигналы, поступающие на них, имеют фазовый сдвиг 90° (рисунок 23).

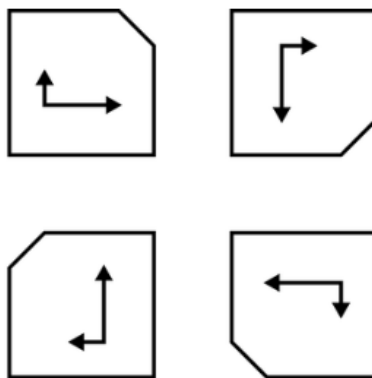


Рисунок 23 – Пространственный поворот излучателей

За счет пространственного поворота излучающих элементов и квадратурного фазового соотношения возбуждений формируются две ортогональные составляющие электромагнитного поля, находящиеся в квадратуре по фазе. Их совместное излучение обеспечивает формирование поля с круговой поляризацией. Такой принцип позволяет формировать круговую поляризацию непосредственно на уровне АР без существенного усложнения конструкции каждого отдельного излучателя. При этом характеристики поляризации определяются точностью угловой ориентации

элементов и поддержанием требуемого фазового сдвига между каналами возбуждения.

1.3.7 Сравнительный анализ излучающих элементов

Рассмотрены основные типы излучателей для двухдиапазонных решеток: микрополосковые, на связанных резонаторах, с апертурным возбуждением, дипольные, щелевые, диэлектрические резонаторы, полостные и волноводные. Критерии выбора для совмещенной К/Q-апертуры – рабочие полосы, профиль, междиапазонная развязка, технологичность и совместимость с системой питания. Сравнительная информация сведена в таблице 3.

Таблица 3 – Сравнение основных типов излучающих элементов

Тип элемента	Полоса	Профиль	Технологичность	Изоляция	Основные ограничения
Микрополосковый патч	Узкая	Низкий	Высокая	Средняя	Ограниченная полоса
Связанные микрополосковые резонаторы	Высокая	Средний	Высокая	Средняя	Увеличение толщины
Микрополосковый патч на апертурной связи	Высокая	Низкий-средний	Высокая	Высокая	Сложность многослойной конструкции
Диполь	Средняя	Низкий	Высокая	Средняя	Необходимость оптимизации связи
Диэлектрический резонатор	Высокая	Высокий	Средняя	Высокая	Зависимость от диэлектрических свойств
Полостной излучатель	Высокая	Средний	Средняя/низкая	Высокая	Механическая сложность

Проведенный анализ показывает, что микрополосковые элементы обеспечивают наиболее высокую технологическую совместимость с печатными системами питания, тогда как полостные элементы позволяют повысить эффективность и локализовать электромагнитное поле. Апертурно-связанные структуры обладают дополнительным преимуществом в виде разделения функций излучателя и питающей линии.

При этом необходимо различать характеристики одиночного элемента и характеристики АР. Высокая изоляция или широкая полоса отдельного элемента не

гарантируют соответствующих характеристик всей решетки, поскольку на них дополнительно влияют взаимная связь множества элементов, система питания, фазовые ошибки и технологические отклонения.

Таким образом, для совмещенной апертуры К/Q-диапазонов требуется такой тип излучающего элемента, который допускает независимое формирование резонансных характеристик двух диапазонов, занимает ограниченную площадь и может быть интегрирован с системой питания.

1.4 Анализ технологий систем питания антенных решеток

По мере увеличения числа элементов в составе АР потери и неравномерность распределения мощности в питающей системе начинают заметно сказываться на общей эффективности решетки. В двухдиапазонной совмещенной апертуре эта проблема усугубляется тем, что две независимые распределительные системы необходимо разместить в ограниченном объеме, не увеличивая профиль конструкции.

При выборе систем питания необходимо обеспечить передачу мощности с требуемыми амплитудно-фазовыми соотношениями между каналами, минимальные потери в тракте, приемлемый уровень развязки между диапазонами, а также технологическую совместимость с излучающими элементами и возможность интеграции в многослойную структуру.

1.4.1 Микрополосковые и полосковые линии передачи

Микрополосковые и полосковые линии – одни из самых распространенных типов линий передачи для построения распределительных сетей АР. Их привлекательность обусловлена прежде всего возможностью непосредственной интеграции в многослойную печатную плату, что позволяет реализовать систему в компактном объеме [68, 69].

По своей конструкции микрополосковая линия представляет собой проводящую полосу, отделенную от металлической плоскости диэлектрической подложкой (рисунок 24).

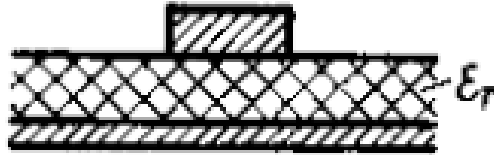


Рисунок 24 – Конструкция микрополосковой линии передачи

Открытая структура упрощает реализацию и позволяет легко формировать ответвления и переходы, поэтому она широко используется для питания микрополосковых антенных элементов. Однако у такого решения есть существенные недостатки – паразитное излучение, чувствительность к окружающим проводящим элементам, а также дисперсионные эффекты. Кроме того, с ростом частоты увеличиваются проводниковые и диэлектрические потери [68-71].

Поэтому предпочтение отдается симметричным полосковым линиям, у которых сигнальный проводник зажат между двумя заземленными плоскостями, и поле в основном сосредоточено внутри диэлектрика (рисунок 25).

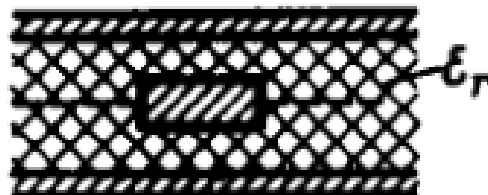


Рисунок 25 – Конструкция полосковой линии передачи

Это дает меньшее паразитное излучение и ослабляет взаимное влияние соседних трасс. В симметричном исполнении основная волна близка к ТЕМ-типу, что обеспечивает стабильные фазовые характеристики в рабочей полосе [69, 73].

При проектировании АР миллиметрового диапазона на передний план выходят потери в металле и диэлектрике, шероховатость поверхностей и технологические разбросы геометрических размеров. На частотах в десятки гигагерц эти факторы уже заметно сказываются на эффективности сети, особенно если линии оказываются длинными [70-72]. Поэтому планарные тракты разумно применять в основном для локальных участков – непосредственного возбуждения элементов и коротких распределительных фрагментов.

Таким образом, при всей технологичности и высокой степени интеграции, протяженные микрополосковые и полосковые линии в миллиметровом диапазоне ограничены ростом потерь. Целесообразным становится комбинирование планарных трактов с волноводными технологиями – SIW, классическими и гар-волноводами, которые позволяют снизить потери при передаче и эффективно суммировать мощность. Этому вопросу посвящены следующие подразделы.

1.4.2 Волновод, интегрированный в подложку (SIW)

SIW – планарный аналог прямоугольного волновода, реализованный непосредственно в диэлектрической подложке. Широкие стенки здесь образованы металлизированными верхним и нижним слоями печатной платы, а боковые – рядами металлизированных переходных отверстий (рисунок 26).

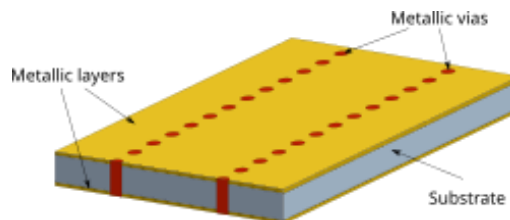


Рисунок 26 – Структура SIW

Такая конструкция позволяет встроить волноводный тракт в многослойную печатную плату, объединяя достоинства традиционных волноводов и планарных технологий [74-77].

Мощность в SIW распространяется внутри подложки, что обеспечивает значительно меньшее паразитное излучение по сравнению с микрополосковыми линиями. По характеру распространения SIW близок к металлическому волноводу, однако его эффективная ширина отличается от геометрического расстояния между рядами отверстий. Поэтому при проектировании необходимо учитывать диаметр отверстий, шаг между ними и ширину канала [74, 75].

Главное преимущество SIW – возможность реализации волноводных структур в печатной плате без отдельных металлических корпусов и механических соединений. Это упрощает интеграцию распределительных трактов. Закрытая струк-

тура также дает хорошую электромагнитную изоляцию соседних трактов, что критически важно для многодиапазонных систем с близко расположенными приемными и передающими каналами [76, 77].

По сравнению с микрополосковыми и полосковыми линиями SIW имеет меньшие потери на излучение и более высокую допустимую мощность. Основной вклад в потери вносят проводимость металла и диэлектрические потери подложки. При этом в миллиметровом диапазоне дополнительно сказываются шероховатость поверхностей и технологические разбросы. Неоптимальный выбор параметров металлизированных отверстий также может приводить к дополнительным потерям [75, 78].

Важное свойство SIW – возможность сопряжения с планарными линиями через переходы микрополосок-SIW или полосок-SIW. Это позволяет объединять локальные планарные участки питания с волноводными распределительными каналами без использования отдельных волноводных элементов, что делает SIW удобным связующим звеном между печатными излучателями и более эффективными волноводными структурами [76, 79].

Для рассматриваемой AP SIW представляет интерес прежде всего как промежуточный уровень между полосковыми линиями, подключенными к излучателям, и волноводными сумматорами. Это позволяет локальную разводку выполнять в печатной технологии, а передачу мощности между группами излучателей – в высокодобротном волноводном тракте.

Таким образом, SIW занимает промежуточное положение между технологичностью планарных линий и электродинамическими преимуществами металлических волноводов. Возможность интеграции волноводных каналов непосредственно в печатную плату при сохранении низкого профиля делает эту технологию перспективной для миллиметровых AP. Вместе с тем для дальнейшего снижения потерь и построения сумматоров целесообразно рассмотреть также металлические и gap-волноводные структуры.

1.4.3 Металлические волноводы

Металлические волноводы остаются одним из основных средств передачи и суммирования СВЧ-мощности благодаря низким потерям, высокой электромагнитной изоляции и способности работать с большими уровнями мощности. Наиболее распространен прямоугольный волновод с основной волной TE_{10} (рисунок 27).

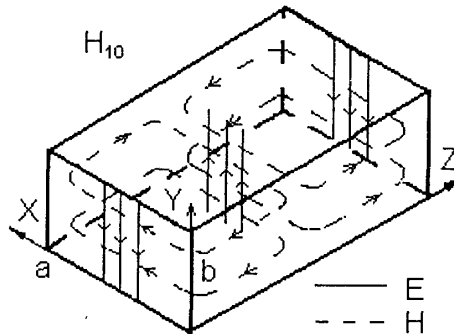


Рисунок 27 – Распределение электромагнитного поля в прямоугольном волноводе

Варьируя его геометрию, можно строить делители и сумматоры, изгибы и переходы различных типов [68, 80, 81].

По сравнению с планарными линиями металлические волноводы дают заметно меньшие потери и практически не излучают паразитно. Однако их изготовление требует отдельных металлических деталей, и они хуже стыкуются с печатными платами. Особенно остро проблема стыковки с планарными трактами проявляется в миллиметровом диапазоне, где характеристики переходов становятся крайне чувствительными к точности изготовления и сборки.

В АР металлические волноводы разумно применять прежде всего для протяженных распределительных трактов и сумматоров, тогда как непосредственное возбуждение излучателей удобнее выполнять планарными линиями. Такое сочетание позволяет использовать сильные стороны обеих технологий.

1.4.4 Gap-волноводы

Gap-волноводы можно рассматривать как модификацию традиционных металлических волноводов, в которой сплошные металлические стенки волноводного канала заменены периодическими электромагнитными структурами. При таком подходе сохраняется основной принцип классического волновода — локализация электромагнитной энергии в ограниченной области пространства, — но при этом

появляется возможность реализовать более технологичную и низкопрофильную конструкцию [82, 83].

Работа гар-волновода основана на том, что периодическая структура создает электромагнитный запрещенный диапазон. Металлические элементы, расположенные вдоль границ канала с определенным периодом, препятствуют проникновению поля за пределы заданной области. В результате энергия оказывается сосредоточенной внутри волноводного канала, боковые границы которого образованы не сплошным металлом, а периодическими структурами, – распространение сигнала происходит так же, как и в классическом металлическом волноводе [82, 84, 85] (рисунок 28).

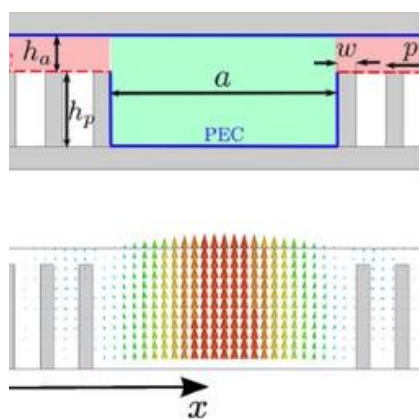


Рисунок 28 – Структура гар-волновода

Рабочие характеристики гар-волновода определяются геометрией периодического заполнения стенок и параметрами самого канала. Период, размеры элементов и расстояние между ними задают положение и ширину запрещенного диапазона, а поперечные размеры канала определяют условия распространения рабочей моды [84, 85]. При корректном выборе этих параметров обеспечивается подавление паразитных мод и предотвращается утечка энергии через периодические стенки.

Ключевое преимущество такого подхода – возможность формирования волноводного тракта без необходимости обеспечения непрерывного электрического контакта между отдельными металлическими деталями. Это заметно упрощает сборку многоканальных СВЧ-устройств и снижает требования к качеству контактных поверхностей, что особенно важно в миллиметровом диапазоне [82, 83].

По электродинамическим характеристикам гар-волноводы сохраняют достоинства металлических волноводов – низкие потери, высокую изоляцию и способность передавать значительную мощность. При этом замена сплошных стенок на периодические все также позволяет создавать компактные распределительные структуры, включая делители и сумматоры мощности [86].

Совместное использование гар-волноводов с полосковыми линиями и SIW дает комбинированную гибридную систему питания: планарные тракты – для локального возбуждения излучателей, волноводные – для передачи и суммирования мощности на магистральных участках.

1.4.5 Переходы между планарными и волноводными структурами

Гибридные системы питания требуют сопряжения планарных линий (микрополосковых и полосковых) с волноводными структурами. Первые удобны для размещения в печатной плате и подключения излучателей, вторые (металлические волноводы, SIW, гар-волноводы) дают выигрыш в потерях и изоляции. Переход между ними становится ключевым элементом, определяющим эффективность всей системы.

Задача перехода – преобразование типа волны с минимальными потерями и отражениями. Планарные линии поддерживают квази-ТЕМ-волну, металлический волновод – моду TE_{10} , SIW – режим, близкий к прямоугольному волноводу. Поэтому переход должен обеспечивать не только согласование сопротивлений, но и трансформацию распределения поля.

Широко распространенным решением является переход от микрополосковой линии к SIW. В зависимости от конструктивного исполнения он может быть реализован с помощью расширяющегося участка микрополоскового проводника, зондового возбуждения или промежуточной гребневой структуры. Такой подход позволяет непосредственно в многослойной печатной плате преобразовать квази-ТЕМ-волну в волноводный тип распространения. В частности, в работе [87] предложен переход от микрополосковой линии к полному волноводу, интегрированному в подложку (рисунок 29).

Получены полосы согласования $\sim 20\%$ и $\sim 14\%$ при потерях 0,6 и 0,7 дБ. Это подтверждает возможность реализации многодиапазонного перехода непосредственно в печатной плате без объемных соединителей.

Особый интерес для рассматриваемой задачи представляют переходы с симметричной полосковой линией. Она удобна для реализации внутренних трактов многослойной печатной платы. В последнее время разрабатываются переходы от полосковых структур непосредственно к металлическим волноводам. В [89] предложен переход «полосок-волновод» с прямым соединением центрального проводника полосковой линии с внутренним проводником перехода (рисунок 31).

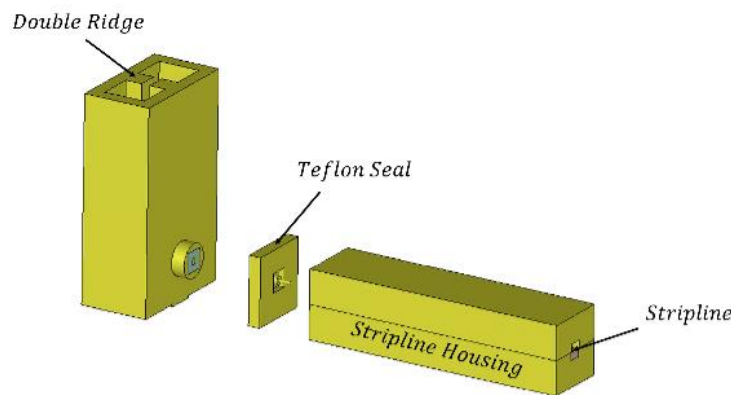


Рисунок 31 – Трехмерная геометрия перехода

Получена полоса около 100 % (6-18 ГГц) с S_{11} менее минус 25 дБ. Это демонстрирует возможность прямого сопряжения полосковой технологии с волноводом.

Перспективны также переходы от планарных линий к гар-волноводам. Переход должен преобразовывать поле планарной линии в волну гар-волновода с сохранением локализации. В [90] исследованы вертикальные переходы «микрострип-гар-волновод», обеспечивающие компактное соединение для миллиметрового диапазона. Это позволяет объединять печатные и волноводные элементы без контакта между частями корпуса.

В переходах к гар-волноводам критична точность изготовления, так как отклонения зазора, высоты элементов или их положения меняют поле и ухудшают согласование, особенно на высоких частотах. В [91] для диапазона 220-320 ГГц показано, что при прецизионном изготовлении возможны низкопотерные переходы.

Таким образом, современные переходы между планарными и волноводными структурами можно условно разделить на несколько основных классов: переходы от микрополосковых и полосковых линий к SIW [92-94], непосредственные переходы от полосковых линий к металлическим и воздушным волноводам [95], апертурные и зондовые переходы между планарными линиями и металлическими волноводами [96, 97], а также переходы от планарных линий к гар-волноводным структурам [98-100]. Выбор конкретного типа определяется рабочим частотным диапазоном, требуемой полосой, допустимыми потерями, габаритами перехода, необходимым уровнем электромагнитной изоляции и технологическими возможностями изготовления.

1.4.6 Сравнительный анализ линий передачи

Анализ показывает, что выбор технологии передачи представляет собой компромисс между уровнем потерь, электромагнитной изоляцией, возможностью конструктивной интеграции и габаритными ограничениями. Основные параметры рассмотренных технологий сведены в таблицу 4.

Таблица 4 – Сравнение линий передачи

Технология	Потери	Интеграция с РСВ	Профиль	Технологическая сложность	Рекомендуемая функция
Микрополосковая линия	Высокие	Высокая	Низкий	Низкая	Локальное питание
Полосковая линия	Средние	Высокая	Низкий	Средняя	Локальное распределение
SIW	Низкие/средние	Высокая	Низкий	Средняя	Промежуточное распределение
Металлический волновод	Низкие	Низкая	Средний	Высокая	Магистральный тракт
Гар-волновод	Низкие	Высокая	Средний	Средняя	Магистральный тракт
Гибридная система	Потенциально низкие	Высокая	Средний	Высокая	Многодиапазонные АР

Микрополосковые и полосковые линии наиболее удобны для непосредственного возбуждения печатных излучателей и встраивания в многослойную конструкцию, однако их потери возрастают с частотой. SIW обеспечивает баланс между планарной интеграцией и потерями, хотя его характеристики сильно зависят от материала подложки и технологических параметров изготовления. Металлические и гар-волноводные структуры дают наименьшие потери и высокую изоляцию, поэтому они предпочтительны для протяженных трактов.

Таким образом, анализ обосновывает применение гибридной распределительной сети, объединяющей планарные и волноводные технологии в зависимости от функций конкретного участка тракта.

Выводы по главе 1

Проведенный анализ современных антенных систем спутниковой связи показывает, что для мобильных и носимых терминалов наиболее перспективны низкопрофильные пассивные АР с совмещенной апертурой, позволяющие разместить приемный и передающий каналы в пределах одной конструктивной поверхности.

Рассмотренные способы совмещения излучателей – пространственный, многорезонансный и многослойный – обеспечивают двухдиапазонную работу, однако при значительном частотном разnose усложняется достижение высокого КИП, междиапазонной развязки и технологичности.

Анализ излучающих элементов показал, что для совмещенных апертур предпочтительно использование отдельных излучателей разных диапазонов с возможностью независимой оптимизации. Апертурное возбуждение и специальные щелевые структуры позволяют расширить полосу и повысить развязку, но характеристики одиночного элемента требуют дополнительной оценки в составе полной решетки.

Исследование систем питания показало, что планарные микрополосковые и полосковые линии удобны для локального возбуждения излучателей и интеграции в многослойную плату, однако с ростом частоты возрастают потери в диэлектрике и проводниках. SIW обеспечивает промежуточный уровень распределения мощности с меньшими потерями и излучением, а металлические и гар-волноводные

структуры – эффективную передачу мощности на протяженных участках. Следовательно, для К/Q-диапазонов целесообразно комбинировать планарные и волноводные технологии, распределяя функции между ними.

Таким образом, анализ литературы показывает, что построение низкопрофильной совмещенной решетки для К-диапазона (19,0-21,2 ГГц) и Q-диапазона (43,5-45,5 ГГц) с отношением центральных частот около 2,2 требует совместного решения задач пространственного совмещения излучателей, междиапазонной развязки, эффективного распределения мощности и сохранения низкого профиля. В связи с этим в последующих главах рассматривается разработка двухдиапазонной решетки с отдельными К- и Q-излучателями и гибридной системой питания, объединяющей планарные и волноводные технологии.

Глава 2. Разработка и исследование двухдиапазонных излучающих элементов К/Q-диапазонов

2.1 Обоснование выбора излучателя для построения совмещенной элементарной ячейки

Выбор типа излучающего элемента – один из ключевых этапов проектирования совмещенной АР, поскольку именно его геометрия и способ возбуждения определяют рабочую полосу частот, поляризационные характеристики, эффективность и возможность совместного размещения элементов разных диапазонов в общей апертуре. Для рассматриваемой системы дополнительное усложнение вносит необходимость реализации двух существенно разнесенных диапазонов – 19,0-21,2 ГГц и 43,5-45,5 ГГц – при сохранении низкого профиля конструкции.

Результаты анализа, выполненного в первой главе, показывают, что для поставленной задачи наиболее подходящими являются микрополосковые излучатели. Их основные преимущества – планарное исполнение, малая высота относительно длины волны, технологическая совместимость с многослойными печатными платами и возможность интеграции с планарными системами питания. Эти свойства особенно важны для совмещенной апертуры, где излучатели двух диапазонов должны быть размещены в ограниченном объеме и согласованы с общей конструкцией распределительной сети.

Однако, основной их недостаток в резонансном типе работы, который характеризуется узкой полосой – в литературе она оценивается на уровне нескольких процентов, что ограничивает его применение для широкополосных задач [101, 102], поэтому требуется применение методов расширения полосы. Среди таких методов – увеличение электрической толщины подложки и использование материалов с меньшей диэлектрической проницаемостью, паразитные и многослойные резонаторы, щелевые структуры, многомодовые режимы, а также различные способы электромагнитного возбуждения [101-104]. Однако увеличение толщины и применение низкопроницаемых подложек ведет к росту габаритов и может усиливать поверхностные волны, а паразитные элементы увеличивают размеры излучателя, что

для плотной совмещенной АР с малым шагом элементов ограничивает применимость таких решений [102, 103].

Для настоящей работы наиболее перспективны связанные резонаторы и апертурное возбуждение. Применение нескольких электромагнитно связанных резонаторов позволяет создать совокупность взаимосвязанных резонансных состояний, частотное положение которых может быть использовано для расширения рабочей полосы излучателя. Апертурное возбуждение дополнительно разделяет излучающую и питающую структуры, уменьшает влияние питающей линии на излучатель и обеспечивает широкополосность многослойных конструкций [101, 104, 105].

Отдельное требование – круговая поляризация. Для микрополоскового элемента она достигается возбуждением двух ортогональных мод с близкими резонансными частотами и фазовым сдвигом около 90° . Наиболее распространенный способ – геометрическое возмущение квадратного или близкого к квадратному излучателя: срез углов, введение щелей, несимметричных вырезов или других локальных неоднородностей позволяет разделить ортогональные моды и сформировать требуемый фазовый сдвиг [106-109]. Такой подход не требует дополнительного канала питания и удобен для компактных печатных излучателей. В миллиметровом диапазоне геометрическое управление модами и щелевыми структурами особенно интересно, так как позволяет одновременно воздействовать на согласование, полосу и поляризационные характеристики.

Таким образом, с учетом требований к низкому профилю, широкой полосе, круговой поляризации и интеграции с многослойной системой питания в настоящей работе выбран микрополосковый принцип построения излучателей. Для расширения полосы и обеспечения развязки исследуются два варианта: излучатель на основе связанных микрополосковых резонаторов и микрополосковый излучатель с апертурным возбуждением. Далее рассматривается построение общей элементарной ячейки, включающей излучатели К- и Q-диапазонов.

2.2 Концепция пространственного совмещения К- и Q-диапазонных излучателей в общей апертуре

Совмещение К- и Q-диапазонов в единой апертуре реализовано на основе АР с различной плотностью размещения элементов в двух рабочих диапазонах. Такой подход позволяет учесть существенное различие электрических размеров излучателей при сохранении общей низкопрофильной конструкции. В настоящей работе совмещение построено на элементарной ячейке, содержащей один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона, что соответствует сформулированному в диссертации принципу встраивания нескольких Q-элементов в апертуру одного К-элемента.

Разрабатываемая АР предназначена для терминалов спутниковой связи с механическим наведением на спутник. Поэтому в рабочем режиме основной луч направлен по нормали к плоскости апертуры, а переориентация на спутник осуществляется механическим поворотом всей системы. Это позволяет выбирать пространственный шаг исходя из требований к формированию ДН в направлении нормали и конструктивному заполнению апертуры, без необходимости учитывать подавление дифракционных лепестков при широкоугольном сканировании.

Для регулярной АР пространственный шаг является одним из основных параметров, определяющих структуру ДН. При нормальном направлении основного луча положение дополнительных главных максимумов (дифракционных лепестков) определяется множителем решетки и соотношением между шагом элементов и длиной волны [47, 110]. Для эквидистантной линейной решетки направление максимумов задается выражением

$$kd \sin \theta_m = 2\pi m, \quad (4)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, d – пространственный период (шаг решетки), m – целое число, задающее порядок пространственной гармоник

Отсюда

$$\sin \theta_m = m \frac{\lambda}{d} \quad (5)$$

Дополнительный главный максимум физически возможен только при $m\lambda/d \leq 1$. Для первого порядка ($m = 1$) условие отсутствия дополнительного максимума в нормаль принимает вид

$$d < \lambda \quad (6)$$

На практике пространственный период АР обычно выбирают в пределах $d \approx 0,6 \dots 0,8\lambda$. Такой диапазон обеспечивает компромисс между ростом КУ, уровнем взаимного влияния элементов и условием отсутствия дополнительных главных максимумов. Конкретное значение шага определяется назначением решетки и характеристиками излучателей [111-113].

Поскольку длина волны уменьшается с ростом частоты, наиболее жесткое ограничение шага возникает на верхней границе рабочего диапазона. Поэтому проверка условия (6) выполняется для $f_{\max}$ каждого диапазона. Соответственно длины волн в свободном пространстве на верхних частотах составляют

$$\begin{aligned} \lambda_{\max K} &= \frac{c}{f_{\max K}} \approx 14,15 \text{ мм}, \\ \lambda_{\max Q} &= \frac{c}{f_{\max Q}} \approx 6,59 \text{ мм}, \end{aligned} \quad (7)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

Для К-диапазона выбран шаг $d_K = 9,0$ мм. При этом относительный электрический размер шага на центральной частоте составляет

$$\frac{d_K}{\lambda_{\max K}} = \frac{9}{14,15} \approx 0,636 \quad (8)$$

Следовательно, выбранный период в К-диапазоне не приводит к появлению первого дополнительного главного максимума при нормальном наведении. Для Q-диапазона шаг 9,0 мм уже не обеспечивает выполнения этого условия, так как

$$\frac{d_K}{\lambda_{\max Q}} = \frac{9}{6,59} \approx 1,366 \quad (9)$$

Что будет приводить к формированию дополнительного главного максимума, поэтому плотность размещения Q-излучателей необходимо повысить. В качестве шага Q-подсистемы выбран $d_Q = 4,5$ мм, что будет соответствовать

$$\frac{d_Q}{\lambda_{\max Q}} = \frac{4,5}{6,59} \approx 0,68 \quad (10)$$

Локальный шаг между соседними Q-излучателями, таким образом, удовлетворяет условию отсутствия первого дополнительного максимума при нормальном наведении.

Выбор значений 9,0 и 4,5 мм обусловлен не только условием $d < 0,6 \dots 0,8\lambda$, но и необходимостью пространственного совмещения двух подсистем в одной апертуре. Эти значения находятся в простом целочисленном соотношении $d_K / d_Q = 2$, что позволяет непосредственно вложить более плотную Q-структуру в период К-решетки. В пределах размера $9,0 \times 9,0$ мм можно выделить четыре позиции сетки с шагом 4,5 мм. Если одну из них занять К-излучателем, а три остальные – Q-излучателями, формируется совмещенная элементарная ячейка размером $9,0 \times 9,0$ мм. Схема такой ячейки приведена на рисунке 32.

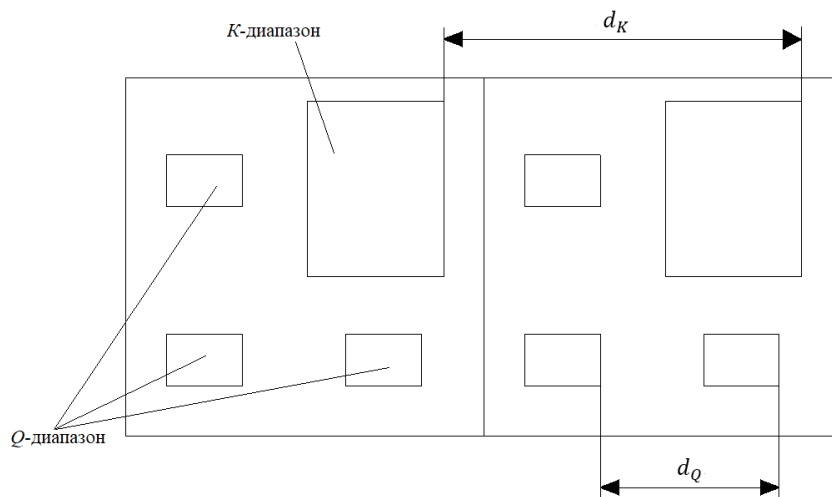


Рисунок 32 – Совмещенная элементарная ячейка 9×9 мм с одним К- и тремя Q-излучателями

В принятой конфигурации К-излучатель занимает одну из угловых позиций, а три Q-излучателя – остальные. При периодическом повторении ячеек формируется общая апертура, в которой К- и Q-подсистемы имеют разные пространственные периоды.

Преимущество такого построения в том, что плотность каждого диапазона выбирается независимо, исходя из его рабочей длины волны. К-элементы при этом не требуется размещать с малым шагом 4,5 мм: если использовать такой шаг для

К-диапазона, число элементов на единицу площади при той же апертуре возрастет, что приведет к росту числа каналов питания и усложнению распределительной сети. Поэтому шаг 9,0 мм для К-диапазона позволяет рациональнее использовать площадь апертуры и снизить конструктивную сложность решетки.

При этом важно различать локальный шаг Q-элементов и период повторения совмещенной ячейки. Локальное расстояние между Q-излучателями – 4,5 мм, тогда как период повторения структуры – 9 мм. Поэтому Q-подсистема представляет собой не простую регулярную решетку с единым периодом 4,5 мм, а периодическую структуру с внутренним распределением элементов. Оценка ДН всей Q-подсистемы должна учитывать как расположение Q-излучателей внутри ячейки, так и период повторения самих ячеек.

В общем случае множитель такой структуры можно представить как произведение множителя совмещенной ячейки и множителя периодической решетки [114].

$$AF_Q(\theta, \varphi) = AF_{\text{яч}}(\theta, \varphi) \cdot AF_{\text{пер}}(\theta, \varphi) \quad (11)$$

Здесь $AF_{\text{яч}}$ характеризует взаимное расположение и фазовое возбуждение трех Q-излучателей внутри ячейки, а $AF_{\text{пер}}$ определяется периодичностью расположения ячеек. Детальный анализ и количественная оценка ДН выполняются в следующем разделе после определения электромагнитных характеристик конкретных излучателей.

При работе в К-диапазоне Q-излучатели находятся далеко от своего резонанса и имеют существенно меньшие электрические размеры, поэтому их вклад в формирование основного излучения в К-диапазоне может быть ограничен при соответствующем выборе резонансных параметров. В Q-диапазоне, наоборот, К-излучатель работает вне своего основного резонанса. Частотная селективность элементов, таким образом, позволяет разместить два типа излучателей в одной физической апертуре без увеличения ее профиля.

Важный параметр предложенной геометрии – апертурный КИП. На этапе концептуального построения рассматривается теоретически максимально достижимое значение, определяемое выбранным заполнением апертуры. В К-диапазоне

вся площадь ячейки относится к апертуре К-подсистемы, поэтому теоретически максимальный апертурный КИП составляет 1. В Q-диапазоне одна из четырех позиций занята К-излучателем, а три используются Q-излучателями, поэтому

$$\text{КИП}_{\max Q} = \frac{3}{4} = 0,75 \quad (12)$$

Значения 1,0 и 0,75 – теоретические предельные значения апертурного КИП, обусловленные выбранной конфигурацией ячейки. Они не отражают реальные потери, эффективность питания или характеристики конкретных микрополосковых излучателей. Реальный КПД определяется после формирования электромагнитной структуры излучателя и его амплитудно-фазового распределения и рассматривается далее в работе.

Предложенная концепция не предполагает полного отсутствия электромагнитного взаимодействия между подсистемами и не позволяет по локальному шагу 4,5 мм судить об отсутствии дополнительных максимумов всей Q-решетки. Окончательные характеристики ДН, взаимной связи, согласования и эффективности определяются конкретной конструкцией излучателей и системой питания. Вместе с тем выбранная пространственная конфигурация задает физически обоснованную основу для последующей разработки двухдиапазонного излучателя и решетки.

Итак, в качестве базовой структуры принята совмещенная элементарная ячейка $9,0 \times 9,0$ мм с одним К- и тремя Q-излучателями. Для нее выбраны шаги $d_K = 9,0$ мм и $d_Q = 4,5$ мм. Теоретически максимальный апертурный КИП составляет 1,0 в К-диапазоне и 0,75 в Q-диапазоне. Эта конфигурация принимается как исходная при разработке конкретных конструкций двухдиапазонного излучателя в последующих разделах.

2.3 Разработка совмещенной элементарной ячейки на основе связанных микрополосковых резонаторов

Согласно топологии совмещенной элементарной ячейки, обоснованной в разделе 2,2, на первом этапе был разработан двухдиапазонный микрополосковый излучатель на связанных резонаторах. Такое решение позволяет в пределах одной ячейки сформировать независимые резонансные структуры для К- и Q-диапазонов,

сохраняя планарное исполнение. Этот вариант рассматривается как базовая конструкция для проверки возможности реализации выбранной топологии совмещения одного К- и трех Q-излучателей.

2.3.1 Принцип работы связанных резонаторов для расширения полосы

Для расширения рабочей полосы микрополоскового излучателя применяют несколько электромагнитно связанных резонаторов. В многоуровневых конструкциях возбуждение одного резонатора приводит к передаче энергии соседнему через ближнее поле. В результате входная характеристика формируется не одним собственным резонансом, а совокупностью нескольких резонансных состояний [115-117]. Если размеры резонатора задают его эффективную электрическую длину, резонансную частоту в первом приближении можно оценить соотношением [118]:

$$f_r \approx \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \quad (13)$$

где c – скорость света в свободном пространстве, L_{eff} – эффективная электрическая длина резонатора, ε_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость.

Если два резонатора имеют разные размеры, то их собственные резонансные частоты оказываются в разных частотных областях. Электромагнитная связь между резонаторами изменяет результирующую входную проводимость и позволяет получить несколько минимумов коэффициента отражения. При удачном выборе размеров резонаторов и расстояния между ними эти зоны согласования перекрываются, что приводит к расширению итоговой рабочей полосы.

В настоящей работе данный принцип положен в основу двухуровневой конструкции: нижний резонатор возбуждается напрямую, а верхний – через электромагнитное поле нижнего (рисунок 33).

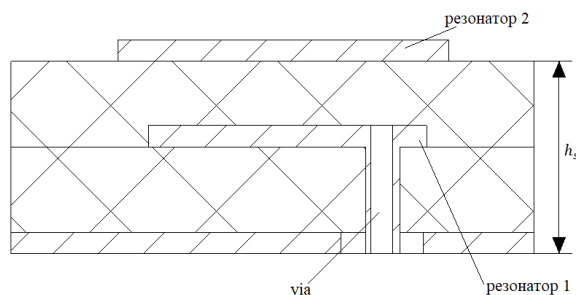


Рисунок 33 – Структура связанных микрополосковых резонаторов

Это позволяет разместить два резонансных элемента в планарной структуре малой высоты и управлять положением соответствующего резонансного состояния при сохранении влияния электромагнитной связи между резонаторами

2.3.2 Моделирование геометрии совмещенной элементарной ячейки

На основе теоретического анализа была разработана конструкция совмещенной элементарной ячейки для низкопрофильной АР К/Q-диапазонов. Параметрический анализ выполнен методом конечных элементов в САПР полного электродинамического моделирования. Трехмерная модель элемента приведена на рисунке 34.

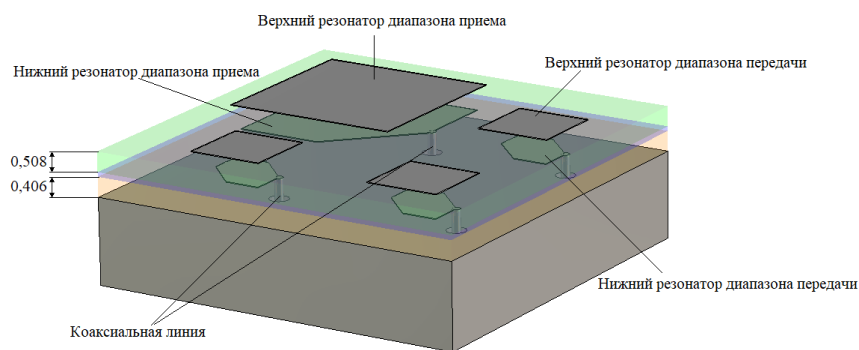


Рисунок 34 – Электродинамическая модель совмещенной элементарной ячейки на связанных резонаторах

Подложка нижнего резонатора имеет толщину $h = 0,406$ мм и диэлектрическую проницаемостью $\varepsilon = 3,38$, подложка верхнего резонатора – толщину $h = 0,508$ мм и диэлектрическую проницаемостью $\varepsilon = 2,2$.

Для получения круговой поляризации резонаторы выполнены квадратными со срезанными углами. Фаски нарушают симметрию резонансных условий для двух ортогональных составляющих поля, что обеспечивает требуемый фазовый сдвиг между ними. Направление вращения поляризации в данной конструкции определяется зеркальным расположением фасок.

Конструкция излучателей на парах связанных резонаторов требует анализа влияния основных геометрических параметров. Исследование проводилось на излучателе К-диапазона (прием).

Резонансная частота прямоугольного микрополоскового резонатора в основном определяется его электрической длиной – размером $L_{\text{ПРМ}}$ вдоль направления

изменения распределения поля. Ширина $W_{\text{ПРМ}}$ влияет на резонансную частоту преимущественно через эффективную диэлектрическую проницаемость и краевые эффекты, но в меньшей степени, а также задает входное сопротивление резонатора [119]. В данной конструкции резонаторы квадратные, поэтому $L_{\text{ПРМ}} = W_{\text{ПРМ}}$, и изменение стороны одновременно меняет и длину, и ширину.

Установлено, что изменение размера верхнего резонатора ($L_{1\text{ПРМ}}$) в диапазоне 3,8-4,2 мм приводит к смещению верхней резонансной частоты К-диапазона (рисунок 35).

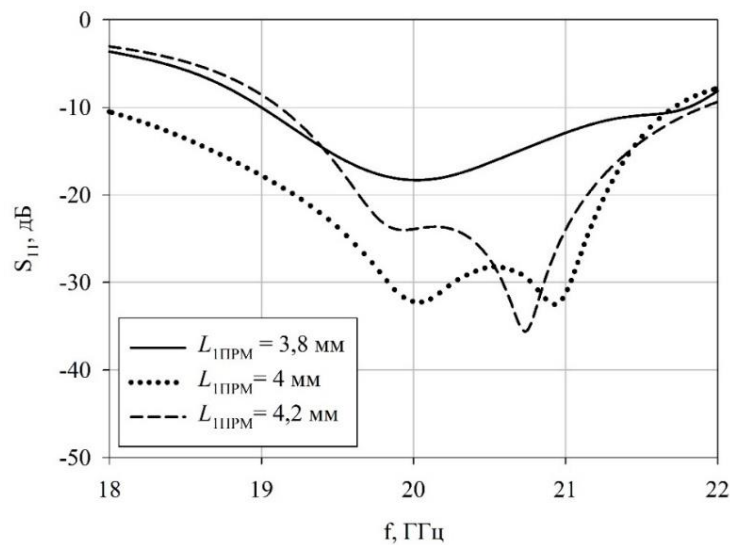


Рисунок 35 – Частотная зависимость S_{11} при изменении размера верхнего резонатора $L_{1\text{ПРМ}}$

При увеличении $L_{1\text{ПРМ}}$ от 3,8 до 4,2 мм верхний резонансный пик смещается вниз по частоте с 21,7 ГГц до 20,7 ГГц. Нижний резонансный пик, определяемый нижним патчем, остается практически неизменным (около 19,8 ГГц). Таким образом, изменение размера верхнего резонатора позволяет преимущественно управлять положением верхнего резонансного состояния и выбрать его положение для обеспечения требуемого частотного диапазона. Оптимальное значение $L_{1\text{ПРМ}} = 4,0$ мм обеспечивает перекрытие требуемого диапазона.

Для получения круговой поляризации было дополнительно исследовано влияние фаски резонатора. Изменение размера фаски меняет амплитудно-фазовое соотношение ортогональных компонент поля и, как следствие, КЭ. На рисунке 36 приведены зависимости КЭ и S_{11} от величины фаски.

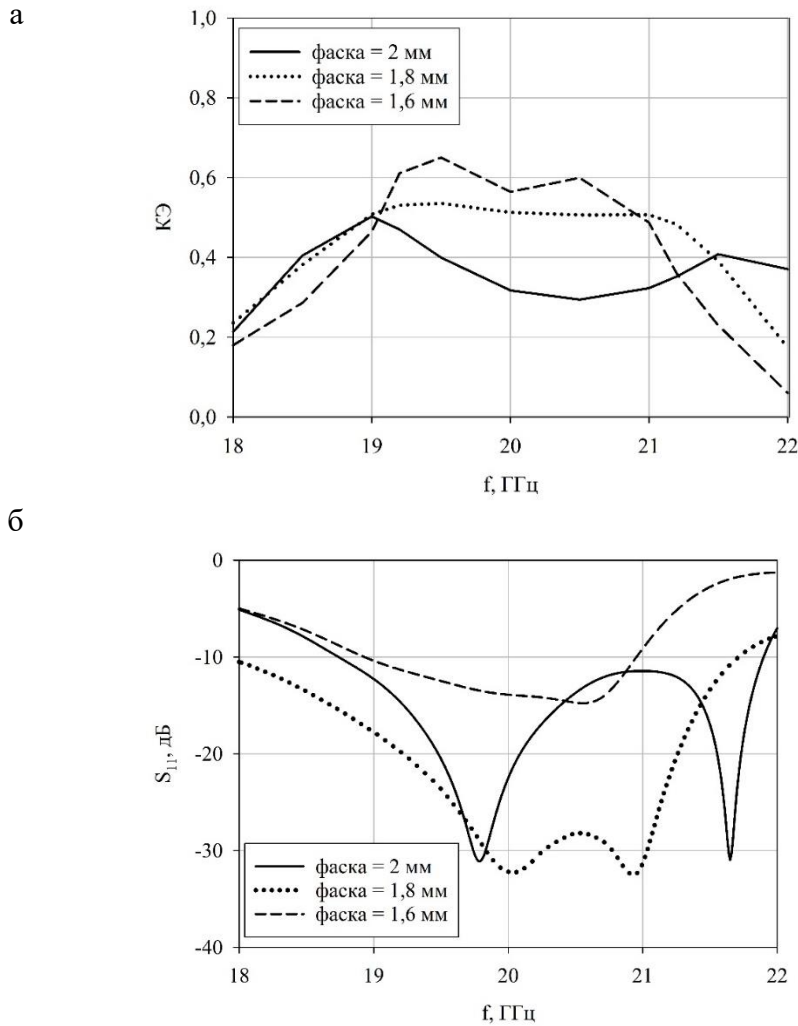


Рисунок 36 – Частотные зависимости при изменении размера фаски: (а) $KЭ$, (б) S_{11}

Оптимальное значение фаски по критерию ширины рабочей полосы по уровню S_{11} менее минус 14 дБ составляет 1,8 мм и обеспечивает $KЭ$ не менее 0,5 в диапазоне 19,0-21,2 ГГц ($\sim 11\%$) при минимальном ухудшении согласования. Дальнейшее увеличение фаски ведет к резкому росту коэффициента отражения.

Размер нижнего патча $L_{2ПРМ}$ (с учетом фасок) также влияет на резонансные частоты, однако из-за наличия фасок зависимость не является чисто линейной. На рисунке 37 показано изменение согласования при вариации $L_{2ПРМ}$ от 3,1 мм до 4,1 мм.

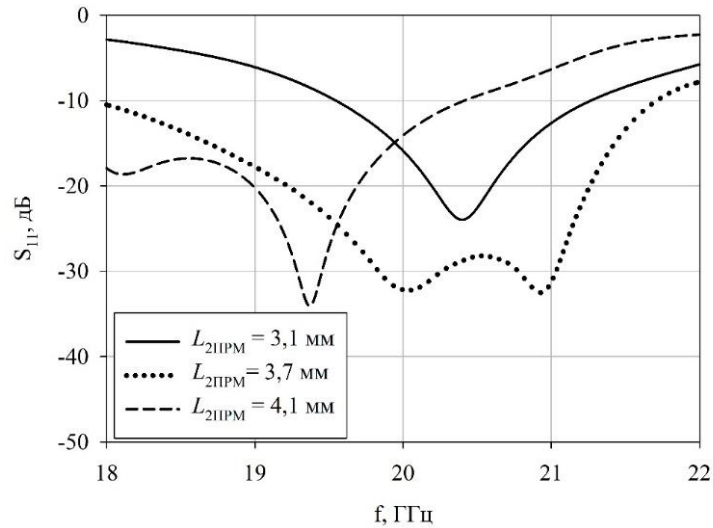


Рисунок 37 – Частотная зависимость S_{11} при изменении размера нижнего резонатора $L_{2ПРМ}$

Размер нижнего резонатора также заметно влияет на положение резонансных частот. При его увеличении в пределах 3,1-4,1 мм оба резонансных пика смещаются в сторону более низких частот, причем нижний пик, который формируется преимущественно нижним резонатором, смещается сильнее. Наличие фасок меняет распределение токов и электромагнитного поля в резонаторе, из-за чего зависимость резонансных частот от размера становится не строго линейной. Таким образом, размер нижнего резонатора – основной параметр настройки нижнего резонанса, но через электромагнитную связь он влияет и на положение верхнего.

Расстояние между резонаторами h_1 является критически важным параметром, определяющим коэффициент связи. Исследования показывают, что при увеличении расстояния от 0,406 до 0,75 мм коэффициент связи уменьшается, что приводит к сужению результирующей полосы пропускания (рисунок 38).

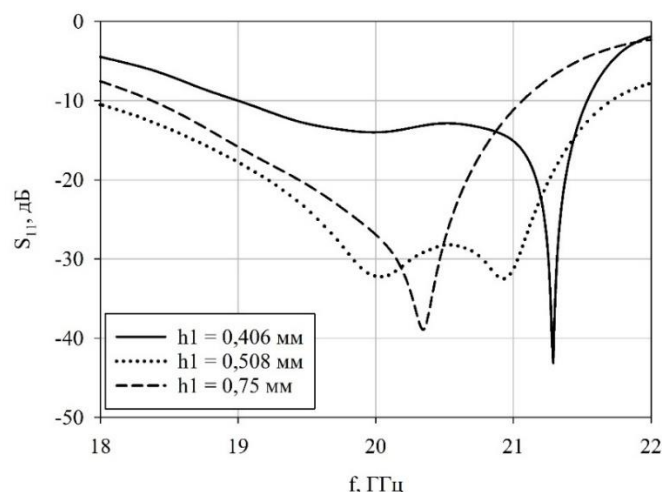


Рисунок 38 – Частотная зависимость S_{11} при изменении расстояние между резонаторами h_1

Аналогичные параметрические исследования проведены для излучателя Q-диапазона. В силу подобия электродинамических процессов зависимости качественно аналогичны, поэтому далее приводятся итоговые результаты.

По результатам параметрического анализа определены геометрические параметры излучателей К- и Q-диапазонов. Значения сведены в таблицу 5.

Таблица 5 – Геометрические параметры излучателей на связанных резонаторах

Параметр	К-диапазон	Q-диапазон
Размеры нижнего патча, мм	3,7 x 3,7	1,62 x 1,62
Размеры верхнего патча, мм	4,0 x 4,0	1,74 x 1,74
Толщина подложки нижнего патча, мм	0,406	
Толщина подложки верхнего патча, мм	0,508	
Длина фаски, мм	1,8	0,8

Полученные геометрические параметры используются далее в оценке электродинамических параметров совмещенной элементарной ячейки АР.

2.3.3 Результаты моделирования совмещенной элементарной ячейки на связанных резонаторах

По результатам параметрического анализа, приведенного в подразделе 2.3.2, были выбраны оптимальные геометрические параметры связанных резонаторов, обеспечивающие формирование требуемых рабочих диапазонов. Итоговая конструкция исследовалась в составе совмещенной элементарной ячейки, содержащей

один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона, размещенных согласно топологии, обоснованной в разделе 2.2. При моделировании применялись периодические граничные условия, соответствующие повторению ячейки в составе решетки.

Для оценки согласования частотные характеристики S_{11} определялись отдельно для К- и Q-диапазонов. При возбуждении К-порта Q-порты нагружались согласованными нагрузками 50 Ом, при исследовании Q-диапазона – аналогично нагружался К-порт, а поля трех Q-излучателей в направлении нормали к апертуре складывались синфазно. Такой подход позволяет учесть электромагнитное влияние излучателей соседнего диапазона на характеристики каждого канала.

На рисунке 39 представлены рассчитанные частотные зависимости коэффициента отражения для К- и Q-диапазонов.

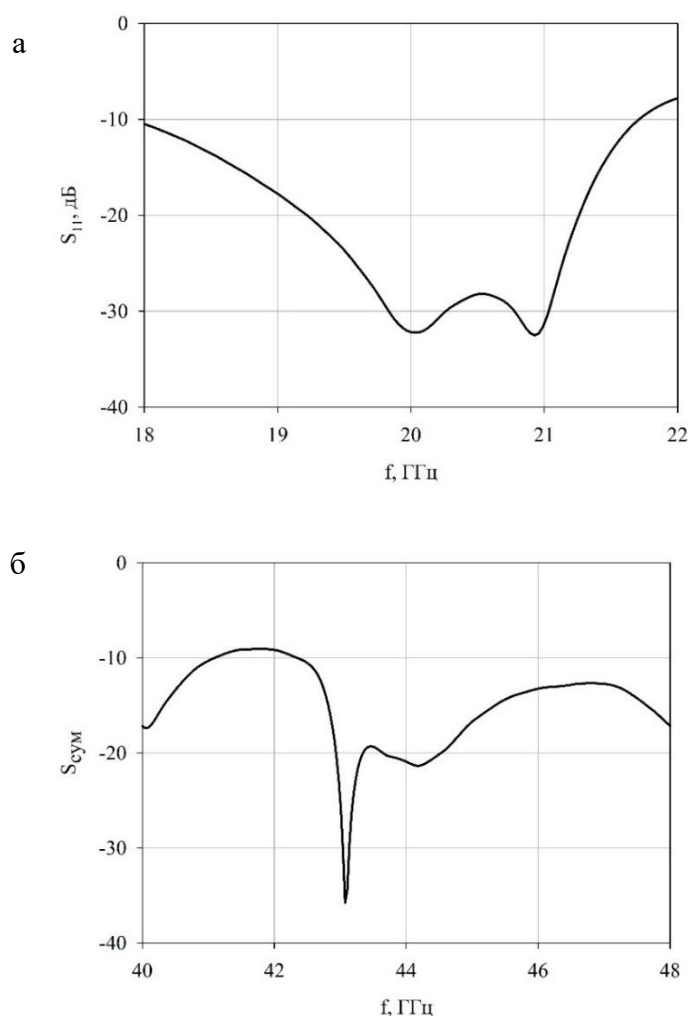


Рисунок 39 – Частотные зависимости S_{11} : (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Анализ рисунка 39 (а) показывает, что в диапазоне приема 19,0-21,2 ГГц коэффициент отражения S_{11} не более минус 17 дБ, что соответствует КСВН около 1,35, а в центральной части (20-21 ГГц) снижается до 1,1. Минимальное значение КСВН достигается на частотах 20,0 ГГц и 20,9 ГГц, соответствующих двум связанным резонансным состояниям структуры. При этом относительная полоса частот по уровню S_{11} менее минус 14 дБ составляет 13,8 % и охватывает диапазон 18,7-21,6 ГГц, что обеспечивает перекрытие требуемой полосы 19,0-21,2 ГГц.

На рисунке 39 (б) для Q-диапазона в полосе 43,5-45,5 ГГц КСВН также не превышает 1,5, что соответствует коэффициенту отражения не более минус 14 дБ. Характеристика имеет два выраженных минимума на частотах 43,5,1 ГГц и 44,2 ГГц. Относительная полоса по уровню S_{11} менее минус 14 дБ составляет 7,4% (от 42,8 до 46,1 ГГц), что соответствует требуемой абсолютной полосе.

Для оценки междиапазонного взаимодействия была рассчитана изоляция между К- и Q-портами (рисунок 40).

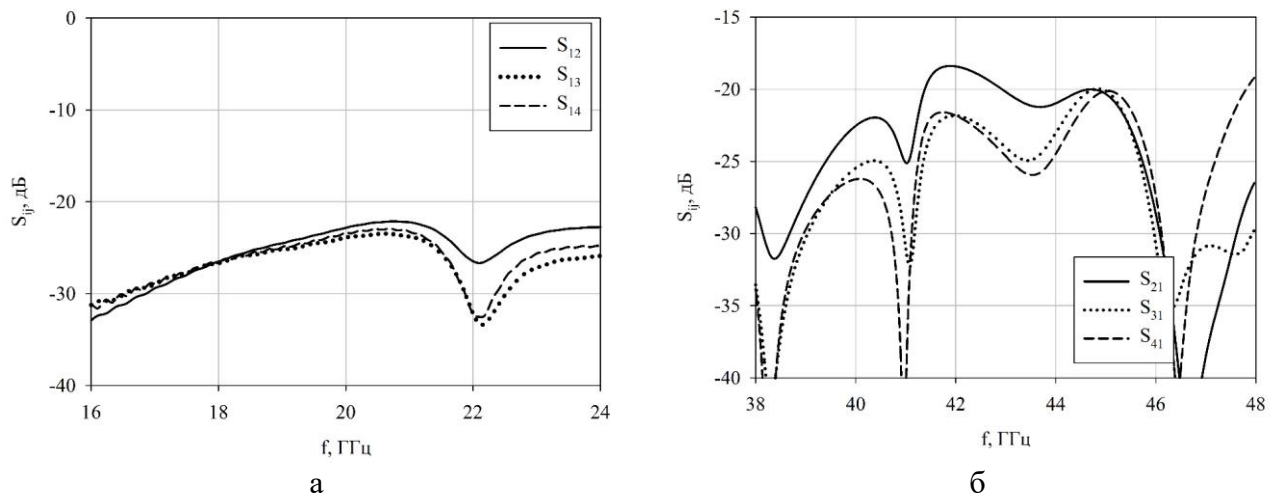


Рисунок 40 – Изоляция между портами К- и Q-диапазонов

В рабочей полосе К-диапазона она превышает 22 дБ, в полосе Q-диапазона – 20 дБ. Такой уровень обеспечивается частотной селективностью излучателей. При этом электромагнитное взаимодействие между элементами не исключается полностью и учитывается при моделировании совмещенной элементарной ячейки.

На рисунке 41 представлены частотные зависимости КУ совмещенной элементарной ячейки в направлении нормали для К- и Q-диапазонов с учетом согласования, а также коэффициент направленного действия (КНД).

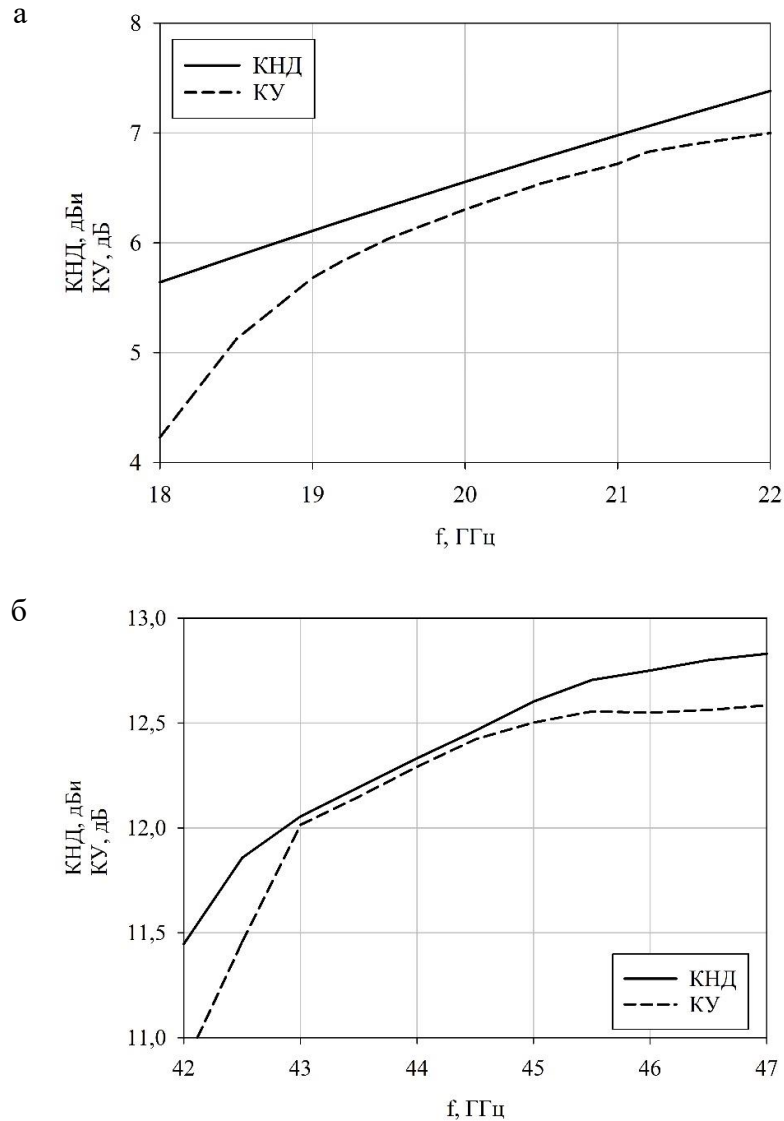


Рисунок 41 – Частотная зависимость КУ и КНД совмещенной элементарной ячейки: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне КУ растет с 5,7 дБ на нижней частоте до 6,8 дБ на верхней. В Q-диапазоне он лежит в пределах 12,1-12,5 дБ.

Для оценки эффективности использования площади совмещенной ячейки $9,0 \times 9,0$ мм расчетный КНД был сопоставлен с теоретическим пределом для идеаль-

ной апертуры той же площади. На нижней частоте К-диапазона теоретическое значение составляет 6,1 дБ, для Q-диапазона на нижней рабочей частоте – 13,3 дБ согласно формуле

$$G = 10 \lg \left(4\pi \cdot S_{\text{апертуры}} \cdot \left(\frac{f}{300} \right)^2 \right) \quad (14)$$

По результатам моделирования значения КНД равны 6,1 и 12,1 дБ соответственно. Это соответствует апертурному КИП, близкому к 1,0 в К-диапазоне и около 0,75 в Q-диапазоне. Снижение КИП в Q-диапазоне объясняется тем, что одна из четырех потенциальных позиций ячейки занята К-излучателем, неэффективным в Q-диапазоне.

КЭ в направлении нормали к апертуре определен для обоих диапазонов. В К-диапазоне он составляет не менее 0,5 во всей рабочей полосе 19,0-21,2 ГГц (рисунок 42 (а)). В Q-диапазоне КЭ лежит в пределах 0,6-0,72 в полосе 43,5-45,5 ГГц (рисунок 42 (б)).

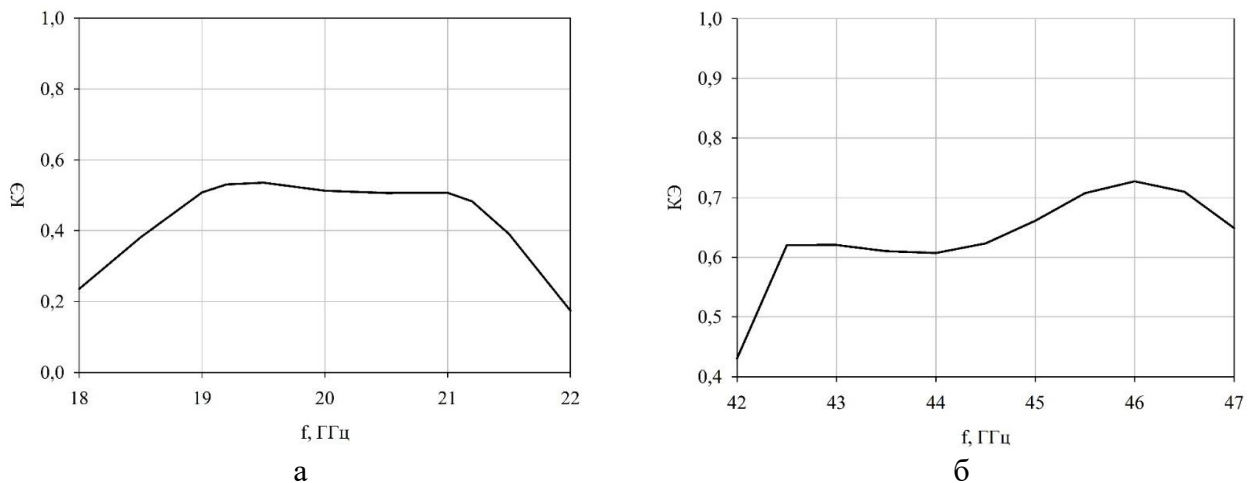


Рисунок 42 – Частотная зависимость КЭ: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Изменение этого параметра внутри рабочей полосы связано с изменением амплитудно-фазового соотношения между ортогональными составляющими поля.

На рисунке 43 приведены нормированные сечения ДН совмещенной элементарной ячейки в главных плоскостях на центральных частотах рабочих диапазонов.

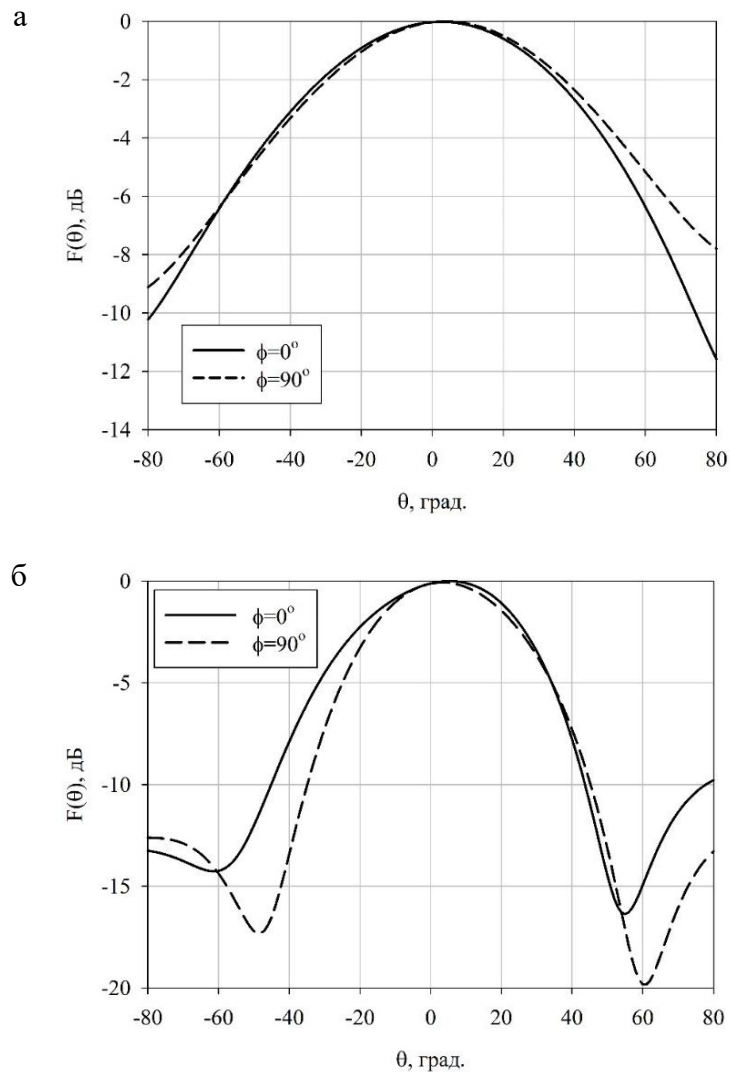


Рисунок 43 – Нормированные сечения ДН: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне ширина главного лепестка по уровню минус 3 дБ составляет $80,8^\circ$ в Е-плоскости и $82,6^\circ$ в Н-плоскости. Небольшая асимметрия диаграммы связана с наличием трех элементов Q-диапазона в общей ячейке. В Q-диапазоне ширина диаграммы направленности (ШДН) равна $46,4^\circ$ в Е-плоскости и $53,7^\circ$ в Н-плоскости. Более узкий главный лепесток по сравнению с К-диапазоном объясняется увеличением электрических размеров одной и той же физической апертуры с ростом рабочей частоты. Синфазное суммирование полей трех Q-излучателей формирует основной максимум, а дискретность их размещения и частичное заполнение внутренних позиций совмещенной ячейки приводят к появлению побочных максимумов с уровнем до минус 10 дБ.

На рисунке 44 показаны трехмерные ДН для обоих диапазонов на средних частотах, наглядно демонстрирующие форму луча.

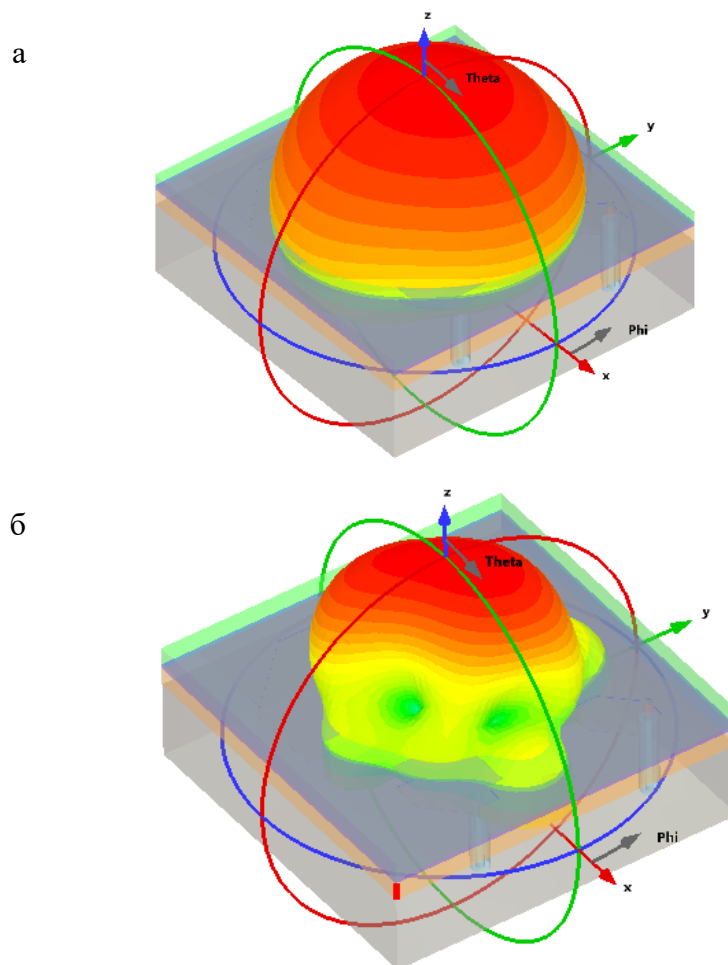


Рисунок 44 – Трехмерные ДН: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Полученные ДН соответствуют ожидаемым для излучателей данного типа. ШДН достаточна для формирования острого луча в составе большой решетки [47]. Основные результаты моделирования сведены в таблицу 6.

Таблица 6 – Электродинамические характеристики совмещенной элементарной ячейки на связанных резонаторах

Характеристика	К-диапазон	Q-диапазон
Диапазон рабочих частот, ГГц	19,0-21,2	43,5-45,5
Полоса по КСВН < 1,5	18,7-21,6	42,8-46,1
Относительная полоса, %	13,8	7,4
КУ, дБ, не менее	5,7	12,1
Апертурный КИП	1	0,75
КЭ, не менее	0,5	0,6
Изоляция между диапазонами, дБ, не менее	22	20
ШДН (Е/Н), град.	80,8/82,6	46,4/53,7

Таким образом, моделирование подтверждает принципиальную возможность создания совмещенной элементарной ячейки $9,0 \times 9,0$ мм, включающей один К- и три Q-излучателя в единой апертуре с шагами $d_K = 9,0$ мм и $d_Q = 4,5$ мм соответственно. В обоих диапазонах достигаются требуемые параметры согласования, а частотная избирательность элементов ограничивает их взаимное влияние [120-122]. Апертурный КИП составляет примерно 1,0 в К-диапазоне и 0,75 в Q-диапазоне, что согласуется с теоретическими оценками для выбранной топологии совмещения. Полученные данные служат основой для проектирования полноразмерной совмещенной решетки с раздельными К- и Q-излучателями и подтверждают правильность выбранного подхода к формированию общей апертуры.

2.4 Разработка совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи

В предыдущем разделе рассматривался излучатель на связанных микрополосковых резонаторах, который позволяет расширить рабочую полосу за счет нескольких связанных резонансных состояний. В качестве альтернативного решения в настоящем разделе рассматривается микрополосковый излучатель с апертурным возбуждением.

Отличительная черта этого подхода – разделение излучающей и питающей частей элемента. Энергия от питающей линии к микрополосковому резонатору передается через щелевую апертуру в металлическом экране. Благодаря этому излучатель и питающая линия могут располагаться на разных слоях многослойной структуры, что особенно существенно для формирования совмещенной К/Q-апертуры. Такой принцип был предложен и подробно исследован в работах [53, 54].

Целью данного раздела является разработка совмещенной элементарной ячейки $9,0 \times 9,0$ мм с одним К- и тремя Q-излучателями при апертурном возбуждении. При этом по-прежнему требуется обеспечить рабочие полосы 19,0-21,2 ГГц и 43,5-45,5 ГГц, низкий профиль конструкции и достаточную междиапазонную связь.

2.4.1 Принцип работы апертурно-связанного излучателя

Принцип построения рассматриваемого излучателя показан на рисунке 45.

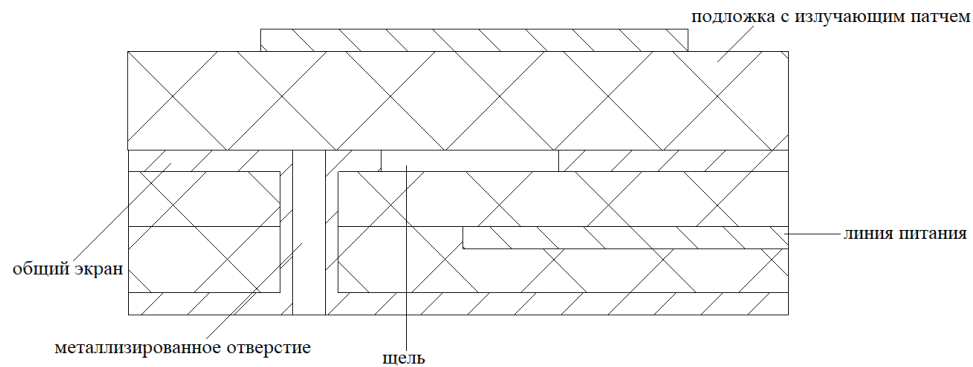


Рисунок 45 – Структура излучателя с апертурной связью

Конструкция выполнена в виде многослойной структуры, содержащей снизу вверх слой с симметричной полосковой линией питания, проводящий экран с апертурой и верхний диэлектрический слой с микрополосковым патчем. Гальваническая связь между линией питания и патчем отсутствует: электромагнитная энергия передается через апертуру и возбуждает поле в области патча.

В конструкции используется Н-образная апертура, образованная двумя продольными участками, которые соединены центральной поперечной перемычкой (рисунок 46).

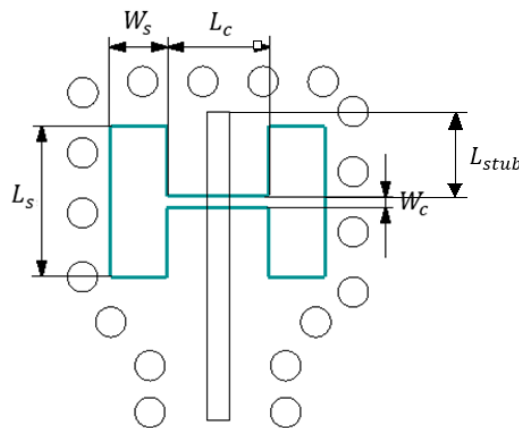


Рисунок 46 – Геометрия Н-образной щели

Изменяя ее геометрические размеры, можно управлять частотной зависимостью электромагнитной связи между питающей линией и патчем. Как показано в [57], такая форма апертуры дает дополнительную степень свободы при управлении коэффициентом связи и входным импедансом излучателя, что позволяет получить широкую полосу согласования.

При апертурном возбуждении входной импеданс излучателя зависит не только от собственных свойств патча, но и от электромагнитных характеристик аперттуры, ее положения относительно патча и параметров питающей линии (15).

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_{patch} + i Z_0 \tan(\beta L_{stub})}{Z_0 + i Z_{patch} \tan(\beta L_{stub})}, \quad (15)$$

где Z_{patch} – импеданс патча, пересчитанный через Н-щель и трансформатор, L_{stub} – длина шлейфа за щелью, β – постоянная распространения в линии питания.

Импеданс патча Z_{patch} – ключевой параметр связи. Он означает, что собственный импеданс излучающего патча пересчитан в плоскость щели через трансформирующее действие Н-щели, которая работает как трансформатор импедансов. Поэтому изменение размеров щели сказывается одновременно на коэффициенте связи, реактивной части входного импеданса и частотном положении резонансов [55].

Для качественной физической интерпретации Н-образную аперттуру удобно рассматривать как распределенную реактивную структуру [123]. В продольных узких участках щели преобладает магнитная составляющая поля, поэтому их вклад можно трактовать как преимущественно индуктивный. В области поперечной перемычки между краями щели возникает электрическое поле, что соответствует дополнительной емкостной составляющей. Таким образом, изменяя длину и ширину продольных участков, а также параметры перемычки, можно управлять эффективной реактивностью щелевой аперттуры и условиями связи между питающей линией и патчем. Следует отметить, что данная интерпретация является эквивалентной моделью распределенной электромагнитной структуры и используется для качественного объяснения результатов полного электродинамического моделирования.

В двухдиапазонном излучателе питающие структуры К- и Q-диапазонов размещены на разных металлических слоях многослойной конструкции. Это обеспечивает их пространственное разделение и исключает прямое пересечение питающих трактов. Для подавления паразитных полей между соседними элементами вокруг линий питания и апертурных щелей предусмотрены металлизированные отверстия.

Для получения круговой поляризации апертурную щель ориентируют относительно сторон патча так, чтобы возбуждались две ортогональные составляющие поля, в частности под 45° . Круговая поляризация требует близких амплитуд этих составляющих и фазового сдвига между ними, близкого к 90° . Поэтому окончательную геометрию патча и Н-образной апертуры подбирают совместно, исходя из согласования и КЭ. Подобный принцип формирования ортогональных поляризационных составляющих в апертурно связанных структурах описан в [57, 58].

2.4.2 Моделирование геометрии совмещенной элементарной ячейки

Вторая конструкция совмещенной АР основана на элементарной ячейке $9,0 \times 9,0$ мм, рассмотренной в разделе 2.2, которая содержит один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона (рисунок 47).

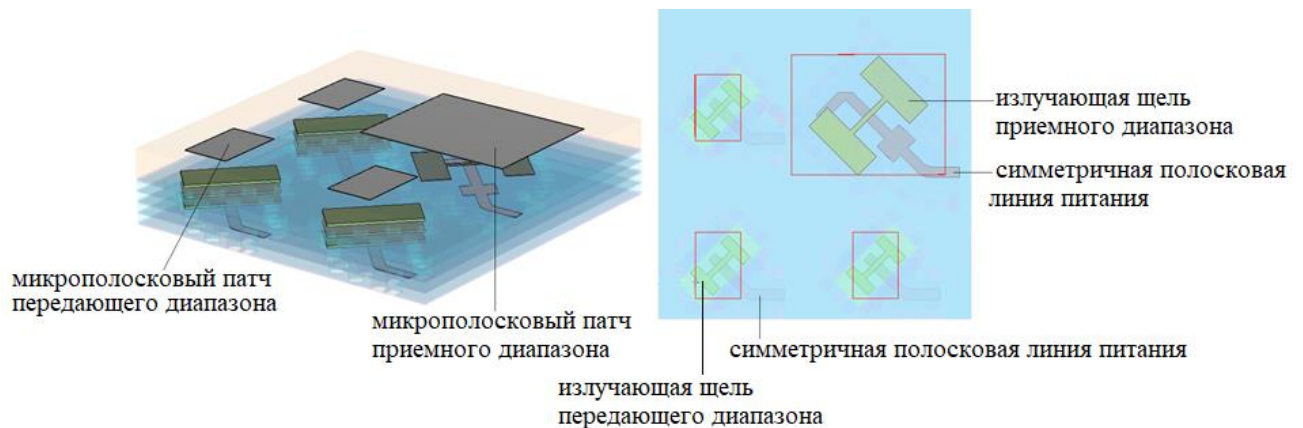


Рисунок 47 – Электродинамическая модель ячейки и вид сверху

Каждый излучатель выполнен по принципу апертурного возбуждения и питается симметричной полосковой линией. Питающие структуры К- и Q-диапазонов разнесены по разным слоям многослойной конструкции, что позволяет независимо прокладывать тракты обоих диапазонов.

Параметрическая настройка проводилась методом полного электродинамического моделирования в К-диапазоне. В качестве варьируемых параметров использовали размеры патча, длина и ширина продольных участков Н-образной апертуры, а также длина и ширина ее центральной перемычки. Критериями служили глубина и ширина полосы согласования, положение резонансных характеристик и КЭ.

Влияние отдельных параметров можно условно разделить на две группы. Размеры патча в первую очередь определяют собственные резонансные свойства излучающей структуры, тогда как размеры щели в большей степени отвечают за условия возбуждения и электромагнитную связь с питающей линией. Однако это разделение условно, поскольку изменение любого геометрического параметра перераспределяет поле во всей структуре.

Первым исследовалось влияние длины продольных участков L_s . Для апертурно связанных микрополосковых антенн изменение длины щели меняет ее электрическую длину, реактивность и коэффициент связи с патчем. С ростом L_s увеличивается электрическая длина продольных участков и меняется реактивная составляющая апертуры, одновременно усиливается электромагнитное взаимодействие между питающей линией и патчем. При малой длине щели связь оказывается слабой, и согласование ухудшается. При дальнейшем увеличении достигается область оптимальной связи, где сочетание глубины согласования и ширины рабочей полосы наиболее благоприятно. Дальнейший рост L_s приводит к чрезмерному изменению реактивной составляющей и нарушению условий возбуждения. По результатам моделирования наилучшее согласование в требуемом К-диапазоне достигается при длине продольных участков $L_s = 2,0$ мм (рисунок 48).

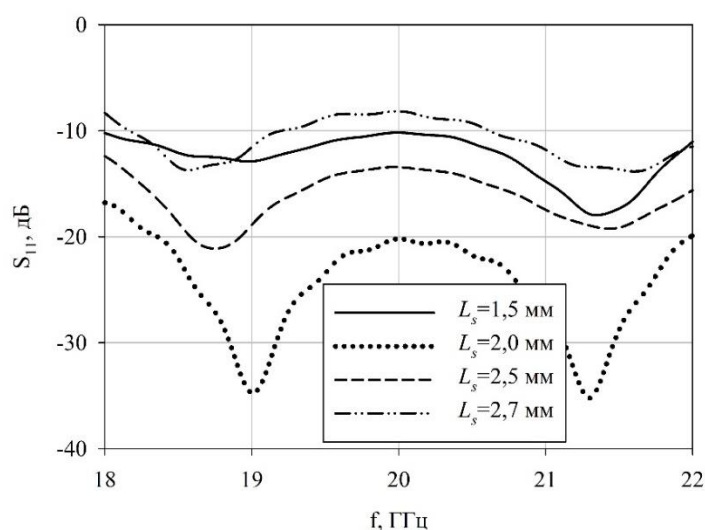


Рисунок 48 – Частотная зависимость S_{11} от изменения длины продольных щелей L_s

При ее дальнейшем увеличении частотная характеристика ухудшается, а резонансные составляющие расходятся сильнее, при уменьшении – полоса согласования сужается.

Ширина продольных участков W_s определяет поперечные размеры области электромагнитной связи и эффективную реактивность апертуры. В рамках принятой эквивалентной модели увеличение ширины узкого продольного участка снижает его индуктивную составляющую, одновременно меняется распределение поля в щели и коэффициент связи. Для оценки этого влияния при фиксированной длине продольных участков $L_s = 2,0$ мм были рассмотрены несколько значений ширины $W_s = 0,6, 0,75, 0,9$ мм. При минимальной ширине связь между линией питания и патчем оказывалась недостаточной, что ухудшало согласование. Увеличение ширины улучшало согласование, однако дальнейший рост приводил к изменению частотной характеристики и уменьшению суммарной полосы (рисунок 49).

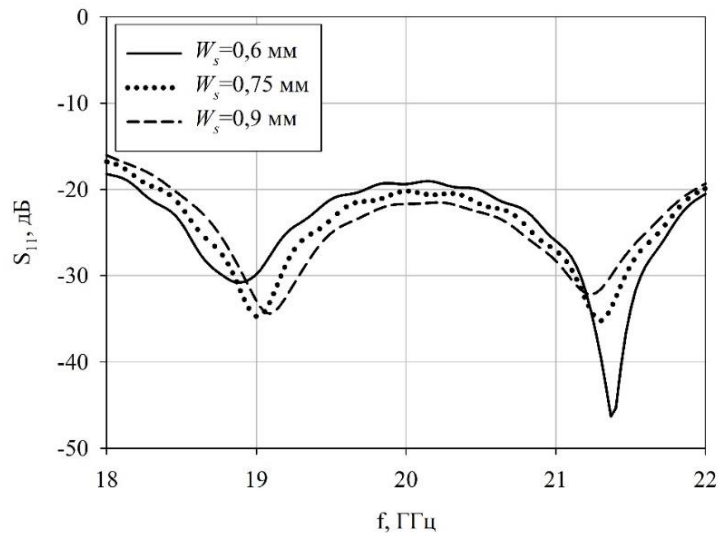


Рисунок 49 – Частотная зависимость S_{11} от изменения ширины продольных щелей W_s

В результате для К-диапазонного излучателя выбрано оптимальное значение ширины $W_s = 0,75$ мм. Таким образом, ширина продольных участков служит дополнительным параметром управления степенью связи и реактивной составляющей апертуры, а ее оптимум определяется совместно с длиной щели.

Центральная поперечная перемычка Н-образной апертуры перераспределяет электрическое поле между краями щели и вносит дополнительную емкостную составляющую в эквивалентную реактивность апертуры. Поэтому изменение длины перемычки L_c отражается на частотной зависимости входного импеданса всей структуры. При уменьшении L_c емкостное влияние перемычки ослабевает, и соответствующая резонансная характеристика смещается в сторону более высоких частот. При увеличении L_c вклад центральной части в реактивность растет, что смещает резонанс вниз по частоте. Однако чрезмерное удлинение перемычки нарушает оптимальное соотношение реактивных составляющих и ухудшает согласование. В параметрическом исследовании рассматривались значения $L_c = 1,0, 1,35, 1,6$ мм (рисунок 50).

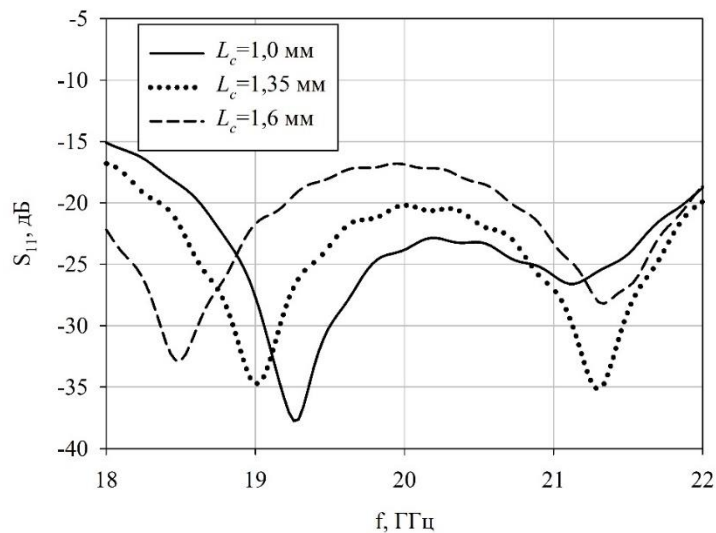


Рисунок 50 – Частотная зависимость S_{11} от изменения длины перемычки L_c

При $L_c = 1,0$ мм частота нижней части рабочей полосы повышалась, а сама полоса сужалась. При $L_c = 1,6$ мм резонанс смещался вниз по частоте, но согласование ухудшалось. Наилучшее сочетание положения резонансных характеристик и согласования достигнуто при $L_c = 1,35$ мм.

Ширина центральной перемычки W_c также влияет на ее емкостный вклад и распределение электрического поля в апертуре. При малой ширине площадь взаимодействия краев щели ограничена, поэтому емкостная составляющая оказывается

меньше. С увеличением ширины она возрастает, что отражается на частотном положении резонансной характеристики. В исследовании сравнивались значения $W_c = 0,1, 0,15, 0,2$ мм (рисунок 51).

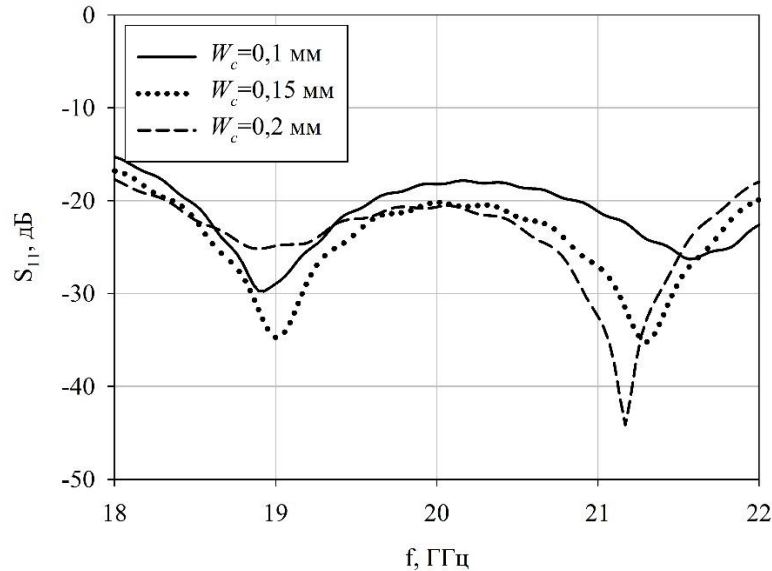


Рисунок 51 – Частотная зависимость S_{11} от изменения ширины перемычки W_c

При ширине $W_c = 0,1$ мм резонанс смещался в сторону более высоких частот, при увеличении до $W_c = 0,2$ мм – вниз. Полученная зависимость подтверждает, что ширину перемычки можно использовать как дополнительный параметр тонкой настройки частотной характеристики после выбора ее длины.

Размеры микрополоскового патча задают его электрические размеры, собственные резонансные частоты и распределение поверхностных токов. В первом приближении увеличение электрической длины патча снижает соответствующую резонансную частоту. Однако в реальной многослойной конструкции на резонанс дополнительно влияют эффективная диэлектрическая проницаемость, краевые поля, толщина подложки и электромагнитная связь с апертурой.

В параметрическом исследовании изменение ширины патча W_p преимущественно сказывалось на резонансе в нижней части рабочего диапазона: с ростом ширины он смещался вниз по частоте (рисунок 52 (а)).

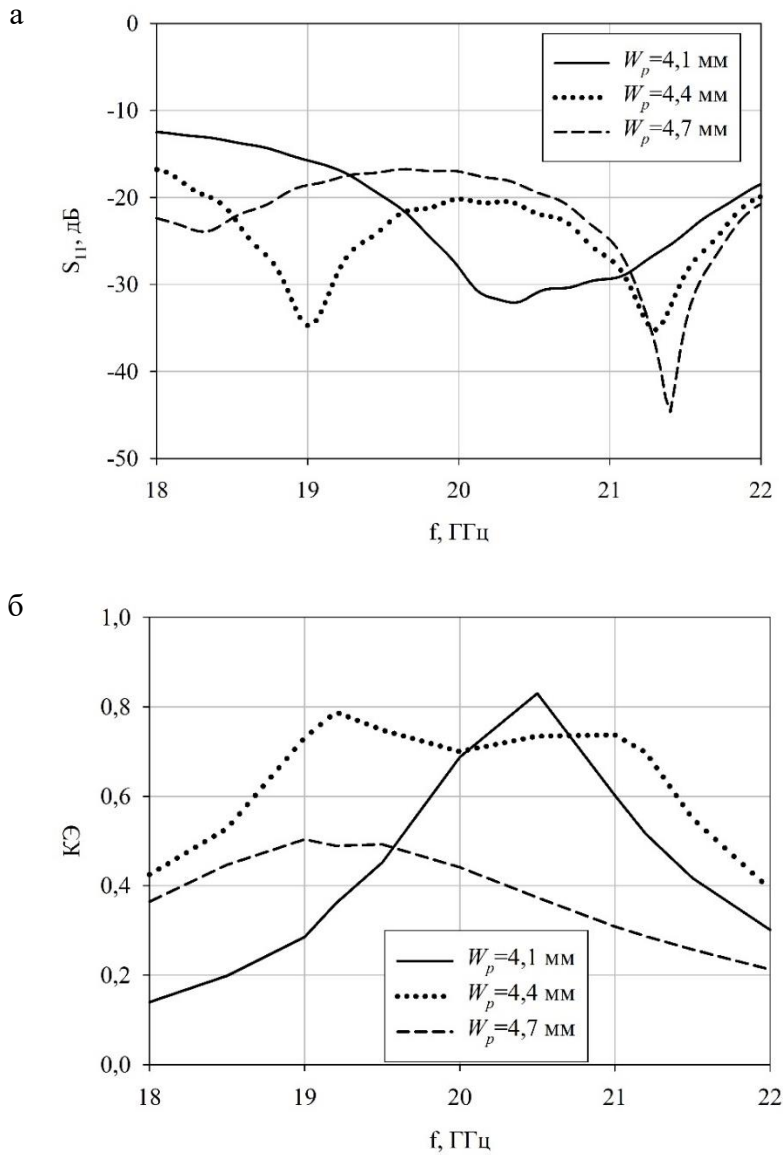


Рисунок 52 – Частотная зависимость от изменения ширины патча W_p : (а) S_{11} , (б) $KЭ$

Кроме того, ширина заметно влияла на $KЭ$ (рисунок 52 (б)), поскольку менялось распределение поверхностных токов и соотношение возбуждаемых ортогональных составляющих поля.

Изменение длины патча L_p сильнее отражалось на положении верхней резонансной составляющей и также изменяло $KЭ$ (рисунок 53).

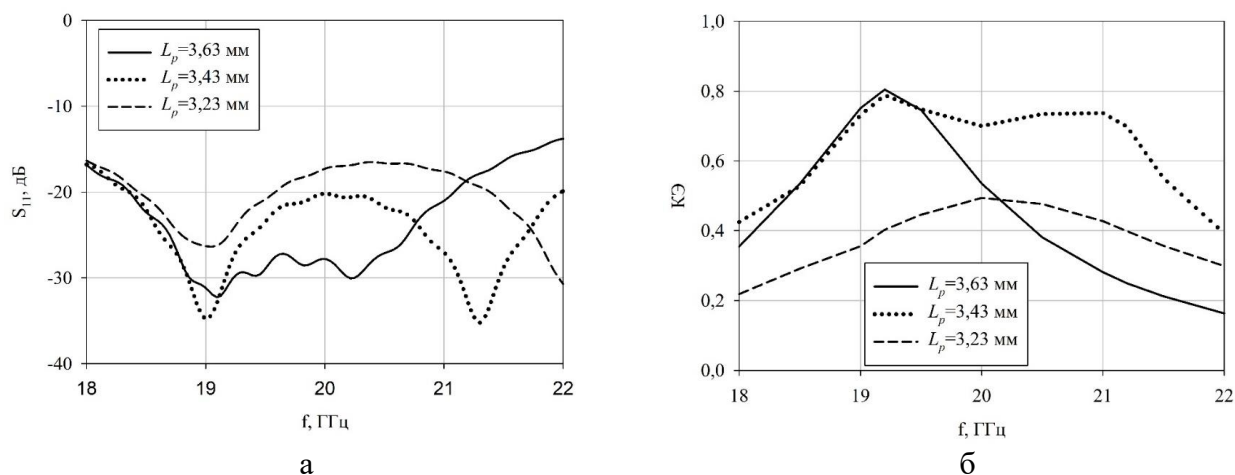


Рисунок 53 – Частотная зависимость от изменения длины патча L_p : (а) S_{11} , (б) $KЭ$

Поэтому размеры патча подбирались совместно с геометрией апертуры, а не независимо от нее. По результатам поэтапного параметрического исследования были определены основные размеры излучателей К- и Q-диапазонов, сведенные в таблицу 7.

Таблица 7 – Геометрические параметры излучающих элементов К- и Q-диапазонов на апертурной связи

Параметр	К-диапазон	Q-диапазон
Размеры патча, $L_p \times W_p$, мм	4,4 x 3,43,5	1,9 x 1,3
Толщина подложки патчей, мм	0,8	
Толщина подложки линии питания, мм	0,254	
Размеры продольных щелей, $L_s \times W_s$, мм	2,0 x 0,75	0,9 x 0,3
Размеры поперечной щели, $L_c \times W_c$, мм	1,35 x 0,15	0,95 x 0,15

Следует уточнить, что приведенные размеры соответствуют излучателям в составе совмещенной элементарной ячейки. Их расчет проводился с учетом влияния излучателей другого диапазона, многослойной диэлектрической структуры и металлизированных отверстий.

2.4.3 Результаты моделирования совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи

Для проверки выбранной геометрии было выполнено полноволновое электродинамическое моделирование совмещенной элементарной ячейки. В расчетную

модель включены все диэлектрические и металлические слои, излучающие патчи, апертуры, полосковые линии питания и металлизированные отверстия. На боковых границах ячейки заданы периодические граничные условия, соответствующие ее повторению в составе АР. Расчет велся аналогично предыдущему варианту излучателя.

На рисунке 54 представлены расчетные частотные зависимости коэффициента отражения.

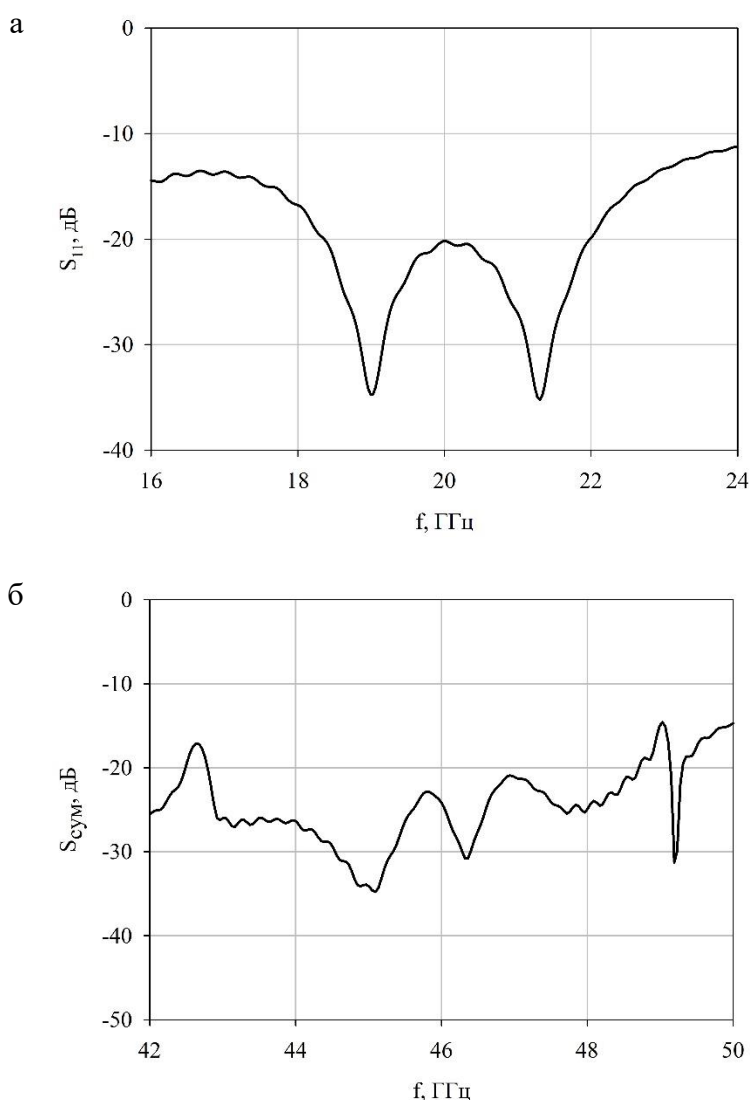


Рисунок 54 – Частотные зависимости S_{11} : (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне 19,0-21,2 ГГц уровень S_{11} не превышает минус 20 дБ, а КСВН составляет около 1,2. Полоса согласования по критерию КСВН не более 1,5 занимает диапазон 17,3-22,8 ГГц, что соответствует относительной ширине примерно

27,4 % относительно центральной частоты. Два выраженных резонансных состояния обеспечивают перекрытие требуемого диапазона и формируют широкую полосу согласования. В Q-диапазоне в полосе 43,5-45,5 ГГц коэффициент отражения $S_{\text{сум}}$ менее минус 20 дБ, что соответствует КСВН в районе тех же 1,2 во всем требуемом диапазоне частот с запасом. При этом относительная полоса согласования по критерию КСВН не более 1,5 составляет 14,2%.

На рисунке 55 показаны частотные зависимости междиапазонной изоляции.

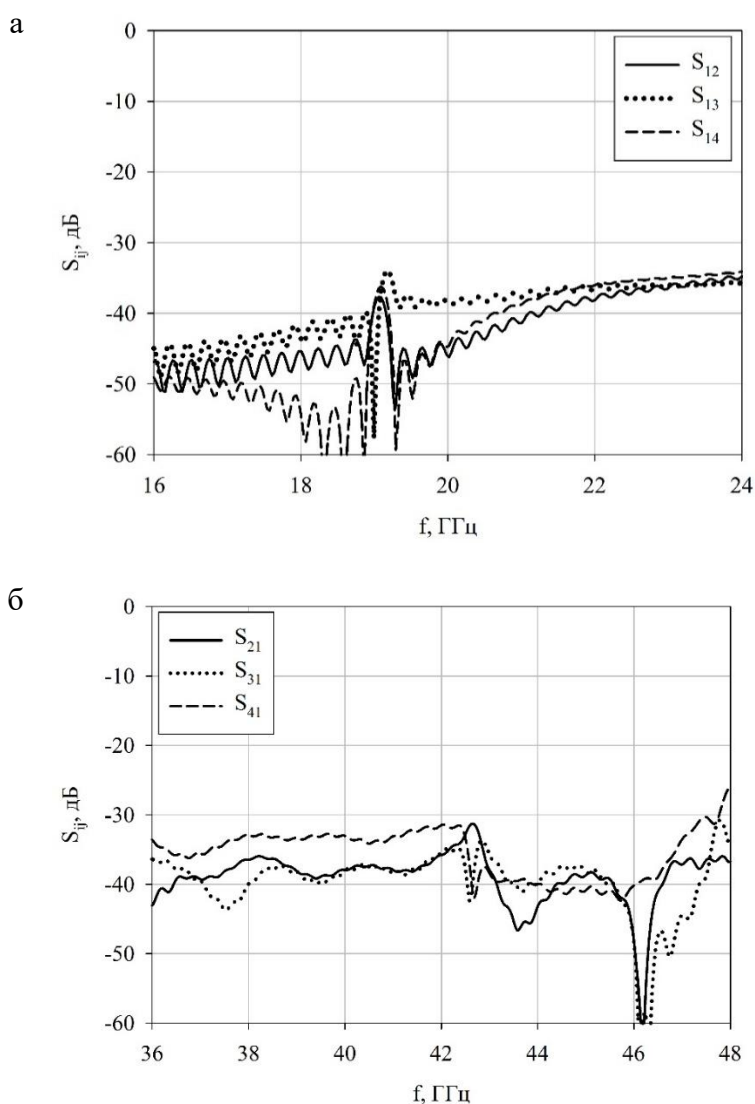


Рисунок 55 – Изоляция между портами: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В рабочей полосе К-диапазона ее уровень превышает 35 дБ, а в Q-диапазоне достигает 38 дБ. Столь высокая изоляция обусловлена несколькими причинами.

Во-первых, питающие структуры К- и Q-диапазонов разнесены по разным металлическим слоям и не имеют прямого проводникового пересечения. Во-вторых, каждый излучатель обладает частотной селективностью, поэтому на частоте одного диапазона излучатель другого оказывается вне собственного резонанса. В-третьих, металлизированные отверстия ограничивают распространение паразитных полей между соседними структурами. Таким образом, высокий уровень изоляции является результатом совместного действия частотной селективности излучателей и пространственного разделения питающих трактов.

КУ совмещенной элементарной ячейки в направлении нормали к апертуре равен 6,1-7,1 дБ в К-диапазоне и 12,0-12,4 дБ в Q-диапазоне (рисунок 56).

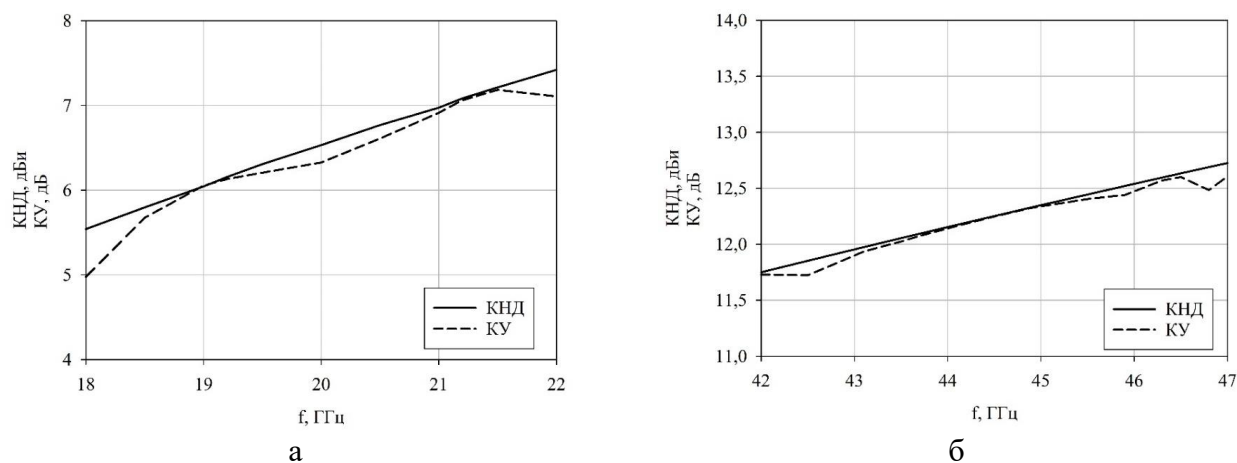


Рисунок 56 – Частотная зависимость КНД и КУ совмещенной элементарной ячейки: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Аналогично предыдущему варианту излучателя апертурный КИП в К-диапазоне стремится к 1,0, в Q-диапазоне – к 0,75.

Для оценки поляризационных характеристик рассчитан КЭ в направлении нормали к апертуре (рисунок 57): в К-диапазоне он не менее 0,6, в Q-диапазоне – 0,7-0,82 в рабочей полосе.

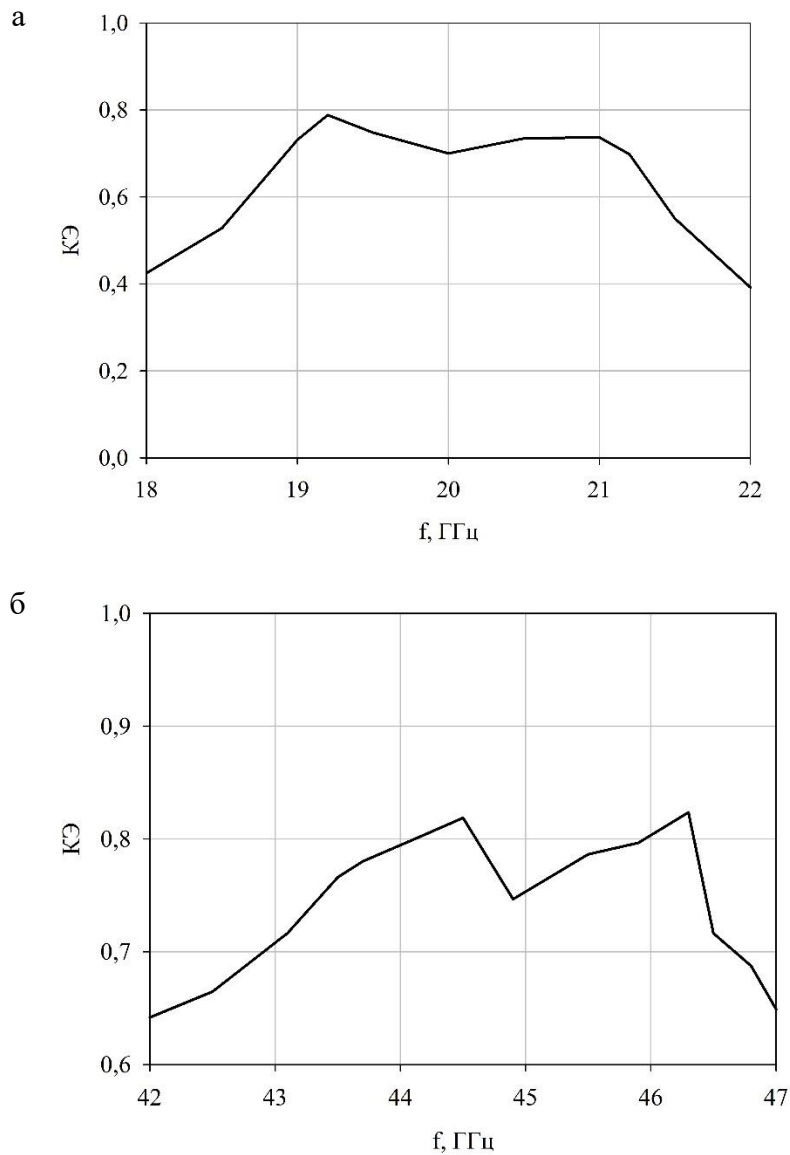


Рисунок 57 – Частотная зависимость КЭ: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Итак, применение апертурного возбуждения с Н-образной апертурой позволяет одновременно получить требуемое согласование, высокую междиапазонную изоляцию и круговую поляризацию при сохранении низкопрофильной многослойной конструкции.

На рисунке 58 представлены нормированные сечения ДН совмещенной элементарной ячейки.

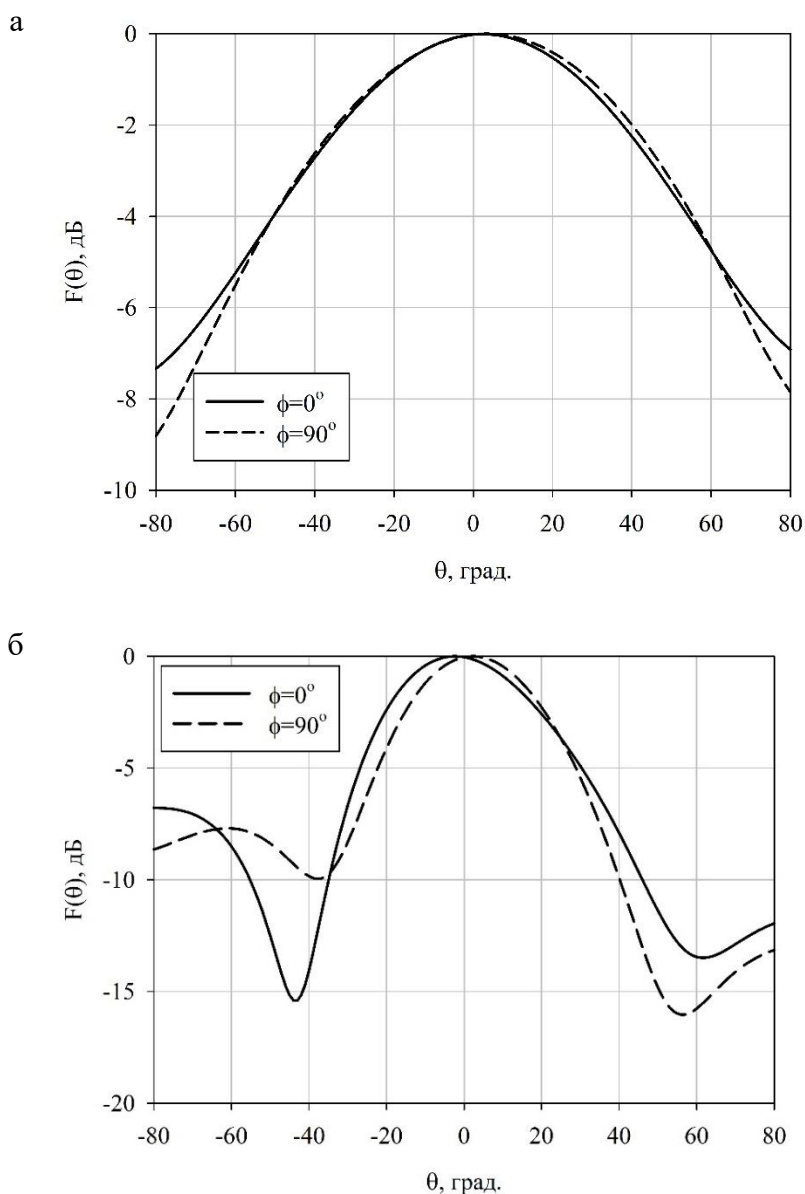


Рисунок 58 – Нормированные сечения ДН: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

На центральных частотах 20,2 и 44,5 ГГц ширина главного лепестка по уровню минус 3 дБ составляет: в К-диапазоне – $87,8^\circ$ в Е-плоскости и $91,7^\circ$ в Н-плоскости; в Q-диапазоне – $47,4^\circ$ и $38,8^\circ$ соответственно. Небольшое различие ШДН в Е- и Н-плоскостях вызвано нарушением строгой электромагнитной симметрии ячейки.

На рисунке 59 показаны трехмерные ДН для обоих диапазонов на средних частотах, наглядно демонстрирующие форму луча.

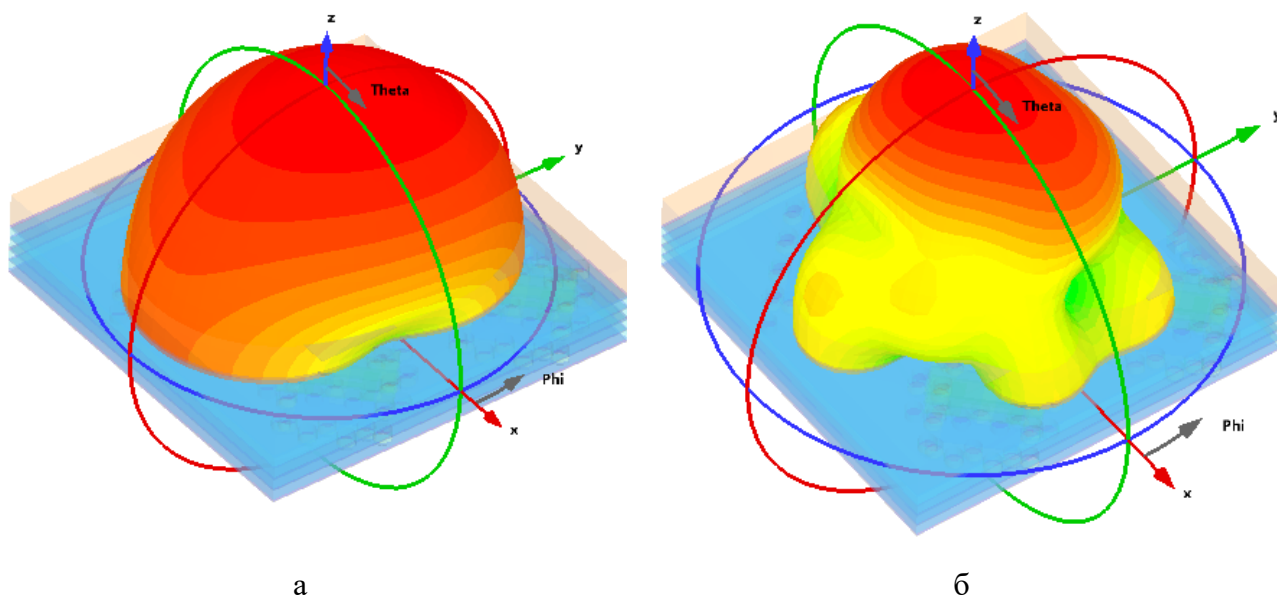


Рисунок 59 – Трехмерные ДН: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В таблице 8 сведены основные итоговые характеристики спроектированной совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи.

Таблица 8 – Электродинамические характеристики совмещенной элементарной ячейки на апертурной связи

Характеристика	К-диапазон	Q-диапазон
Диапазон рабочих частот, ГГц	19,0-21,2	43,5-45,5
Полоса по КСВН < 1,5	17,3-22,8	42,6-49,0
Относительная полоса, %	27,4	14,2
КУ, дБ, не менее	6,1	12,0
Апертурный КИП	1	0,75
КЭ, не менее	0,6	0,7
Изоляция между диапазонами, дБ, не менее	35	38
ШДН (Е/Н), град.	87,8/91,7	47,4/38,8

Результаты показывают, что микрополосковый резонатор, связанный с трактом через Н-образную щель, дает заметно более широкую полосу согласования, чем конструкция на связанных резонаторах. Дополнительно разнесение питающих линий по слоям многослойной структуры и частотная избирательность апертурной связи обеспечивают междиапазонную развязку выше 35 дБ. Результаты разработки и исследования данного двухдиапазонного излучающего элемента опубликованы в [124].

Выводы по главе 2

В данной главе была предложена концепция размещения в единой апертуре излучателей для двух рабочих диапазонов с частотным разнесением в 2,2 раза. В совмещенной элементарной ячейке использован один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона. Их пространственные периоды составляют 9,0 мм и 4,5 мм соответственно. Расчет показал, что при использовании такой структуры ячейки удастся разместить излучатели обоих диапазонов с максимальным теоретическим апертурным КИП: 1,0 для К-диапазона и 0,75 для Q-диапазона.

Далее был исследован излучающих микрополосковый элемент на связанных резонаторах. Была проведена параметрическая настройка, по результатам которой выбраны оптимальные размеры элементов. Моделирование в составе элементарной ячейки подтвердило, что требуемые характеристики для построения АР реализуются, а междиапазонная изоляция превышает 20 дБ.

Затем был разработан и исследован второй вариант микрополоскового излучающего элемента, основанный на апертурной связи. Отмечено, что электромагнитная связь через апертуру носит частотно-зависимый характер. Такая структура позволяет эффективно увеличить междиапазонную изоляцию и расширить рабочую полосу частот. Результаты параметрического расчета совмещенной ячейки на основе данного излучателя показали, что полоса согласования по критерию S_{11} менее минус 14 дБ составляет 27,4% в К-диапазоне и 14,2% в Q-диапазоне, а изоляция превышает 35 дБ.

Проведенные исследования подтвердили возможность построения совмещенной двухдиапазонной апертуры на основе отдельных излучателей К- и Q-диапазонов. Полученные результаты используются далее при разработке и исследовании двух конструкций АР и их гибридных систем питания в главе 3.

Глава 3. Разработка конструкций совмещенных антенных решеток и систем их питания

3.1 Требования к системе питания совмещенной антенной решетки

В двухдиапазонных АР миллиметрового диапазона, работающих одновременно на прием и передачу, система питания является одним из наиболее критичных узлов. Она должна обеспечивать:

- подведение сигнала к каждому излучающему элементу с требуемыми амплитудно-фазовыми соотношениями;
- минимизацию омических и диэлектрических потерь, особенно в тракте передачи, где потери непосредственно снижают энергетический потенциал [125];
- высокую изоляцию между приемным и передающим трактами для предотвращения проникновения сигнала передатчика в чувствительный приемник;
- сохранение низкого профиля конструкции, необходимого для мобильных и носимых терминалов;
- при формировании круговой поляризации дополнительно требуется выдерживать относительные фазы возбуждения элементов [126].

Ни один из существующих типов линий передачи не удовлетворяет всем требованиям одновременно. Как ранее отмечалось, планарные полосковые структуры удобны для непосредственного возбуждения излучателей и хорошо интегрируются в многослойную печатную конструкцию. SIW позволяет реализовать промежуточные тракты с низким профилем. Металлические и гар-волноводные структуры характеризуются меньшими потерями, что делает их предпочтительными на длинных участках [125, 127]. Гибридная система питания, объединяющая полосковые линии и волноводные структуры, а также апертурные переходы, применяется в низкопрофильных сканирующих АР [128].

Таким образом, система питания должна удовлетворять совокупности требований: минимальные потери, заданное амплитудно-фазовое распределение, высокая развязка, низкий профиль и технологичность конструкции. С учетом этих тре-

бований далее рассматриваются две архитектуры гибридной системы питания, которые различаются построением трактов К- и Q-диапазонов и применяемыми технологиями передачи мощности.

3.2 Первая конструкция совмещенной антенной решетки и результаты ее моделирования

Первая конструкция АР реализована на основе разработанного в разделе 2.3 двухдиапазонного излучающего элемента на связанных микрополосковых резонаторах, а система их питания имеет комбинированный вид с использованием планарных линий передачи и металлических волноводов. Планарная часть АР предназначена для распределения мощности между отдельными группами излучателей, волноводная – для передачи мощности между группами и последующего суммирования/деления. Использование волноводов позволяет не увеличивать протяженность полоскового тракта, что наиболее важно для Q-диапазона.

Структура совмещенной АР с гибридной системой питания представлена на рисунке 60.

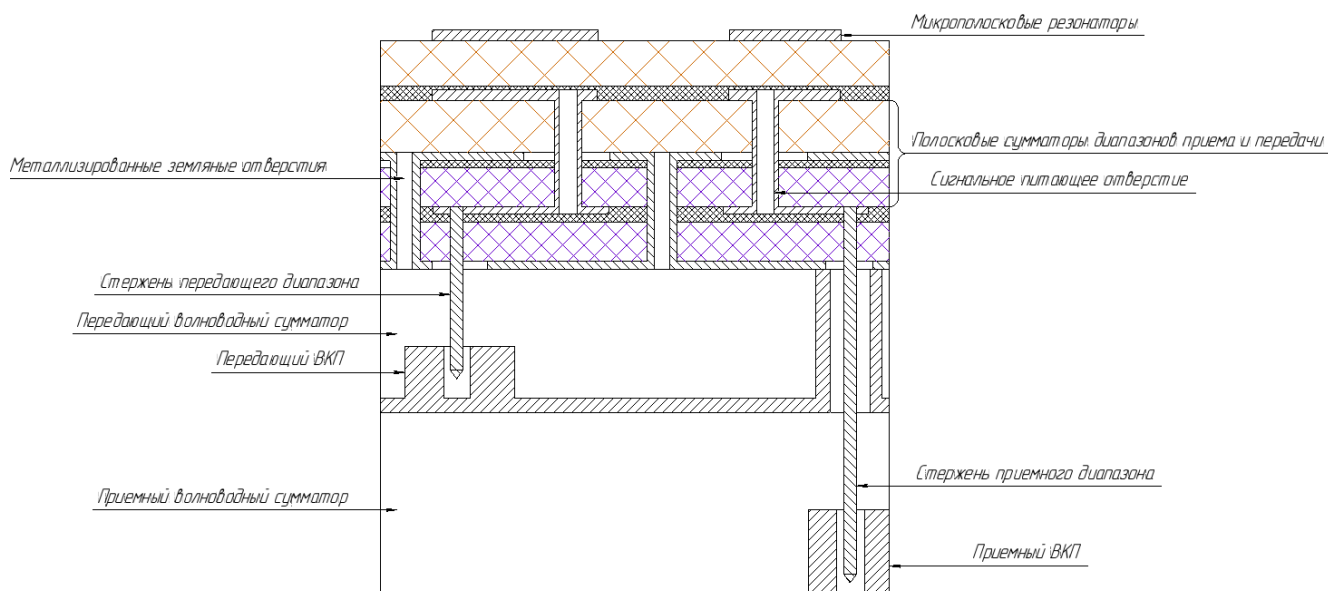


Рисунок 60 – Структура первой конструкции совмещенной АР с гибридной системой питания

Каждый излучающий элемент К- и Q-диапазонов возбуждается индивидуально через металлизированное отверстие, которое подключается к симметричной полосковой линии во внутреннем слое многослойной печатной платы. Симметрич-

ная полосковая линия выбрана из-за полной экранировки: она не создает паразитного излучения, что важно для сохранения формы ДН. Линии питания обоих диапазонов разведены в одном слое, но пространственно разнесены. Для изоляции между ними предусмотрены экранирующие ряды металлизированных отверстий. В этом же слое происходит первичное суммирование сигналов нескольких элементов в пределах подрешетки. Далее сигнал каждой подрешетки через ВКП переходит в металлический волноводный тракт. Конструкция ВКП рассчитана под работу в К- и Q-диапазонах с минимальными потерями. Далее сигналы подрешеток суммируются в металлических волноводах, которые образуют корпоративную распределительную сеть.

Далее каждая ступень системы питания рассмотрена подробнее.

Первичное суммирование сигналов от излучателей в пределах подрешетки осуществляется с помощью сети делителей мощности на симметричных полосковых линиях. На рисунке 61 представлены топологии полосковых сумматоров для К- и Q-диапазонов.

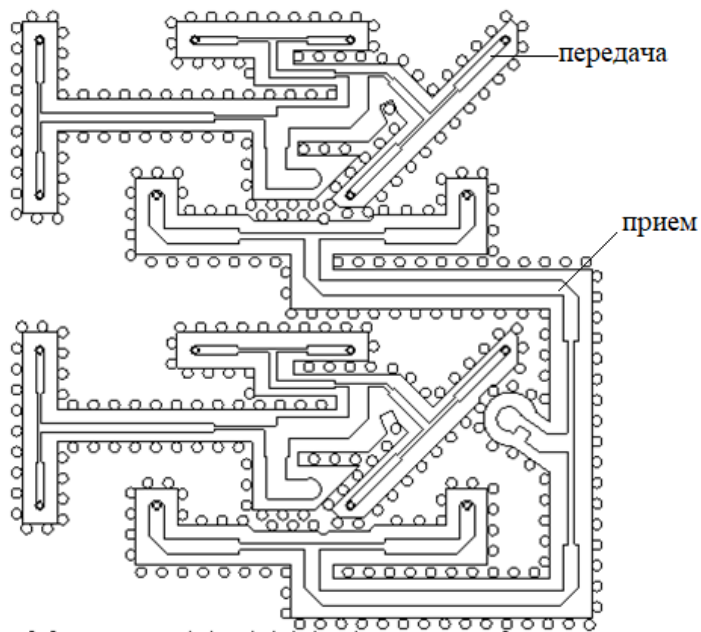


Рисунок 61 – Полосковые сумматоры К- и Q-диапазонов

Сумматор приема объединяет четыре элемента, а сумматор передачи – шесть. Оба сумматора являются синфазными и равноамплитудными. Расчетные частотные характеристики полосковых сумматоров показаны на рисунке 62.

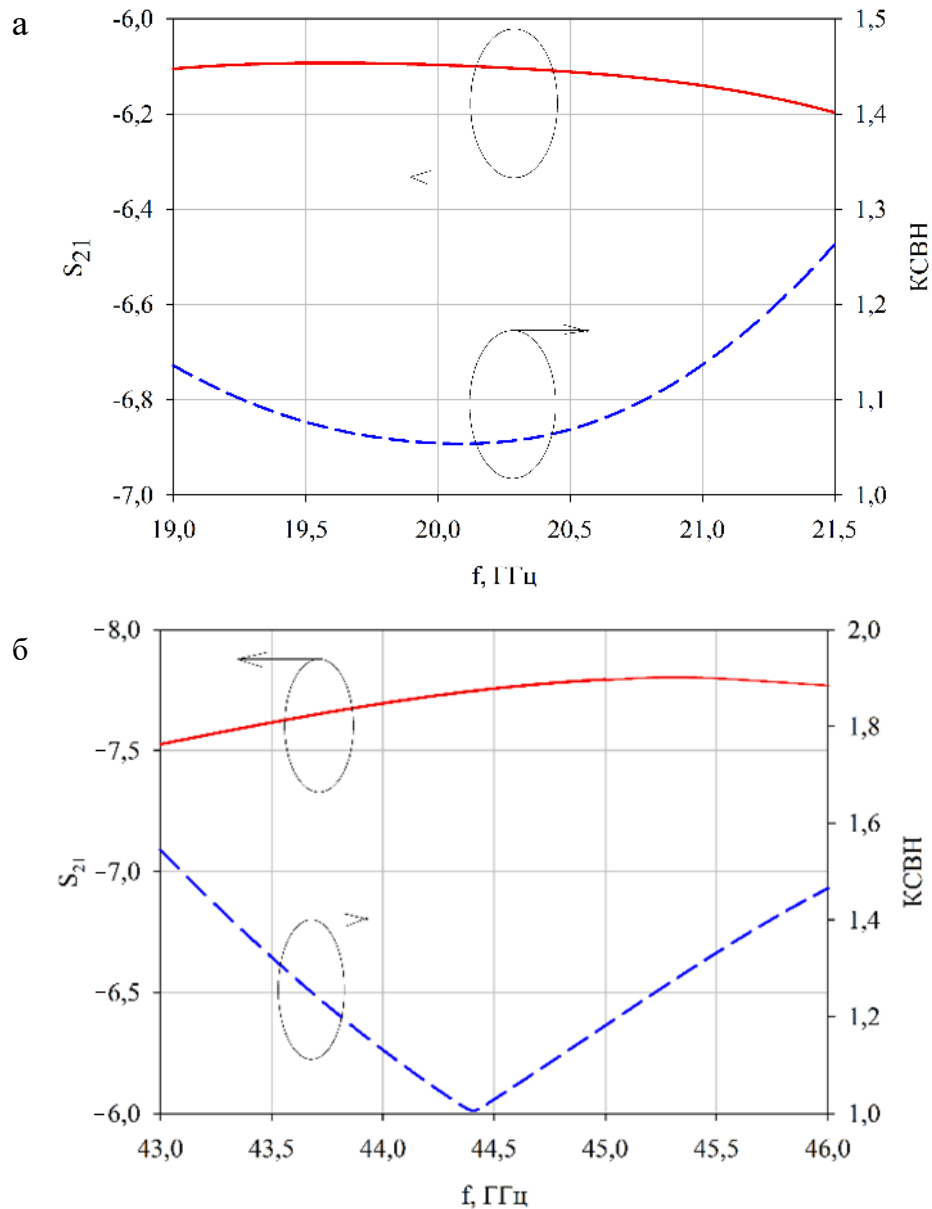


Рисунок 62 – Частотные характеристики полосковых сумматоров: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне частот КСВН делителей не превышает 1,2, в Q-диапазоне – не более 1,3.

Особенностью данной структуры является ее многослойное исполнение, представляющее собой два одинаковых слоя диэлектрической подложки толщиной $h_d = 0,25$ мм, между которыми располагается препрег толщиной $h_{pr} = 0,06$ мм. При учете всех тонких структур в модели ее электродинамический расчет в САПР существенно усложняется. Однако влияние препрега на распределение электромаг-

нитного поля может быть уточнено через эквивалентные электродинамические параметры, например, через усреднение диэлектрической проницаемости по общему объему структуры [129]. Конструкция многослойной платы и ее эквивалентная модель представлены на рисунке 63.



Рисунок 63 – Многослойная печатная плата и ее упрощенная эквивалентная модель

Для примера в модели применены препрег с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{pr} = 4,3$ и подложки с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_d = 2,55$ и толщиной $h_d = 0,25$ мм. Для однородной симметричной линии, где толщины диэлектриков равны, получаем

$$\varepsilon = \left(\sqrt{\varepsilon_d} + (\sqrt{\varepsilon_{pr}} - \sqrt{\varepsilon_d}) \cdot \frac{h_{pr}}{2h_d} \right)^2 \quad (16)$$

Согласно данному усреднению на рисунке 64 продемонстрированы следующие результаты.

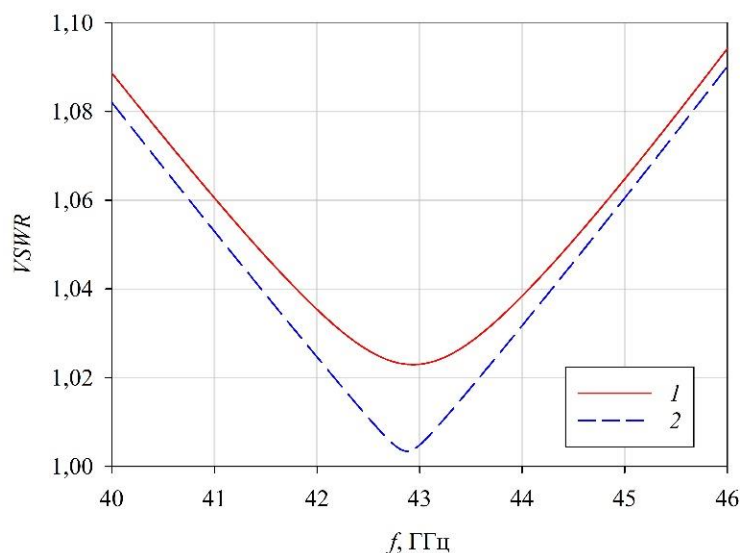


Рисунок 64 – Частотная зависимость КСВН: 1 – упрощенная модель, 2 – полная многослойная структура

Погрешность сходимости формулы не более 3%. По результатам проверки выведенной формулы была зарегистрирована программа ЭВМ «Расчет усредненной диэлектрической проницаемости для проектирования многослойных печатных плат» (RU 2024617109). Программа по известным толщинам и диэлектрическим свойствам слоев находит эквивалентную диэлектрическую проницаемость структуры [130]. Окно программы с результатами расчета приведены на рисунке 65.

Окно ввода	
1. Толщина препрега	0.06
2. Общая толщина слоев диэлектрика	0.5
3. Диэлектрическая проницаемость препрега	4.3
4. Диэлектрическая проницаемость диэлектрика	2.55
Усредненная диэлектрическая проницаемость	
	2.736
<div>Вычислить Очистить</div>	

Рисунок 65 – Окно программы по расчету усредненной диэлектрической проницаемости

Для расчета параметров симметричной полосковой линии разработана программа для ЭВМ «Волновое сопротивление полосковой симметричной линии передачи с учетом усредненной диэлектрической проницаемости подложек» (RU 2025661741) [131]. Программа предназначена для определения волнового сопротивления симметричной полосковой линии с учетом эквивалентных параметров многослойной диэлектрической структуры. Полученные значения волнового сопротивления используются при проектировании и расчете планарных участков системы питания АР.

Следующим этапом было проведение оценки потерь на полосковой линии передачи. При электродинамическом моделировании в свойствах материалов были заданы следующие тангенсы угла диэлектрических потерь: для диэлектрической подложки – $\tan \delta_d = 0,0037$, для препрега – $\tan \delta_{pr} = 0,01$. В качестве металла – медь с шероховатостью 6 мкм. Для экранирования полосковой линии были применены металлизированные отверстия диаметром 0,4 мм с шагом 0,7 мм.

Исходя из разработанных полосковых сумматоров длина линии передачи в К-диапазоне составляет 26 мм, в Q-диапазоне – 11,8 мм. На рисунке 66 представлены погонные потери полосковой симметричной линии передачи. Ширина проводника составляет 0,27 мм.

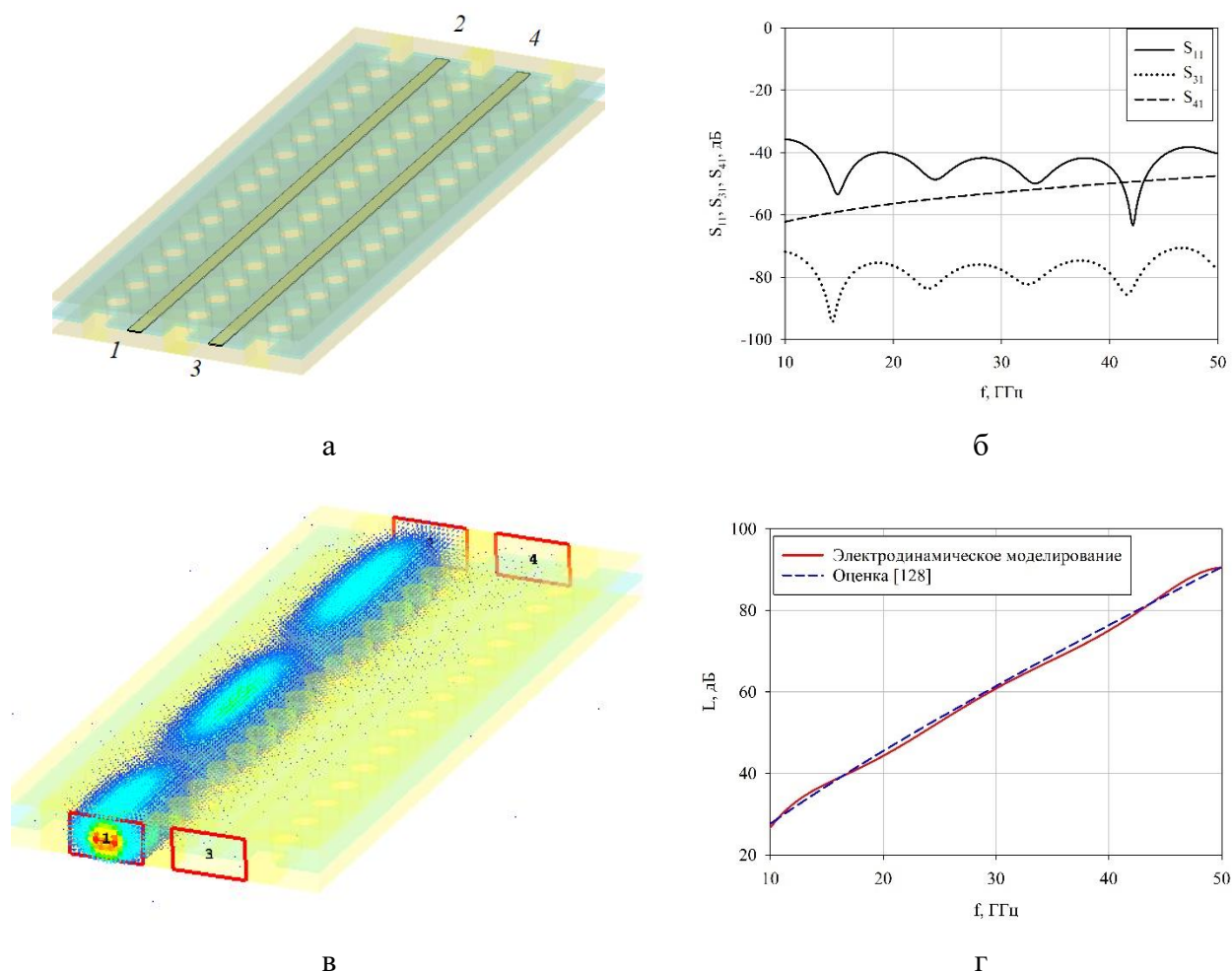


Рисунок 66 – Погонные потери симметричной полосковой линии: (а) – модель полосковой линии, (б) – частотные зависимости S-параметров, (в) – распределение поля, (г) – частотная зависимость расчетных погонных потерь

Соответственно в К-диапазоне ожидаемые потери составляют около 1,15 дБ, а в Q-диапазоне 0,99 дБ. Для оперативной оценки потерь в симметричной полосковой линии передачи была разработана программа для ЭВМ «Потери в симметричной полосковой линии передачи с учетом шероховатости проводников» (RU 2025688589) [132].

Для связи полосковых линий с волноводными сумматорами используются ВКП. Конструкция перехода для Q-диапазона показана на рисунке 67 (модель построена в электрических граничных условиях с заполнением вакуумом, все металлические фрагменты и окружение – из серебра с шероховатостью $R_a = 3$ мкм). Аналогичная конструкция применяется и в К-диапазоне.

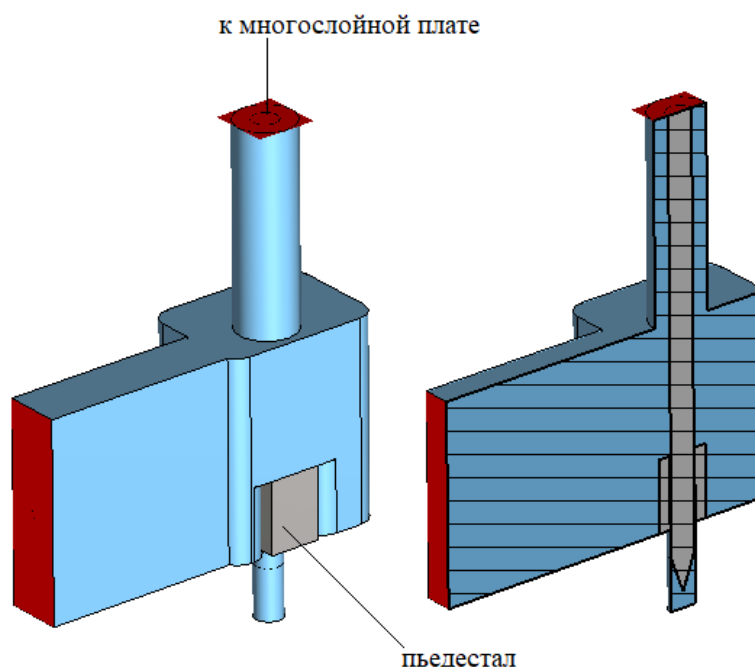


Рисунок 67 – ВКП Q-диапазона (упрощенная электродинамическая модель)

ВКП представляет собой отрезок волновода, в котором металлический стержень (жила) одним концом имеет контакт с проводником симметричной полосковой линии, а вторым погружается в пьедестал. Такая конструкция обеспечивает механическую фиксацию и меньшую чувствительность к фазовым искажениям.

Моделирование перехода для Q-диапазона показало потери 0,2 дБ и КСВН менее 1,3 в рабочей полосе (рисунок 68).

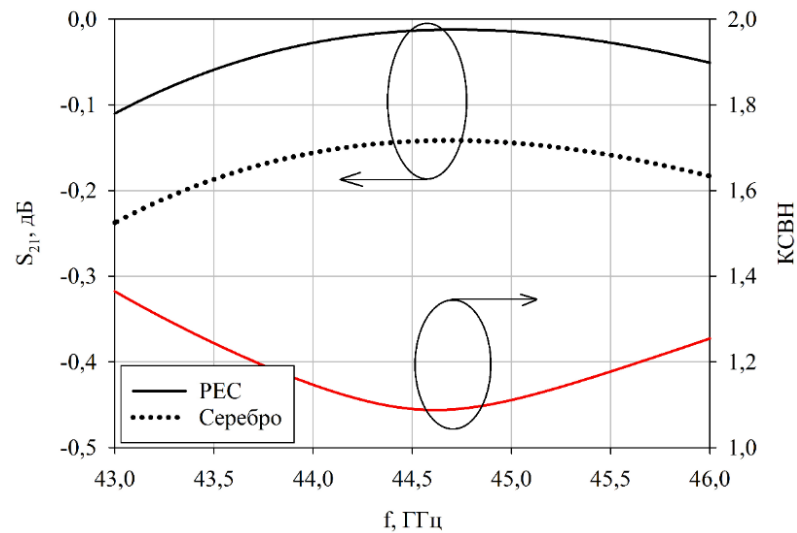
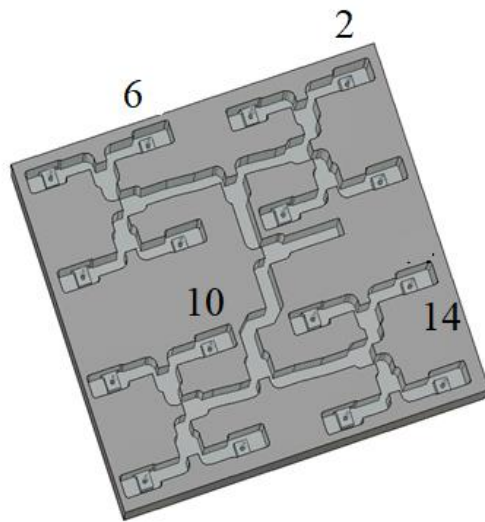
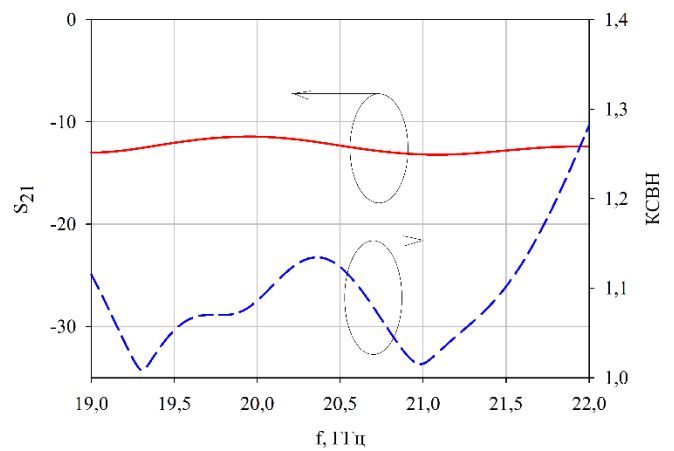


Рисунок 68 – Частотные зависимости S -параметров и КСВН ВКП в Q-диапазоне

После ВКП мощность от отдельных подрешеток объединяется металлическими волноводными сумматорами. Фрагмент сумматора К-диапазона и его частотные характеристики показаны на рисунке 69.



а



б

Рисунок 69 – (а) Фрагмент сумматора К-диапазона, (б) Частотные характеристики фрагмента

В данной конструкции формирование круговой поляризации реализовано именно в волноводной части. Для ее получения обеспечивается возбуждение соответствующих подрешеток с относительными фазами $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ (рисунок 70).

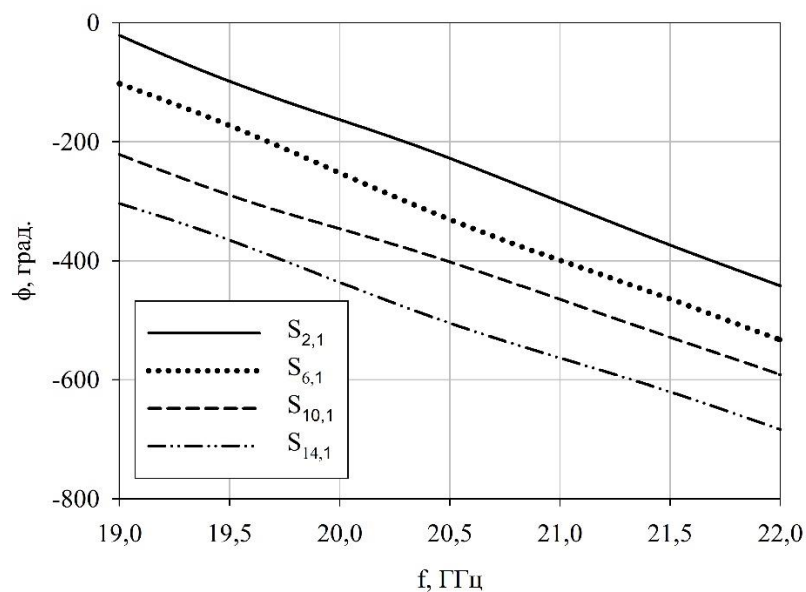
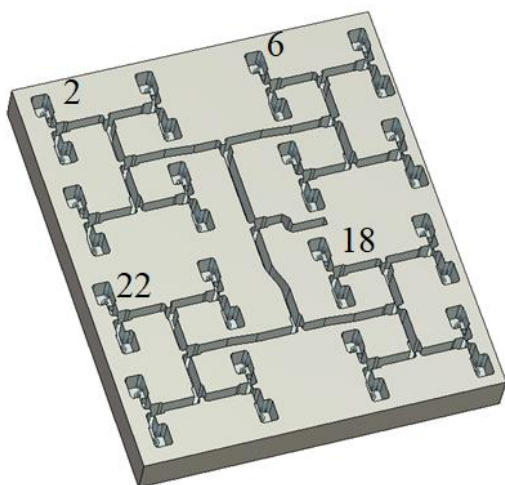
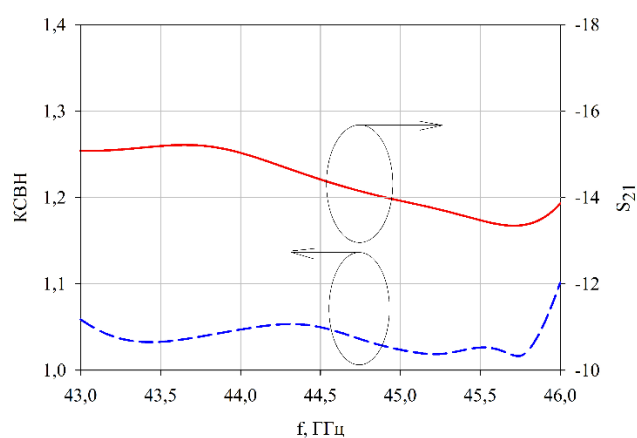


Рисунок 70 – Фазы на различных плечах волноводного сумматора К-диапазона

Аналогично на рисунке 71 представлен фрагмент передающего сумматора и его частотные характеристики.



а



б

Рисунок 71 – (а) Фрагмент сумматора Q-диапазона, (б) Частотные характеристики фрагмента

Он аналогично обеспечивающий фазовую задержку, но уже в противоположных плечах по отношению к сумматору К-диапазона, для формирования встречного направления круговой поляризации (рисунок 72).

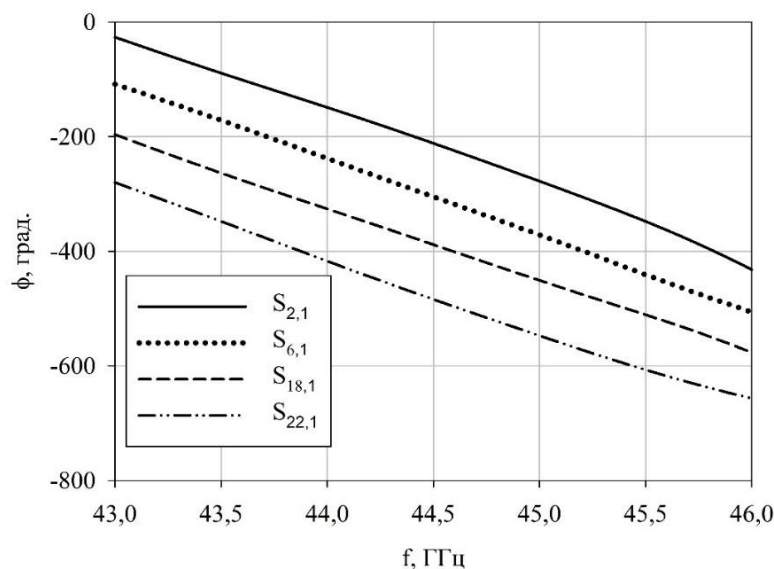


Рисунок 72 – Фазы на различных плечах волноводного сумматора Q-диапазона

В итоге, в первой системе питания волноводная часть выполняет две задачи – суммирование мощности и формирование необходимого фазового распределения для обеспечения круговой поляризации сигналов с разным направлением для К- и Q-диапазонов.

Для увеличения развязки в тракт приема встроен ступенчатый фильтр нижних частот (ФНЧ) (рисунок 73).

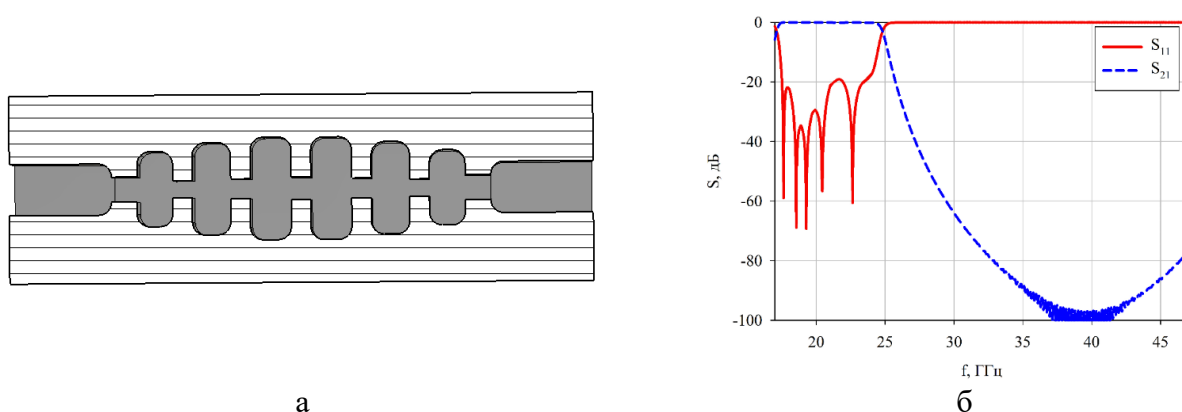


Рисунок 73 – (а) Структура ФНЧ, (б) Частотная характеристика ФНЧ

Данный фильтр обеспечивает обратные потери в полосе приема не более минус 20 дБ, загораживая сигнал в полосе передачи до минус 90 дБ. Он необходим для повышения частотной избирательности тракта с целью электромагнитной совместимости узлов.

Были оценены потери, вносимые в АР на протяженных волноводных линиях. В К-диапазоне длина тракта составляет 541,5 мм, в Q-диапазоне – 484 мм. Оценка потерь представлена на рисунке 74 для обоих частотных диапазонов.

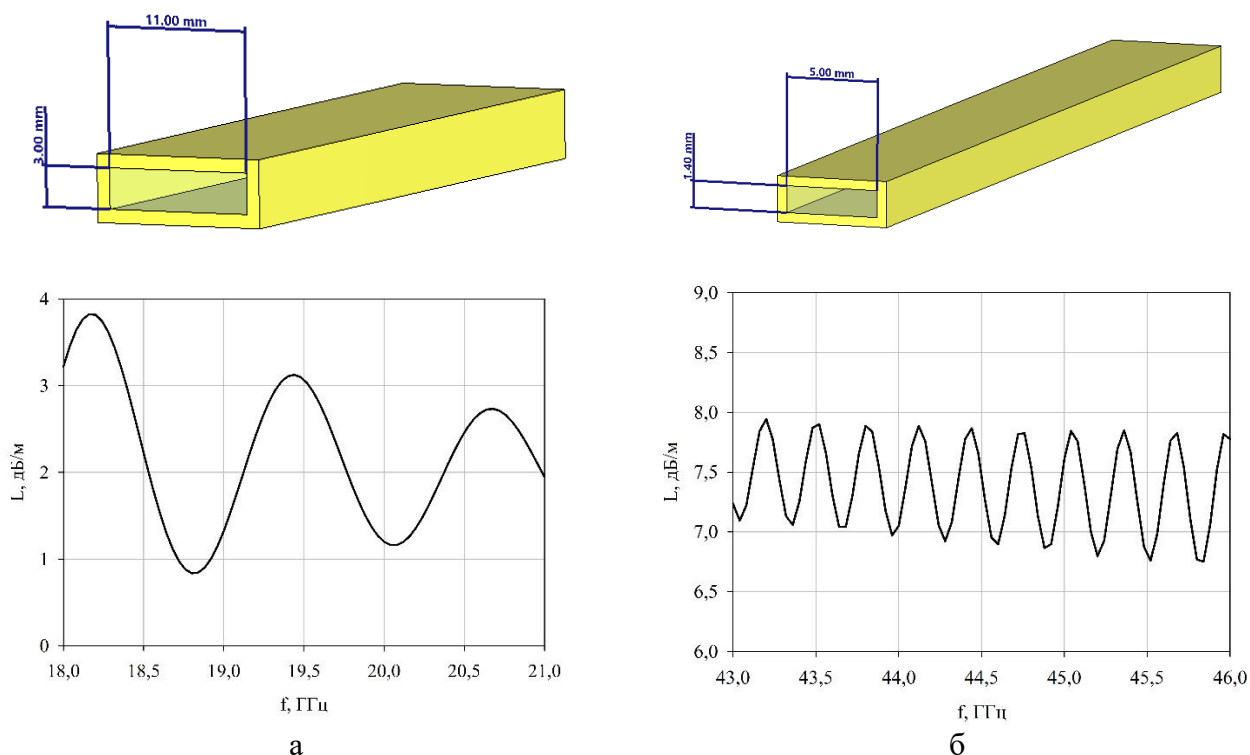


Рисунок 74 – Расчетные погонные потери волноводного тракта: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне расчетные потери в волноводном тракте равны 1,35 дБ, в Q-диапазоне 2,73 дБ. Суммарные потери в АР по результатам моделирования гибридной системы питания составляют 2,75 дБ в К-диапазоне и 4,72 дБ в Q-диапазоне.

Далее для оценки конструкции было проведено полное электродинамическое моделирование всей совмещенной АР с учетом излучающей апертуры на основе связанных микрополосковых резонаторов, гибридной системы питания, переходов между линиями передачи, а также с заданными электрическими характеристиками материалов (рисунок 75).

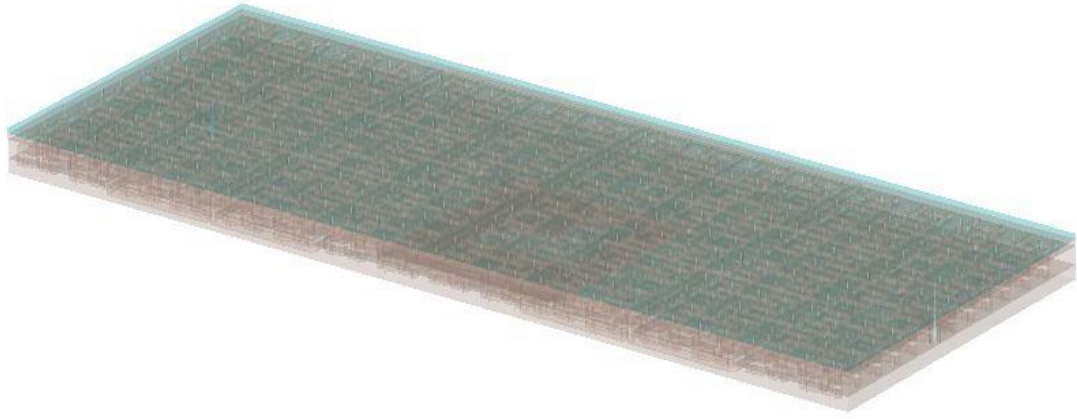


Рисунок 75 – Полная электродинамическая модель

Полученный КУ модели составляет 35,1 дБ в К-диапазоне и 38,9 дБ в Q-диапазоне (рисунок 76). КЭ превышает 0,85 и 0,9 для К- и Q-диапазонов соответственно

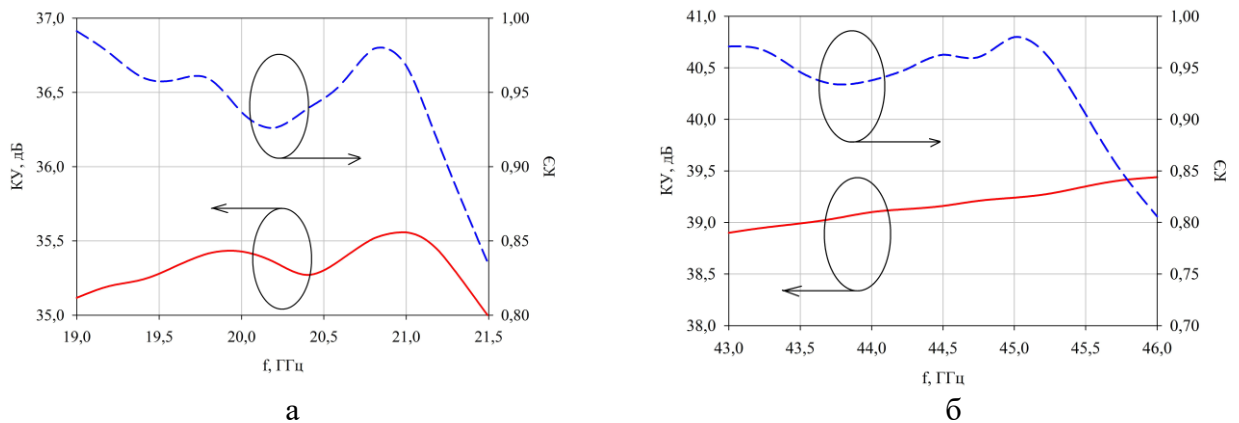


Рисунок 76 – Частотные зависимости КУ и КЭ электродинамической модели: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

При КИП, равно 1, КУ в рабочих диапазонах был бы равен

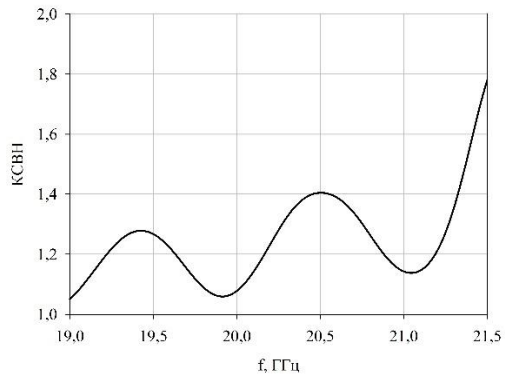
$$G_K = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{f_{K\text{ниж}}}{300} \right)^2 \cdot S_{\text{ап}} \right) = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{19,0}{300} \right)^2 \cdot 576 \cdot 216 \right) \approx 38 \text{ дБ},$$

$$G_Q = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{f_{Q\text{ниж}}}{300} \right)^2 \cdot S_{\text{ап}} \right) = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{43,5}{300} \right)^2 \cdot 576 \cdot 216 \right) \approx 45 \text{ дБ},$$
(17)

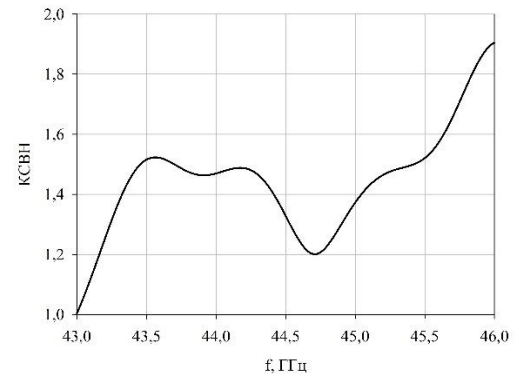
где $f_{K\text{ниж}}$, $f_{Q\text{ниж}}$ – нижние частоты рабочих диапазонов, $S_{\text{ап}}$ – площадь апертуры.

Следовательно, по электродинамической оценке КПД АР составляет 51 % в К-диапазоне и 24,5 % в Q-диапазоне.

КСВН не превышает 1,5 в К-диапазоне и 1,6 в Q-диапазоне (рисунок 77).



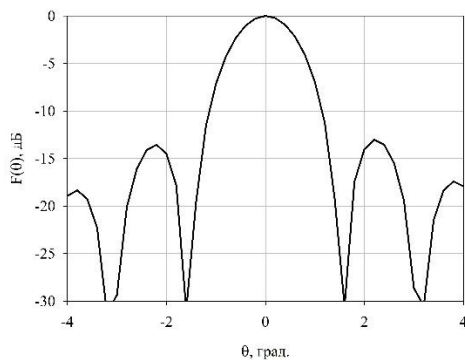
а



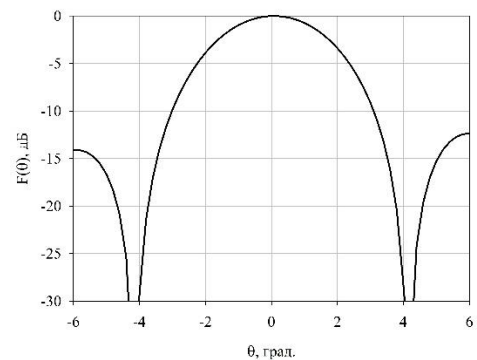
б

Рисунок 77 – Частотные зависимости КСВН электродинамической модели: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне расчетный УБЛ модели составляет не более минус 12 дБ, а ШДН $1,24^\circ / 3,42^\circ$ (рисунок 78).



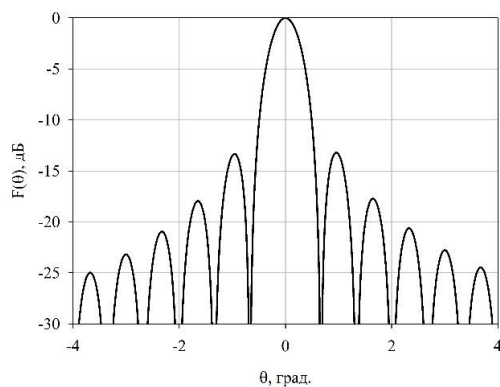
θ, град.



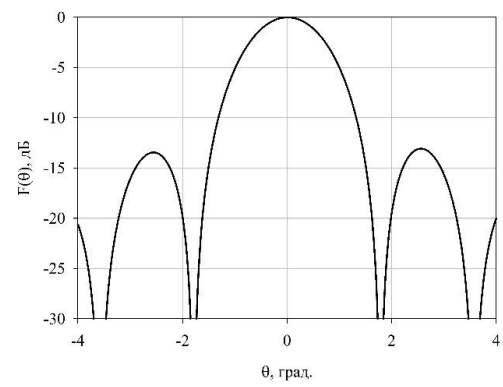
θ, град.

Рисунок 78 – Нормированные сечения ДН электродинамической модели в двух плоскостях в К-диапазоне (20,2 ГГц)

В Q-диапазоне расчетный УБЛ модели составляет не более минус 13,3 дБ, а ШДН $0,6^\circ / 1,6^\circ$ (рисунок 79).



θ, град.



θ, град.

Рисунок 79 – Нормированные сечения ДН электродинамической модели в двух плоскостях в Q-диапазоне (44,5 ГГц)

Основные характеристики электродинамической модели первой конструкции сведены в таблицу 9.

Таблица 9 – Основные расчетные электрические характеристики АР

Характеристика	К-диапазон	Q-диапазон
Диапазон рабочих частот, ГГц	19,0-21,2	43,5-45,5
КСВН	1,5	1,6
КУ, дБ	35,1	38,9
КПД, %	51	24,5
КЭ, не менее	0,85	0,9
ШДН (Е/Н), град.	1,24 / 3,42	0,6 / 1,6
УБЛ, дБ	минус 12	минус 13,3

Электродинамическое моделирование первой конструкции АР показало, что все ключевые характеристики укладываются в требования к построению двухдиапазонных АР для систем спутниковой связи. Однако основной недостаток данной системы в наличии электрического контакта между излучателем и системой его возбуждения, а также в большом числе ВКП, что усложняет конструкцию. Эти результаты послужат исходными данными для второй конструкции АР, где архитектура системы изменена с целью сокращения числа ВКП и исключения части электрических соединений.

3.3 Вторая конструкция совмещенной антенной решетки и результаты ее моделирования

Вторая конструкция АР разработана с целью повышения КПД и технологичности по сравнению с первой. В ее основе лежит излучающий элемент с апертурной связью через Н-образную щель (раздел 2.4). Системы питания К- и Q-диапазонов разнесены по слоям многослойной печатной конструкции, что позволяет независимо проектировать тракты и снизить их взаимное влияние. Для распределения мощности применены полосковые линии, гар-волноводы и SIW, а связь между различными типами линий осуществляется через щелевые переходы, не требующие гальванического контакта, а также через ВКП. Вторая конструкция представляет собой многослойную структуру (рисунок 80).

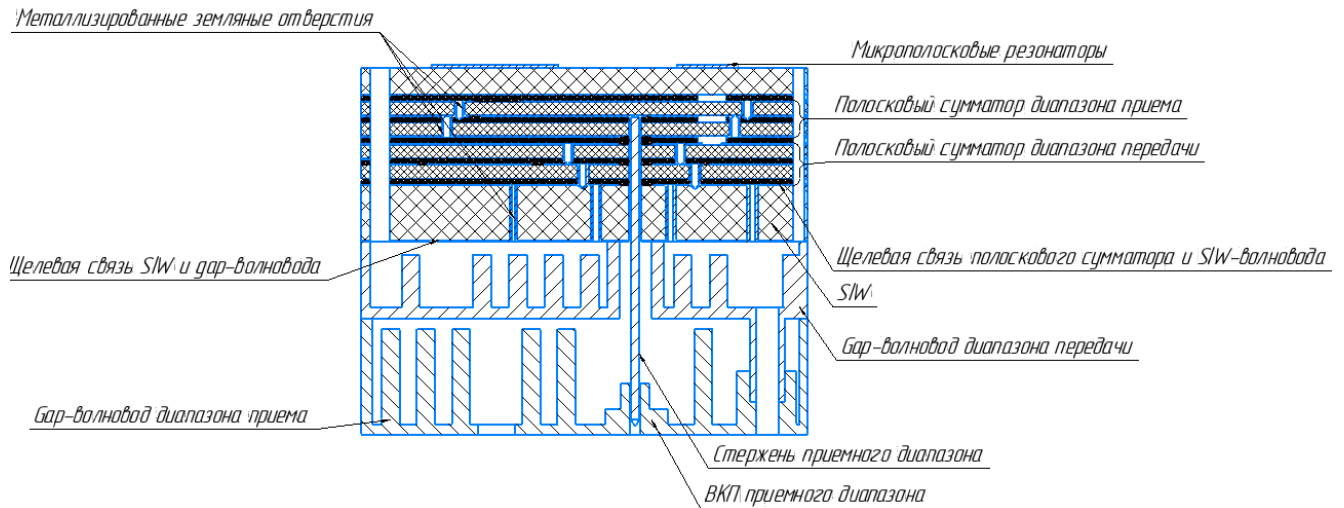


Рисунок 80 – Структура второй конструкции совмещенной АР с гибридной системой питания

Она включает:

- слой излучающих элементов К- (прием) и Q-диапазонов (передача);
- полосковые сумматоры К- (прием) и Q-диапазонов (передача);
- SIW-сумматоры Q-диапазона (передача);
- гар-волноводные сумматоры К- (прием) и Q-диапазонов (передача).

Во второй конструкции формирование круговой поляризации реализовано в полосковой системе питания с использованием турникетной схемы возбуждения. Это позволяет сохранить симметрию волноводных сумматоров и упростить их топологию. Фазовые соотношения на плечах приемного и передающего полосковых сумматоров обеспечивают формирование двух противоположно направленных круговых поляризаций: правой на прием и левой на передачу, аналогично предыдущей конструкции АР.

Передающий тракт построен по трехуровневой схеме. На первом уровне используется полосковый сумматор. На втором уровне для снижения потерь применен SIW-сумматор, потери в котором существенно ниже, чем в полосковой линии. На третьем уровне мощность суммируется в гар-волноводном сумматоре. Такое построение обусловлено тем, что в Q-диапазоне погонные потери в полосковых линиях резко возрастают. На частотах около 44 ГГц они становятся сопоставимыми с

полезным сигналом, поэтому протяженные полосковые тракты недопустимы. Переход к SIW и гар-волноводам позволяет снизить потери на магистральных участках и повысить КПД передающего тракта.

Полосковый сумматор мощности Q-диапазона является сегментированным на четыре части (рисунок 81 (а)). Каждый сегмент синфазно и равноамплитудно объединяет три передающих элемента.

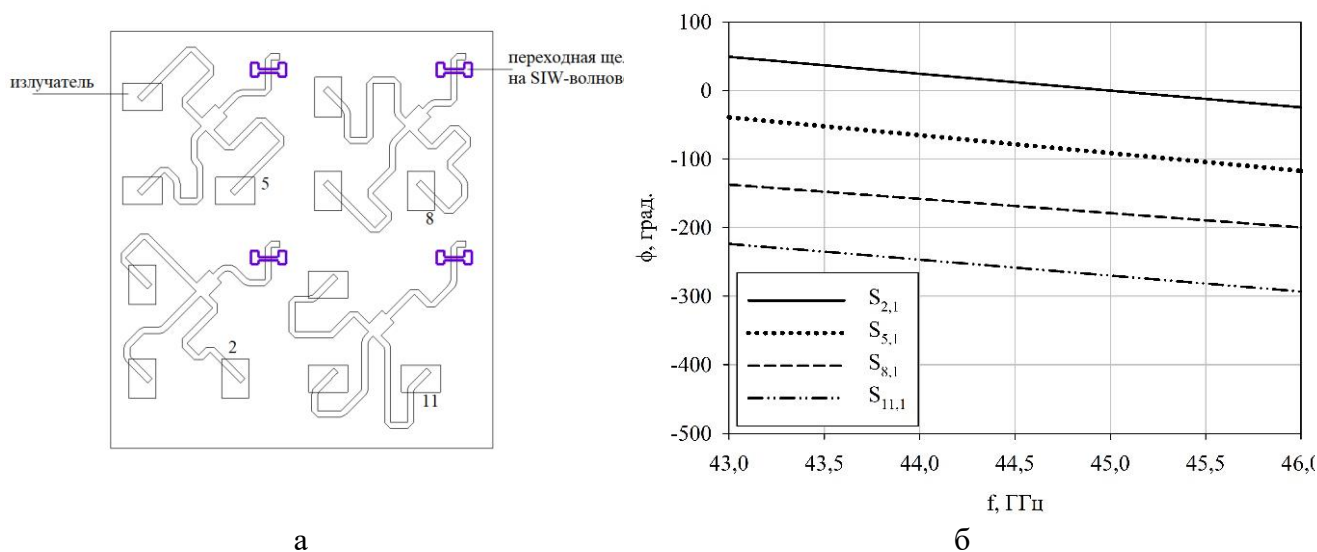


Рисунок 81 – (а) Полосковый сумматор мощности Q-диапазона, (б) Фазовые характеристики плеч

Каждый сегмент реализован со своей фазовой задержкой, которая в совокупности образует $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ для обеспечения возбуждения круговой поляризации (рисунок 81 (б)).

При электродинамическом моделировании в свойствах материалов были заданы следующие тангенсы угла диэлектрических потерь: для диэлектрической подложки – $\tan \delta_d = 0,001$, для препрега – $\tan \delta_{pr} = 0,01$. В качестве металла – медь с шероховатостью 6 мкм.

Протяженность полосковых линий не превышает 14,1 мм, ширина проводника 0,35 мм, что соответствует расчетным потерям на данном участке фидерного тракта, равным 0,8 дБ (рисунок 82). Ширина проводника составляет 0,35 мм. Аналогично предыдущей АР полосковые линии окружены металлизированными отверстиями.

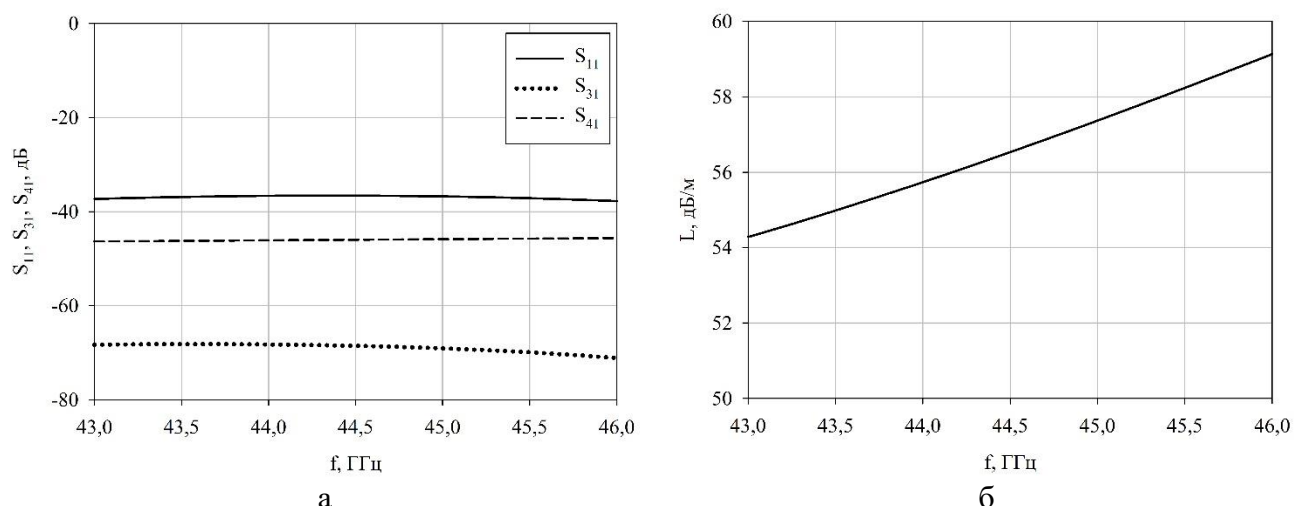


Рисунок 82 – (а) Частотная зависимость S-параметров полосковой линии в Q-диапазоне, (б) Частотная зависимость расчетных погонных потерь в полосковой линии передачи в Q-диапазоне

Связь между полосковой линией и SIW-сумматором выполнена в виде перехода. В частности, имеющего щелевую конструкцию [133, 134]. Модель перехода и его характеристика согласования показаны на рисунке 83.

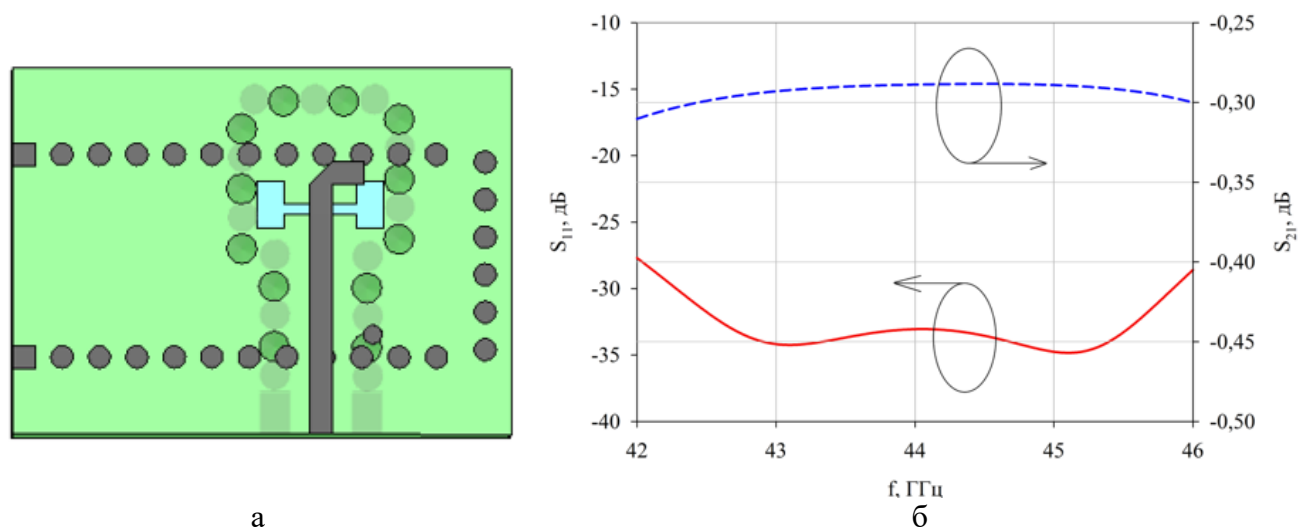


Рисунок 83 – (а) Сумматор на SIW, (б) Частотные зависимости КСВН и S_{21}

КСВН не превышает 1,1, потери составляют не более 0,3 дБ в диапазоне частот 43,5-45,5 ГГц.

SIW-сумматор является синфазным и равноамплитудным, объединяет 4 полосковые запитки. Его модель и характеристики приведены на рисунке 84.

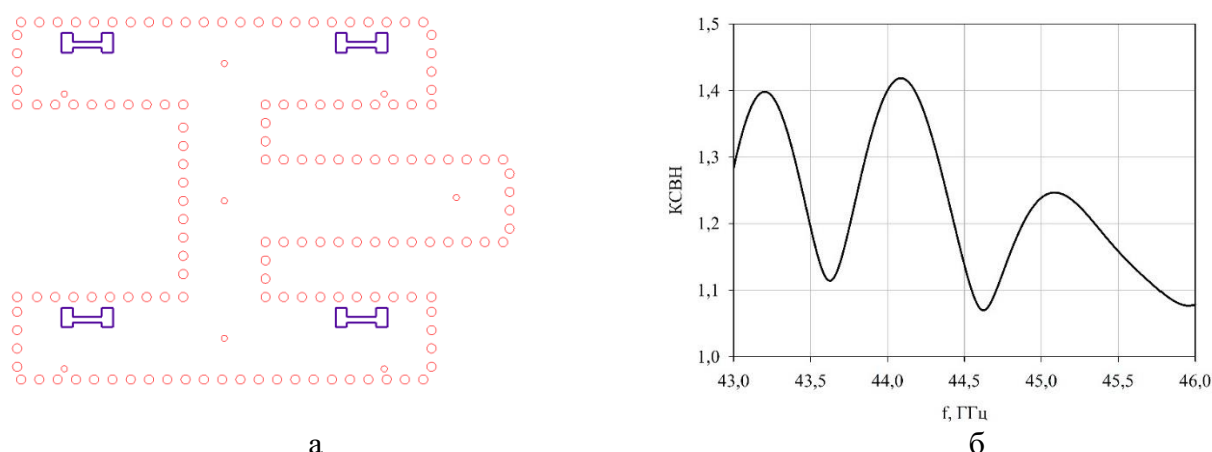


Рисунок 84 – (а) Сумматор на SIW-волноводе, (б) Частотная зависимость КСВН

Длина тракта SIW сумматора составляет 17,6 мм. При $h_{SIW} = 1$ мм с $\tan \delta_{SIW} = 0,001$ и $\varepsilon_{SIW} = 2,55$ получаем, что расчетные вносимые потери составляют 0,62 дБ (рисунок 85). Металлизированные отверстия имеют диаметр 0,4 мм.

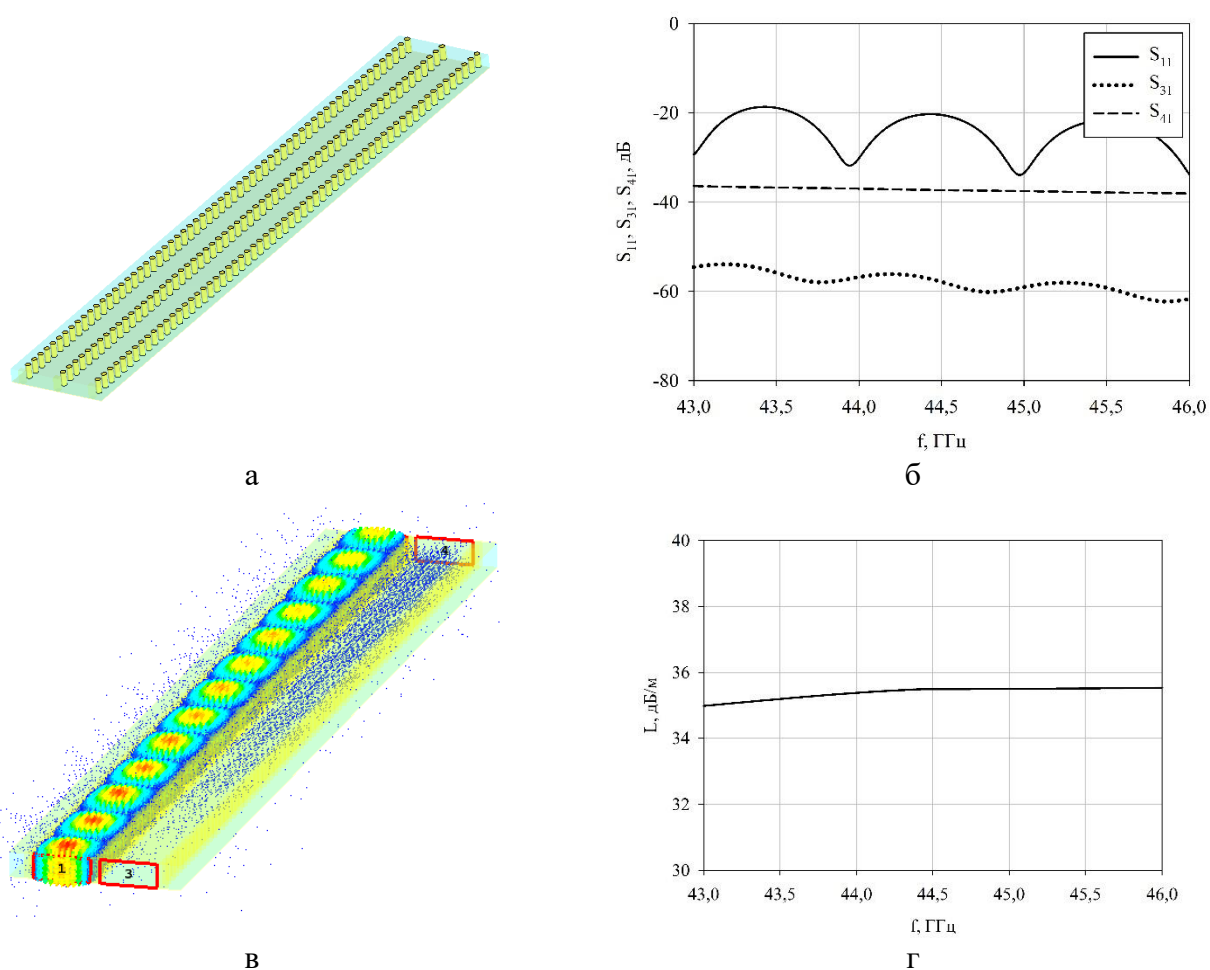


Рисунок 85 – Погонные потери SIW: (а) – модель SIW, (б) – частотные зависимости S-параметров, (в) – распределение поля, (г) – частотная зависимость расчетных погонных потерь

Связь SIW-сумматора с гар-волноводным сумматором также выполнена через щелевой переход (рисунок 86).

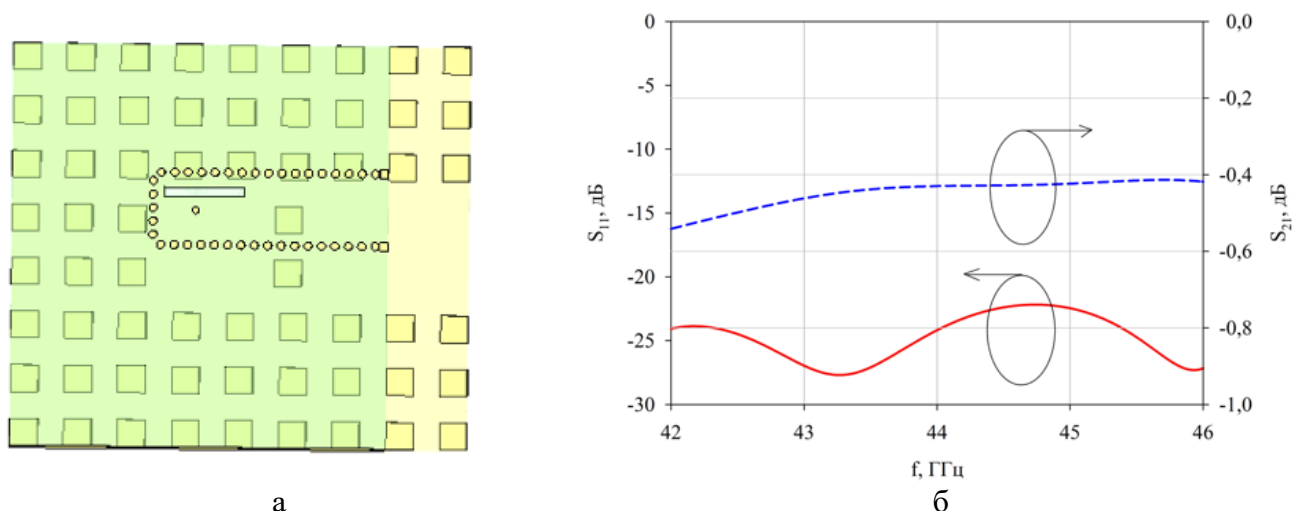


Рисунок 86 – (а) Структура перехода с SIW на гар-волновод, (б) Частотные характеристики S-параметров

КСВН не превышает 1,2, потери составляют не более 0,45 дБ в диапазоне частот 43,5-45,5 ГГц.

Для расширения рабочей полосы частот щелевых переходов в их конструкцию введены неоднородности [135]. Это позволяет сохранить согласование во всей рабочей полосе при минимальных вносимых потерях.

Далее суммирование в Q-диапазоне выполняется на гар-волноводах. Гар-волновод образован двумя параллельными металлическими пластинами, на одной из которых расположена периодическая структура из металлических столбиков. Для обеспечения эффективного запираания поверхностных волн в нежелательных направлениях распространения необходимо выбрать достаточное количество периодов в стенке волновода. Было проведено моделирование структур с различным числом рядов столбиков: 1, 2, 3 и 4. Установлено, что при одном и двух рядах столбиков уровень загораживания недостаточен – наблюдается утечка мощности через периодическую стенку, что приводит к росту вносимых потерь и ухудшению развязки. При трех рядах столбиков уровень загораживания достигает величины 40 дБ (рисунок 87), а дальнейшее увеличение числа рядов столбиков не дает заметного

улучшения характеристик, но увеличивает габариты. Поэтому для обеих конструкций гар-волноводных сумматоров (К- и Q-диапазонов) в качестве оптимального выбран уровень заграждения, образованный тремя рядами столбиков.

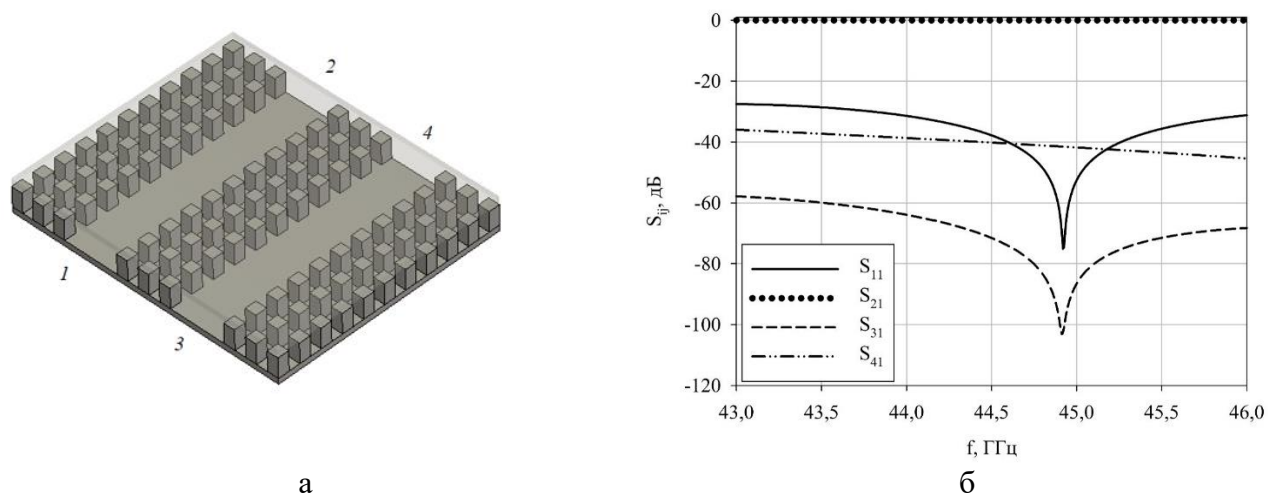


Рисунок 87 – (а) Структура гар-волновода, (б) Частотные характеристики S-параметров

На рисунке 88 показана модель делителя мощности, на основе которого строился полный сумматор на гар-волноводах, и его расчетная характеристика согласования.

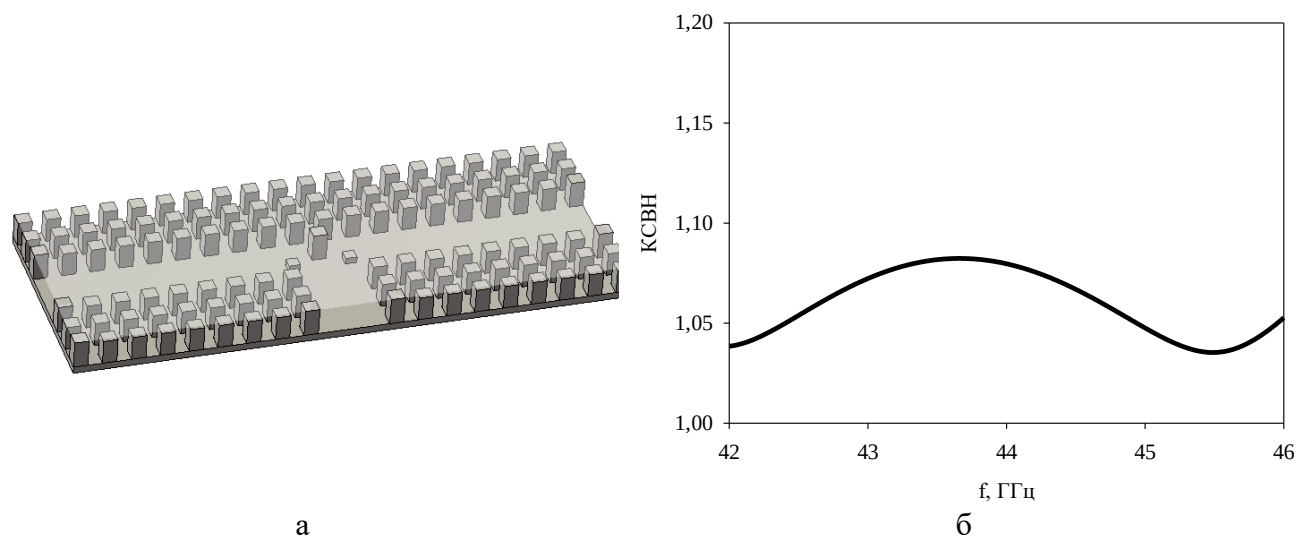


Рисунок 88 – (а) Структура делителя на гар-волноводе в Q-диапазоне, (б) Частотная зависимость КСВН

Как видно, в рабочей полосе 43,5-45,5 ГГц КСВН делителя не превышает 1,1. Полная модель гар-волноводного сумматора Q-диапазона показана на рисунке 89.

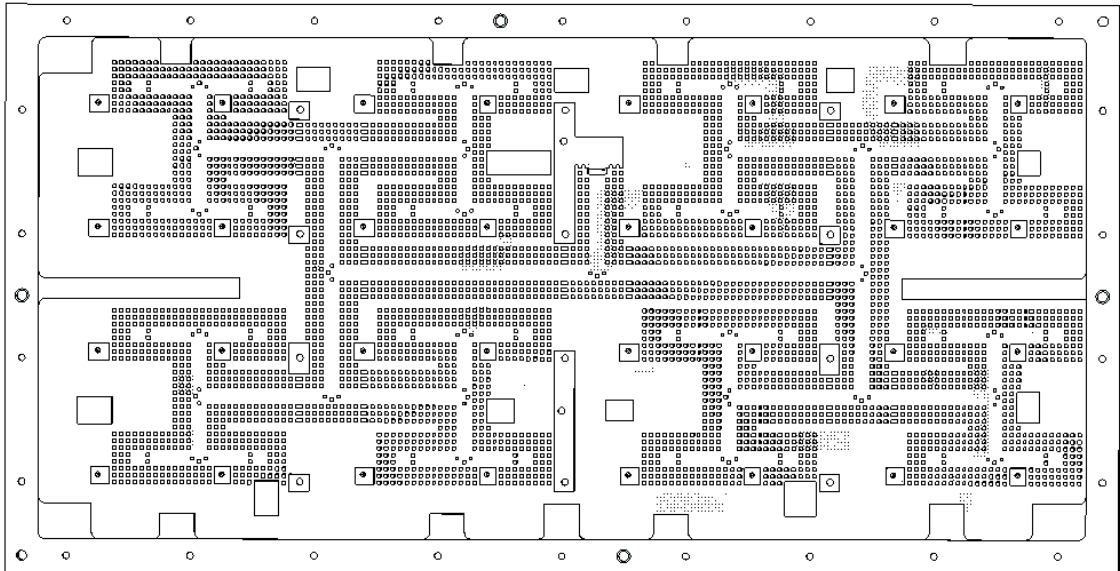


Рисунок 89 – Полная модель сумматора на гар-волноводе Q-диапазона

Сумматор также делит мощность равноамплитудно на 32 части. КСВН на входе сумматора не более 1,42 (рисунок 90).

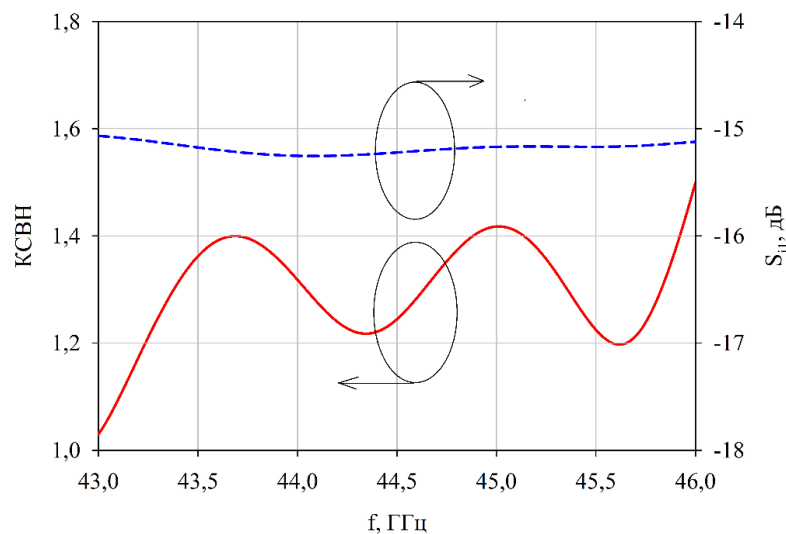
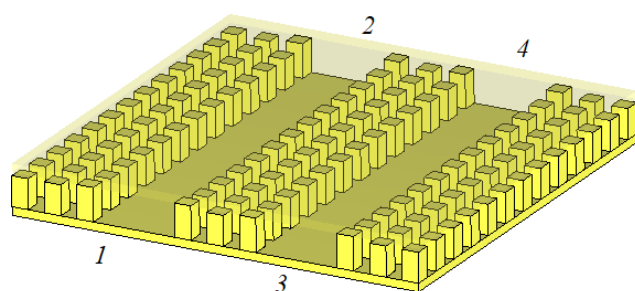
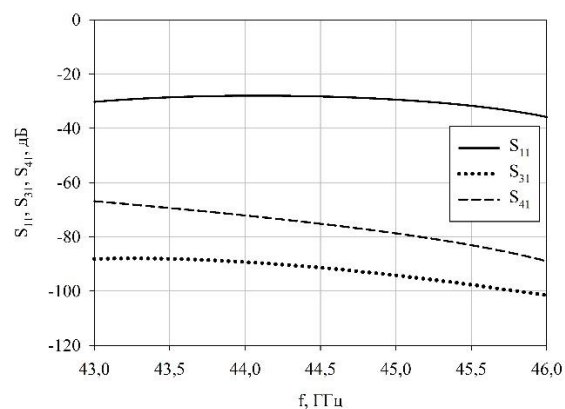


Рисунок 90 – Частотная зависимость КСВН и коэффициентов передачи модели сумматора на гар-волноводе в Q-диапазоне

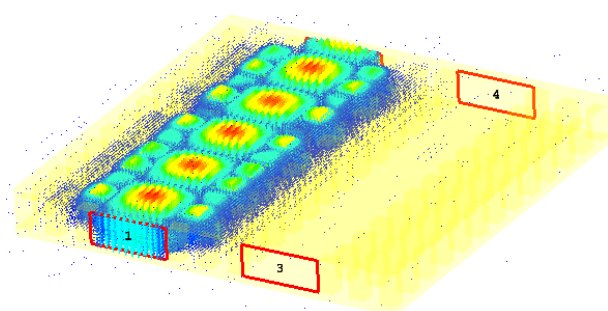
По результатам моделирования потери в передающем тракте длиной 238,7 мм не превышают 1,0 дБ (рисунок 91).



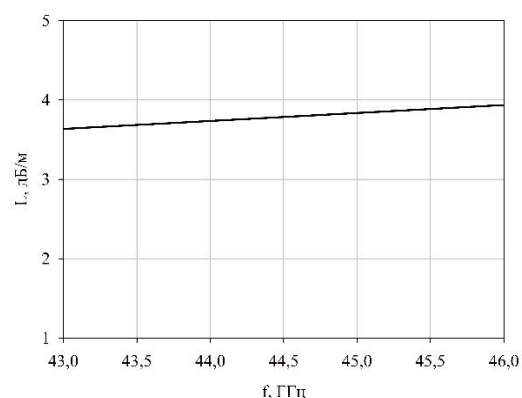
а



б



в



г

Рисунок 91 – Погонные потери гар-волновода в Q-диапазоне: (а) – модель гар-волновода, (б) – частотные зависимости S-параметров, (в) – распределение поля, (г) – частотная зависимость расчетных погонных потерь

В итоге, суммарные потери тракта в Q-диапазоне по оценке составляют 3,2 дБ.

Приемный тракт построен по двухуровневой схеме: первичное суммирование выполняется в полосковой системе, вторичное – в гар-волноводном сумматоре. Такое построение позволяет объединить большее число излучателей на этапе полосковой системы и тем самым сократить число переходов к волноводному тракту.

Полосковый сумматор К-диапазона объединяет равноамплитудно 16 излучателей (рисунок 92).

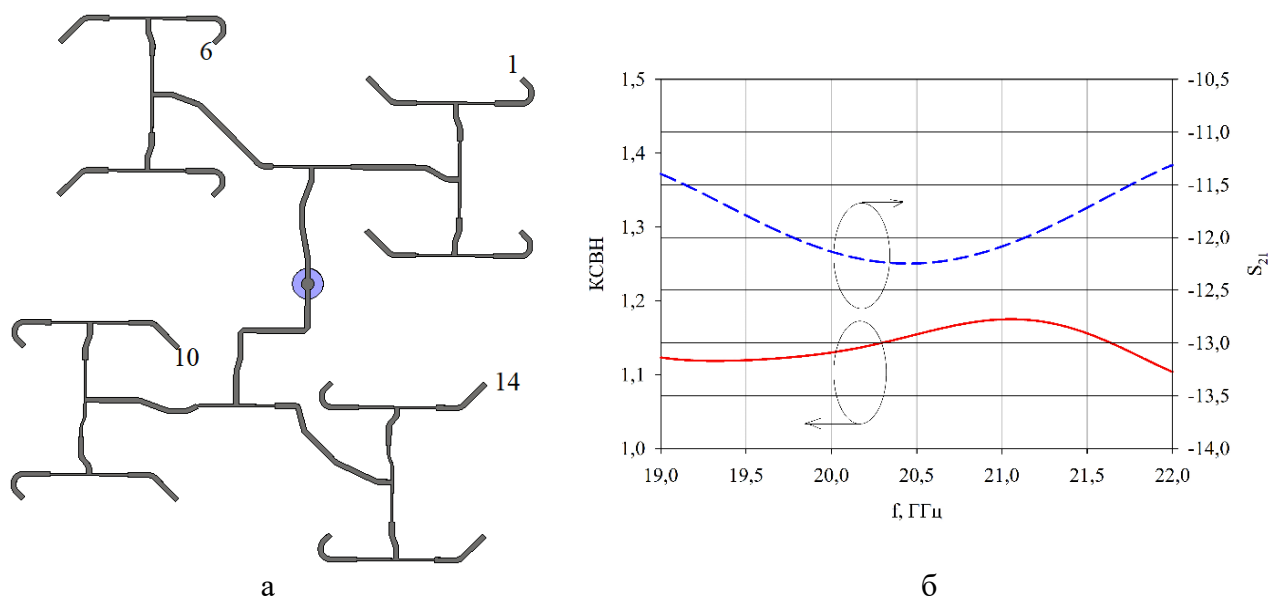


Рисунок 92 – (а) Полосковый сумматор мощности К-диапазона, (б) Частотные характеристики КСВН и S_{21}

В рабочей полосе 19,0-21,2 ГГц КСВН сумматора не превышает 1,2, неравномерность деления мощности не более 0,6 дБ. Фазовые соотношения на плечах сумматора обеспечивают относительные фазы 0° , 90° , 180° и 270° . Частотные зависимости фаз на различных плечах полоскового сумматора К-диапазона приведены на рисунке 93.

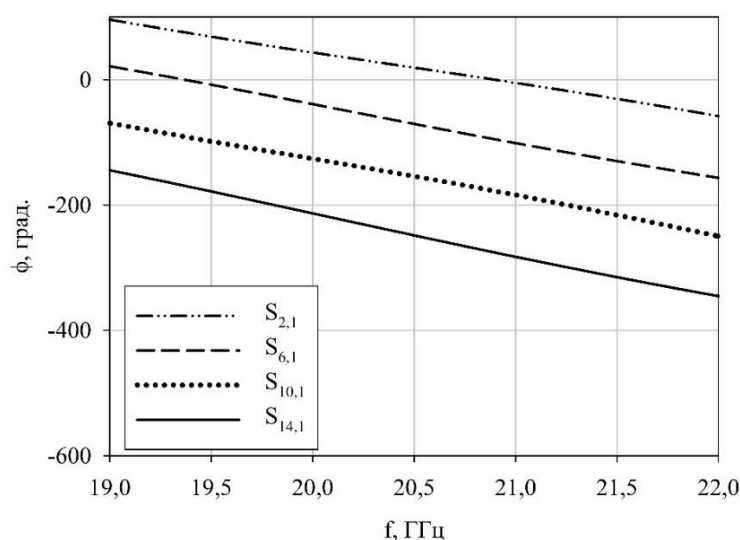


Рисунок 93 – Фазы на различных плечах полоскового сумматора К-диапазона

Протяженность полосковой линии передачи в К-диапазоне составляет 34,5 мм. При электродинамическом моделировании были оценены потери на данном участке. При расчете были заданы следующие характеристики материалов:

- диэлектрические подложки: $h_d = 0,25$, $\tan \delta_d = 0,001$, $\varepsilon_d = 2,55$;
- препрег: $h_{pr} = 0,06$ мм, $\tan \delta_{pr} = 0,01$, $\varepsilon_{pr} = 4,3$.

Результат показал, что в рабочем диапазоне частот вносимые потери данного отрезка линии составляют 1,25 дБ (рисунок 94).

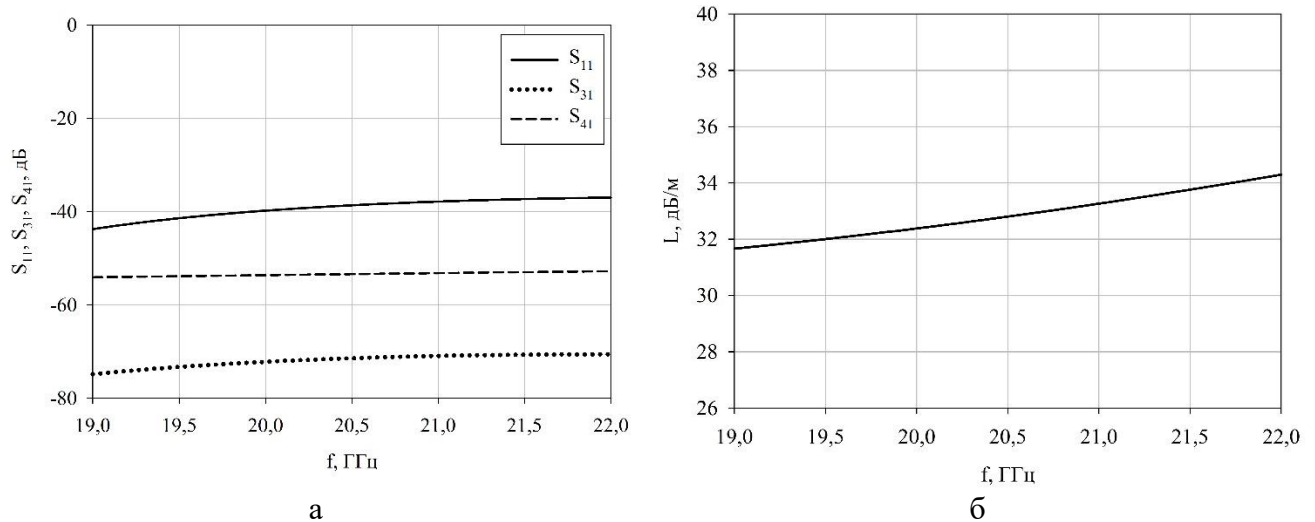


Рисунок 94 – (а) Частотная зависимость S-параметров полосковой линии в К-диапазоне, (б) Частотная зависимость расчетных погонных потерь в полосковой линии передачи в К-диапазоне

В приемном тракте К-диапазона также использован гар-волновод с уровнем заграждения, образованным тремя рядами столбиков. Модель делителя мощности на гар-волноводе К-диапазона и его характеристика согласования приведены на рисунке 95.

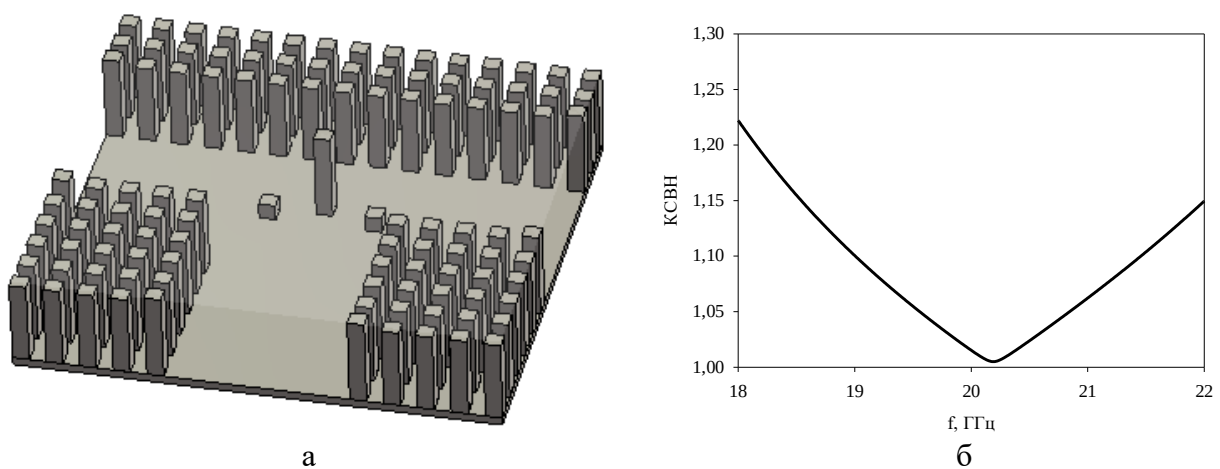


Рисунок 95 – (а) Структура делителя на гар-волноводе в К-диапазоне, (б) Частотная зависимость КСВН

В рабочей полосе 19,0-21,2 ГГц КСВН делителя не превышает 1,15. Полная модель гар-волноводного сумматора К-диапазона, объединяющего 32 канала син-фазно и равноамплитудно, представлена на рисунке 96.

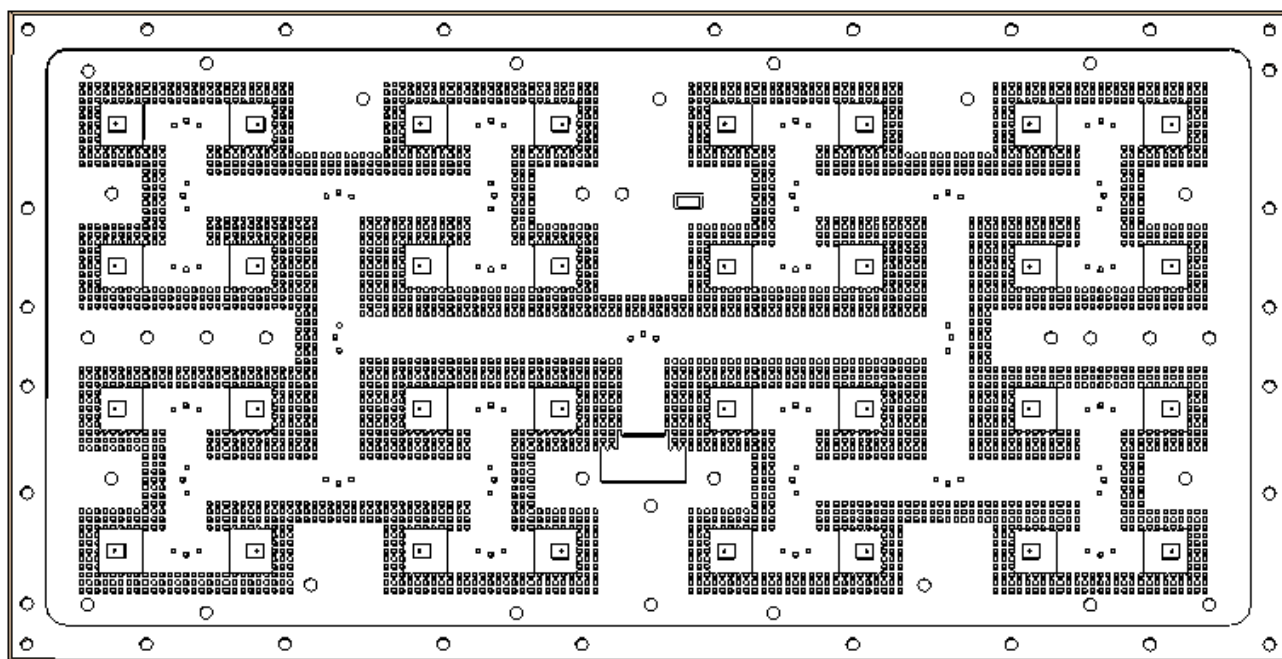


Рисунок 96 – Полная модель сумматора на гар-волноводе К-диапазона

КСВН на входе сумматора не превышает 1,2 (рисунок 97). Неравномерность амплитуды не превышает 0,4 дБ.

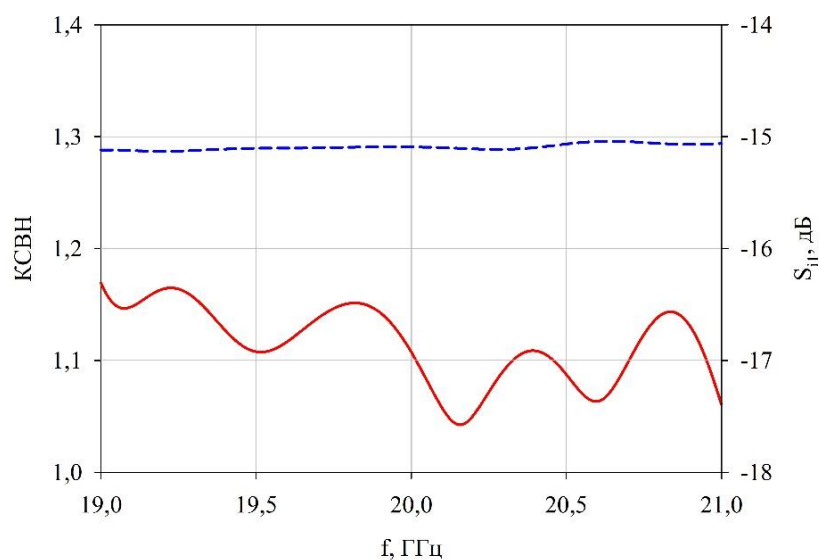


Рисунок 97 – Частотная зависимость КСВН и коэффициентов передачи модели сумматора на гар-волноводе в К-диапазоне

Длина гар-волноводного тракта составляет около 210 мм, что соответствует 0,35 дБ потерь при шероховатости поверхности 3 мкм (рисунок 98).

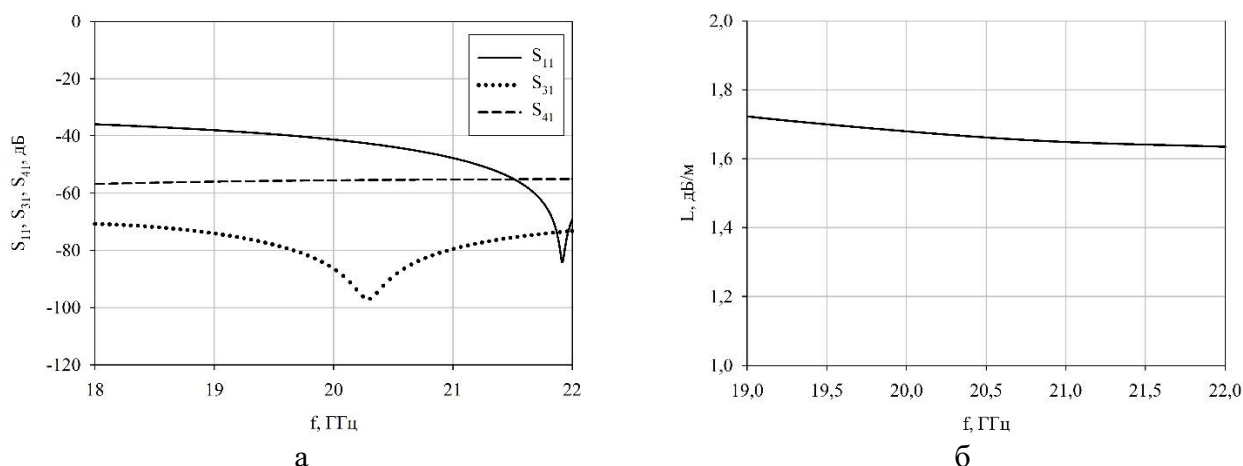
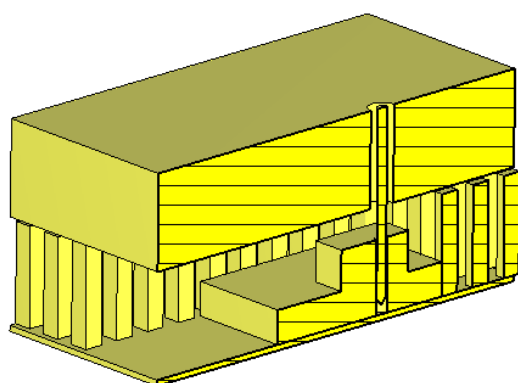


Рисунок 98 – (а) Частотная зависимость S-параметров гар-волновода в К-диапазоне, (б) Частотная зависимость расчетных погонных потерь гар-волновода в К-диапазоне

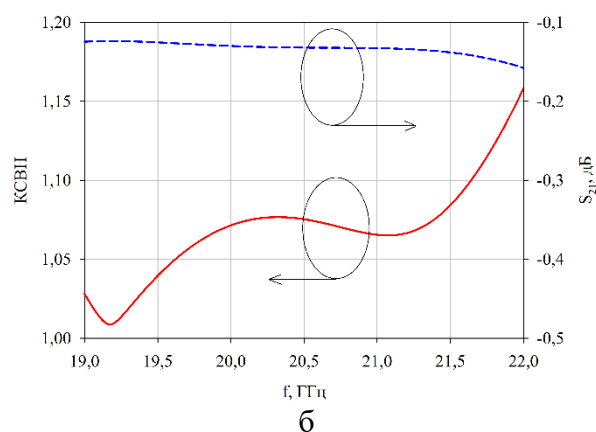
Применение гар-волновода обеспечивает высокую добротность и низкие потери, сравнимые с классическим металлическим волноводом, но при этом не требует гальванического контакта между пластинами. Это особенно важно в миллиметровом диапазоне, где качество контакта критично для характеристик тракта.

Ключевой особенностью второй конструкции является то, что тракты приема (К-диапазон) и передачи (Q-диапазон) разнесены по разным слоям многослойной печатной платы. Благодаря этому в приемном тракте освободилась площадь, ранее занятая передающими полосковыми линиями, и появилась возможность увеличить степень интеграции приемной полосковой системы – объединить в ней больше излучателей. Если в первой конструкции полосковый сумматор К-диапазона объединял всего 4 элемента, то во второй конструкции за счет освободившегося места удалось объединить 16 излучателей. Соответственно, удельное число ВКП на элемент, соединяющих полосковую плату с гар-волноводным сумматором, сократилось в 4 раза.

Конструкция ВКП в приемном тракте представляет собой отрезок волновода, в котором металлический стержень одним концом имеет контакт с проводником симметричной полосковой линии, а другим погружается в пьедестал (рисунок 99).



а



б

Рисунок 99 – (а) Разрез модели ВКП К-диапазона, (б) Частотная зависимость КСВН

Такая конструкция обеспечивает механическую фиксацию и меньшую чувствительность к фазовым искажениям. КСВН в рабочей полосе 19,0-21,2 ГГц не превышает 1,1. Вносимые потери не более 0,15 дБ на один переход.

В итоге, суммарные потери тракта в К-диапазоне по оценке составляют 1,8 дБ.

Работа по гар-волноводам представлена на конференциях, на основе которых была опубликованы работы [136, 137] в тезисах конференции, а также опубликована статья [138] в журнале «Успехи современной радиоэлектроники».

Далее для оценки электрических характеристик АР была построена полная электродинамическая модель АР (рисунок 100). В модели учитываются все металлические и диэлектрические слои, металлизированные отверстия, щелевые переходы, ВКП. Граничные условия открытые.

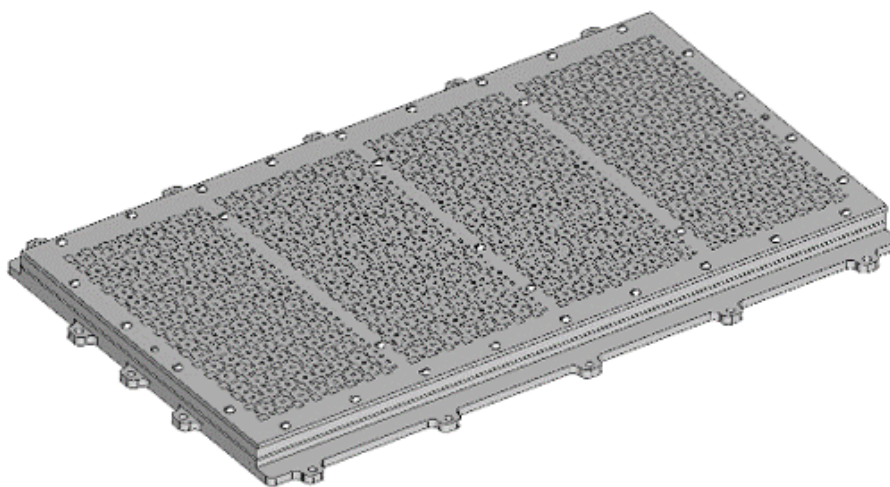


Рисунок 100 – Полная электродинамическая модель второй конструкции АР

На рисунке 101 приведены частотные зависимости КСВН АР в К- и Q-диапазонах.

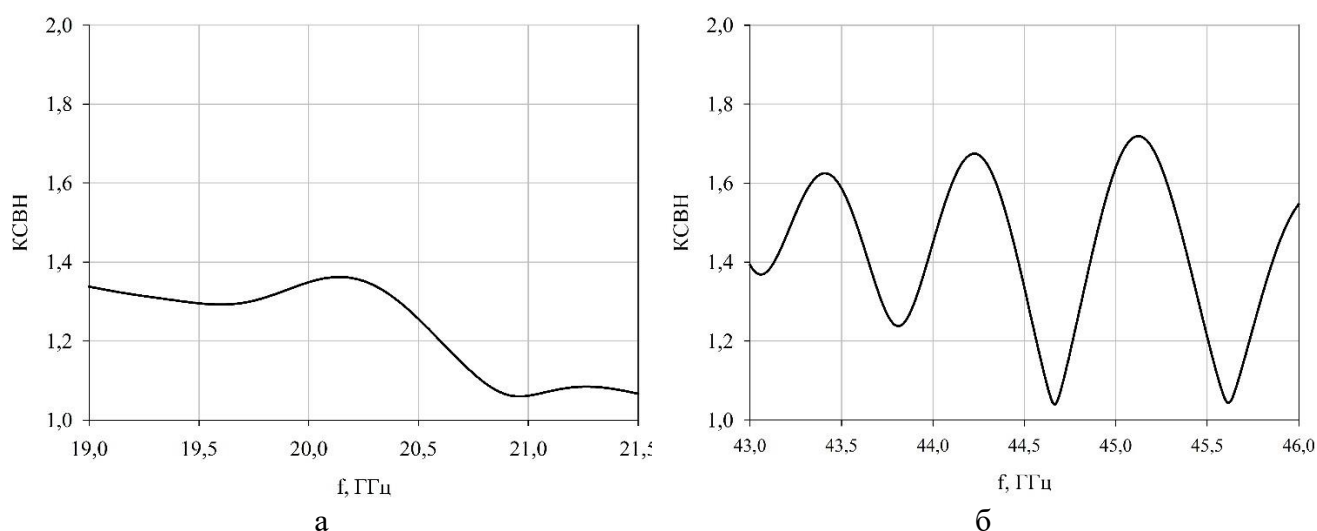


Рисунок 101 – Частотные зависимости КСВН электродинамической модели: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В К-диапазоне уровень КСВН не превышает 1,4 в полосе 19,0-21,2 ГГц. В Q-диапазоне КСВН не более 1,73.

На рисунке 102 представлены нормированные сечения ДН в главных плоскостях на центральных частотах в К-диапазоне.

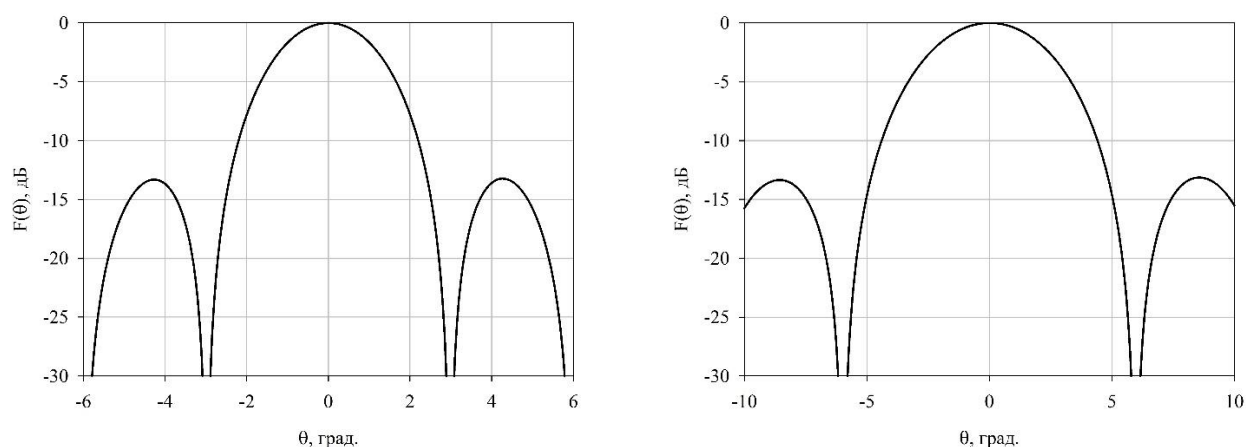


Рисунок 102 – Нормированные сечения ДН электродинамической модели в двух плоскостях в К-диапазоне (20,2 ГГц)

Расчетный УБЛ модели в К-диапазоне составляет не более минус 13,1 дБ, а ШДН $2,56^\circ / 5,3^\circ$.

В Q-диапазоне расчетный УБЛ модели составляет не более минус 12,8 дБ и минус 13,7 дБ, а ШДН $1,2^\circ / 2,3^\circ$ (рисунок 103).

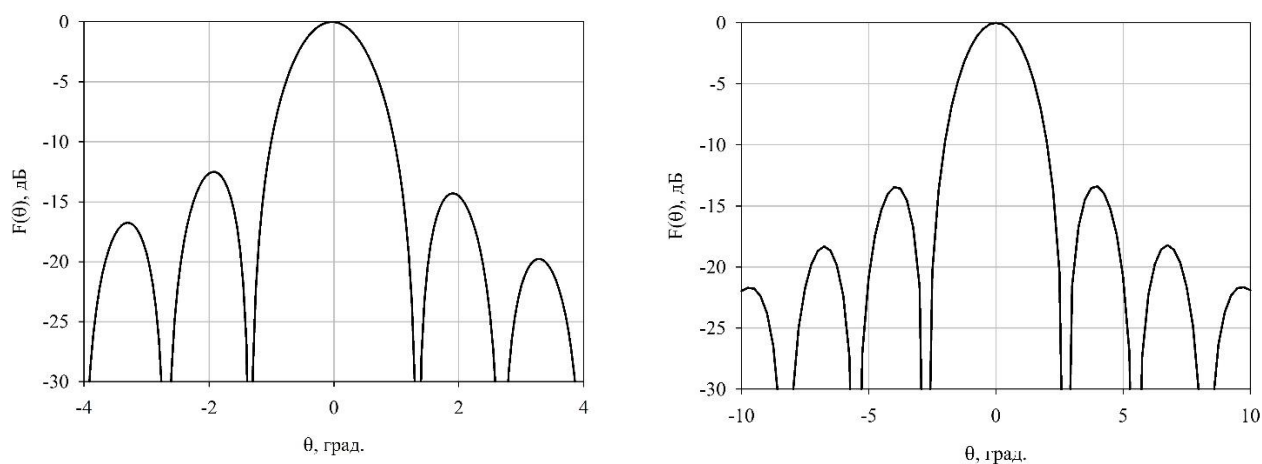


Рисунок 103 – Нормированные сечения ДН электродинамической модели в двух плоскостях в Q-диапазоне (44,5 ГГц)

На рисунке 104 приведены частотные зависимости КУ и КЭ.

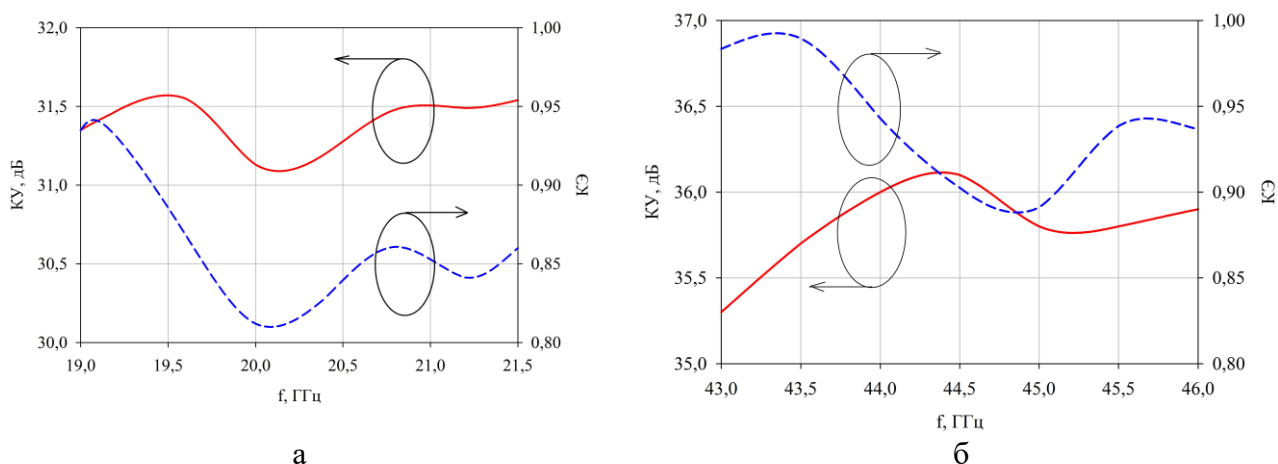


Рисунок 104 – Частотные зависимости КУ и КЭ электродинамической модели: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

КУ в приемном диапазоне составляет не менее 31,2 дБ, в передающем – не менее 35,7 дБ. КЭ в К-диапазоне более 0,81, в Q-диапазоне более 0,88.

При КИП, равно 1, КУ в рабочих диапазонах был бы равен

$$G_K = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{f_{K\text{ниж}}}{300} \right)^2 \cdot S_{\text{ап}} \right) = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{19,0}{300} \right)^2 \cdot 288 \cdot 144 \right) \approx 33,2 \text{ дБ},$$

$$G_G = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{f_{G\text{ниж}}}{300} \right)^2 \cdot S_{\text{ап}} \right) = 10 \lg \left(4\pi \cdot \left(\frac{43,5}{300} \right)^2 \cdot 288 \cdot 144 \right) \approx 40,4 \text{ дБ},$$
(18)

где $f_{K\text{ниж}}$, $f_{G\text{ниж}}$ – нижние частоты рабочих диапазонов, $S_{\text{ап}}$ – площадь апертуры.

Следовательно, по электродинамической оценке КПД АР составляет 63 % в К-диапазоне и 34 % в Q-диапазоне.

Вклад оцененных потерь соответствует полученному при моделировании.

3.4 Сравнение конструкций

Сравнение основных характеристик двух электродинамических моделей разработанных конструкций АР приведено в таблице 10.

Таблица 10 – Сравнение характеристик двух конструкций АР (по результатам моделирования)

Параметр	Первая конструкция	Вторая конструкция
Излучатель	Связанные микрополосковые резонаторы	Микрополосковый резонатор на апертурной связи
Система питания	Полосковые линии + ВКП + металлические волноводы	Полосковые линии + SIW + гар-волноводы + щелевые переходы
Суммарные потери, К/Q-диапазоны, дБ	2,75 / 4,72	1,8 / 3,2
КУ, К/Q-диапазоны, дБ	35,1 / 38,9	31,2 / 35,7
КЭ, К/Q-диапазоны, дБ	0,85 / 0,9	0,81 / 0,88
КПД, К/Q-диапазоны, %	51 / 24,5	63 / 34
Габариты модели, мм	576x216x20	288x144x11

Сравнение двух моделей разработанных конструкций АР показывает, что обе обеспечивают работу в заданных полосах К- и Q-диапазонов, однако отличаются по КПД и габаритным характеристикам.

Выводы по главе 3

В третьей главе сформулированы требования к гибридной системе питания двухдиапазонной совмещенной АР К/Q-диапазонов, включающие обеспечение заданного амплитудно-фазового распределения, минимизацию потерь, высокую междиапазонную развязку, низкий профиль и технологичность изготовления. На основе этих требований разработаны две модели совмещенной АР, различающиеся типом излучающего элемента и архитектурой распределительной сети.

Первая конструкция, построенная на связанных микрополосковых резонаторах с гибридной системой питания на основе полосковых линий, ВКП и металлических волноводов, обеспечивает КУ – 35,1 дБ в К-диапазоне и 38,9 дБ в Q-диапазоне. Это объясняется большей площадью апертуры модели – 576×216 мм. Однако суммарные потери в ее системе питания составляют 2,75 дБ в К-диапазоне и 4,72

дБ в Q-диапазоне, а КПД достигает 51 % и 24,5 % соответственно. Такая конструкция требует большого числа ВКП, что усложняет сборку и повышает чувствительность к механическим допускам.

Вторая конструкция, использующая излучатель на апертурной связи и гибридную систему питания на основе полосковых линий, SIW, гар-волноводов и щелевых переходов, имеет меньшие габариты модели – 288×144 – и меньшие потери: 1,8 дБ в К-диапазоне и 3,2 дБ в Q-диапазоне. За счет этого КПД возрастает до 63 % в К-диапазоне и до 34 % в Q-диапазоне. При этом КУ несколько снижается – до 31,2 дБ и 35,7 дБ соответственно, что связано с уменьшением площади апертуры. КЭ остается достаточно высоким: 0,81 и 0,88.

Сравнительный анализ показал, что вторая конструкция обладает лучшей энергетической эффективностью и технологичностью: в ней исключены ВКП в Q-диапазоне, а число ВКП в К-диапазоне сокращено в несколько раз, при этом применение гар-волноводов не требует гальванического контакта между частями волноводного тракта и снижает чувствительность к механическим допускам. Первая конструкция обеспечивает более высокий КУ за счет большей площади апертуры, но уступает по потерям и сложности сборки. Таким образом, для мобильных и носимых терминалов спутниковой связи, где определяющими являются низкий профиль, малая масса, технологичность и КПД, предпочтительной является вторая конструкция, а первая может рассматриваться как вариант для случаев, когда приоритетом является максимальный КУ. Результаты моделирования подтвердили работоспособность предложенных решений в заданных полосах частот и обосновали переход к изготовлению макетов и экспериментальным исследованиям, представленным в главе 4.

Глава 4. Изготовление макетов антенных решеток и экспериментальные исследования

4.1 Общие требования к изготовлению узлов миллиметрового диапазона

Переход от электродинамической модели к физическому макету является критическим этапом разработки, поскольку именно на этом этапе проверяется верность принятых решений и оценивается степень влияния технологических факторов, не учитываемых при численном моделировании. Малая длина волны в К/Q-диапазонах ($\lambda \approx 15$ мм на частоте 20 ГГц и $\lambda \approx 6,8$ мм на частоте 44 ГГц) предъявляет исключительно высокие требования к точности изготовления. Любая неоднородность, соизмеримая с долями длины волны, становится значительным возмущением для электромагнитного поля, что приводит к сдвигу резонансной частоты, росту КСВН, увеличению омических и диэлектрических потерь, искажению ДН и снижению КЭ.

На основе анализа чувствительности характеристик к геометрическим отклонениям были сформулированы следующие требования к технологическому процессу: точность позиционирования элементов печатных плат – не хуже $\pm 0,02$ мм; минимальная ширина проводников – 0,1 мм; точность совмещения слоев – не хуже $\pm 0,05$ мм; точность изготовления волноводных каналов – не хуже $\pm 0,01$ мм. Указанные требования определили выбор как материалов, так и технологических процессов, описанных в последующих подразделах.

4.2 Материалы и технология изготовления многослойных печатных плат

Первая конструкция АР использует многослойную печатную плату из восьми слоев. В ее состав входят материалы производства Rogers Corporation и Taconic, а также препрег Taconic FR-28-0040-50. Выбор этих материалов обусловлен их высокими электрическими характеристиками, стабильностью и совместимостью в многослойном пакете. В качестве материала для верхних излучающих элементов выбран Taconic TLY-5 – материал на основе политетрафторэтилена с очень низкими диэлектрическими потерями ($\epsilon_r = 2,2$, $\tan \delta = 0,001$ на частоте 10 ГГц, толщина

листа 0,508 мм). Применение TLY-5 для верхнего элемента продиктовано необходимостью минимизировать потери в излучателе, так как он работает как резонатор, и высокие потери снизили бы добротность и КУ. Материалом для нижних излучающих элементов выбран Rogers RO4003C – материал на основе керамики, наполненной стеклотканью, с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,38$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\tan \delta = 0,0027$ на частоте 10 ГГц, толщина листа 0,406 мм. Выбор обусловлен хорошей стабильностью ϵ_r в широком диапазоне частот и температур, что критично для точной настройки резонансных частот, совместимостью со стандартными процессами изготовления печатных плат и умеренными потерями, приемлемыми для излучателя. Материал Rogers RO4350B ($\epsilon_r = 3,48$, $\tan \delta = 0,0037$ на частоте 10 ГГц) используется для изготовления плат с симметричными полосковыми линиями питания толщиной 0,25 мм. Выбор RO4350B обусловлен тем, что материал хорошо поддается прессованию и совместим с RO4003C по температурному коэффициенту расширения, а также возможностью реализации тонких линий с высоким волновым сопротивлением. Для соединения слоев используется препрег VT-47 на основе модифицированной эпоксидной смолы, армированной стеклотканью, с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,3$ и толщиной после прессования 60 мкм. Выбор VT-47 обусловлен его доступностью и совместимостью с диэлектриками по температурному режиму прессования.

Вторая конструкция выполнена полностью на материале F4BM255 (фторопласт, армированный стеклотканью). Выбор этого материала обусловлен необходимостью обеспечения доступности и наличием на предприятии отработанных процессов его обработки. Материал F4BM255 имеет следующие характеристики: диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 2,55$ (на частоте 10 ГГц), тангенс угла диэлектрических потерь $\tan \delta = 0,001$ (на частоте 10 ГГц), высокая термостабильность (коэффициент температурного расширения согласован с медью), хорошая обрабатываемость: материал допускает механическое сверление и фрезерование, а также металлизацию отверстий при специальной подготовке поверхности. Вторая конструкция имеет более сложную многослойную структуру из-за разнесения трактов приема и передачи по разным слоям и наличия слоя с SIW. В зависимости от функции

слоя используются разные толщины F4BM255. Для слоя излучателей применяется лист толщиной 0,8 мм. Толщина выбрана как компромисс между механической прочностью и электрическими характеристиками. Для плат полосковой запитки используются листы толщиной 0,25 мм – такая малая толщина необходима для получения волнового сопротивления 50 Ом при разумной ширине полоска и для минимизации паразитного излучения от линий. Два листа по 0,25 мм с препрегом между ними формируют симметричную полосковую линию с общей толщиной 0,5 мм. Для платы с SIW используется лист толщиной 1 мм. SIW-волновод требует определенной высоты для обеспечения нужной ширины полосы и минимизации потерь. Толщина 1 мм обеспечивает хороший компромисс между потерями и компактностью. Для соединения слоев из F4BM255 аналогично используется препрег VT-47.

Технологический процесс изготовления многослойных печатных плат включал механическое сверление на станках с ЧПУ, металлизацию отверстий, формирование рисунка методом фотолитографии и прессование пакета. Для материала F4BM255 из-за его мягкости и склонности к образованию «ворса» применяются сверла с особой заточкой и оптимизированные режимы сверления (повышенная скорость вращения, пониженная подача). После сверления обязательна плазменная обработка для активации поверхности перед металлизацией. Металлизация отверстий выполняется химическим способом с последующим гальваническим доращиванием. Для металлизированных отверстий, окружающих полосковые линии, металлизация должна быть высокого качества, так как они служат для подавления паразитных мод – контроль качества осуществляется рентгеновским контролем. Рисунок проводников создается методом фотолитографии с использованием сухого пленочного фоторезиста. Минимальные зазоры и ширины проводников составляют 0,2 и 0,1 мм соответственно. Результаты моделирования показали, что при шероховатости 3 мкм потери в полосковой линии на частоте 44 ГГц возрастают с 32 дБ/м до 80 дБ/м по сравнению с идеально гладкой поверхностью (рисунок 105), поэтому для критичных узлов необходимо применение медной фольги с низкой шероховатостью.

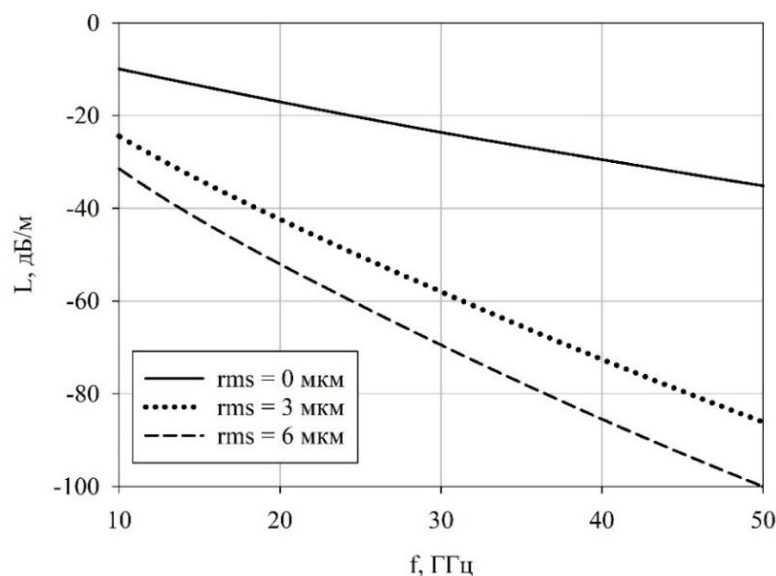


Рисунок 105 – Частотная зависимость погонных потерь в полосковой линии передачи от шероховатости

Прессование является ключевым этапом, определяющим итоговую толщину и равномерность диэлектрических зазоров. Процесс включает сборку пакета из подготовленных слоев (с нанесенным рисунком) и листов препрега, прессование в вакуумном прессе при заданных температуре и давлении.

4.3 Технология изготовления волноводных структур

Волноводные тракты обеих АР (как классические прямоугольные, так и гар-волноводы) изготавливаются из алюминия, который обладает высокой теплопроводностью, способствующей отводу тепла от передающих трактов; хорошей обрабатываемостью на станках с ЧПУ, позволяющей достигать требуемой точности и малой шероховатости; достаточной электропроводностью ($\sigma \approx 35$ МСм/м). Для минимизации поверхностных потерь все внутренние поверхности волноводных каналов подвергаются гальваническому серебрению толщиной 3-6 мкм. Серебро имеет наивысшую проводимость ($\sigma \approx 62$ МСм/м) и устойчиво к окислению, что существенно снижает омические потери на высоких частотах. В гар-волноводах периодическая структура (штыри) также фрезеруется из алюминия фрезой 1 мм и покрывается серебром. Контроль качества включает координатно-измерительный контроль (КИМ) геометрических размеров и измерение шероховатости профилометром.

Конструкция волноводных сумматоров первой АР выполнена с разрезом по центру широкой стенки. Физическое обоснование такого решения состоит в следующем: если разрез выполнен строго по линии $x = a/2$, где a – ширина широкой стенки, то направление тока совпадает с направлением щели. В этом случае щель не пересекает линии тока, и, согласно принципу эквивалентности, не возбуждаются эквивалентные магнитные токи, которые могли бы создать поле излучения. Как следствие, утечка мощности через такой разрез практически отсутствует. Этот вывод подтверждается результатами электродинамического анализа. Модель представляла собой отрезок прямоугольного волновода длиной несколько длин волн с продольной щелью переменной ширины (рисунок 106). Возбуждение осуществлялось портом с волной H_{10} .

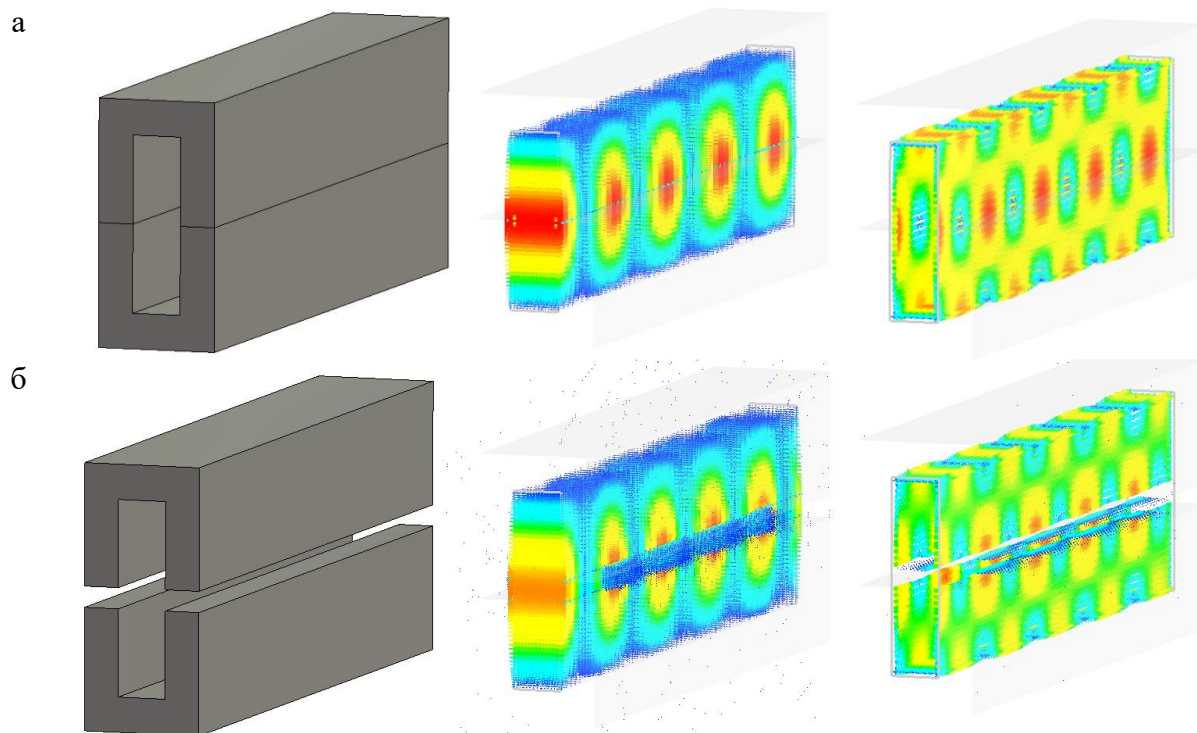


Рисунок 106 – Модель волновода с разрезом

Моделирование показало, что потери в месте стыка не превышают 0,4 дБ/м при зазоре $s = 0,5$ мм (рисунок 107).

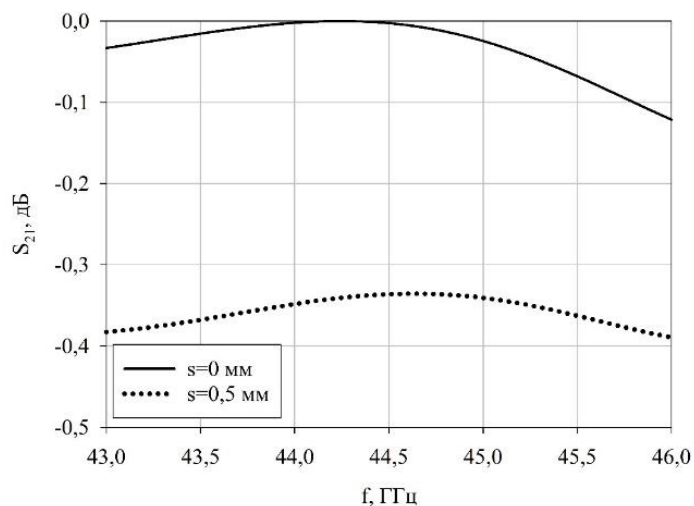


Рисунок 107 – Частотная зависимость S_{11} от зазора s

При смещении разреза с центра широкой стенки (что может произойти из-за погрешностей сборки) появляется поперечная составляющая тока, и утечка резко возрастает (рисунок 108), поэтому при сборке требуется точная ориентация разреза.

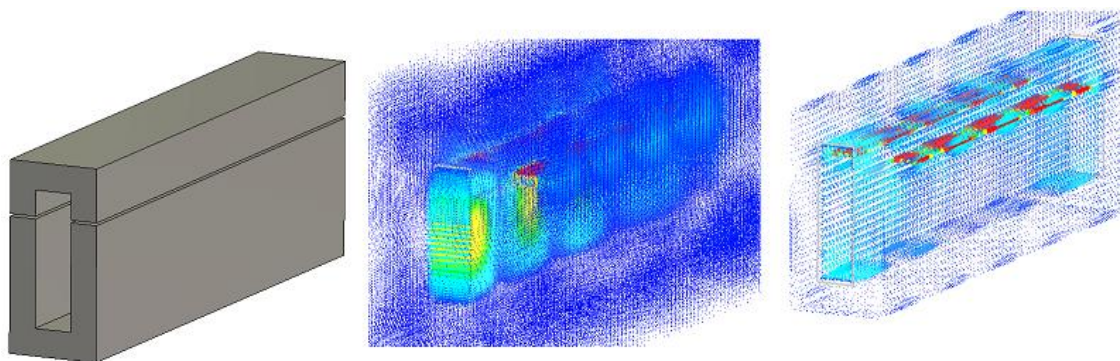


Рисунок 108 – Модель волновода со смещенным разрезом

Гар-волноводы второй конструкции фрезеровались из алюминия с последующим серебрением. Рентгеновский контроль показал, что даже при наличии небольших сколов или отклонений высоты штырей до $\pm 0,05$ мм потери остаются в пределах нормы, так как ширина запрещенной зоны изменяется незначительно. Это подтверждает нечувствительность гар-волноводов к механическим допускам, что является их ключевым преимуществом перед классическими волноводами.

4.4 Монтаж и сборка антенных решеток

Сборка первой конструкции АР выполняется в следующей последовательности. На первом этапе в многослойную печатную плату запаиваются штыри ВКП. Количество штырей в первой конструкции составляет 384 в К-диапазоне и 786 в Q-диапазоне. Штыри представляют собой металлические цилиндрические стержни, которые одним концом запаиваются к центральному проводнику симметричной полосковой линии, а другим погружаются в пьедестал волноводного сумматора (рисунок 109).

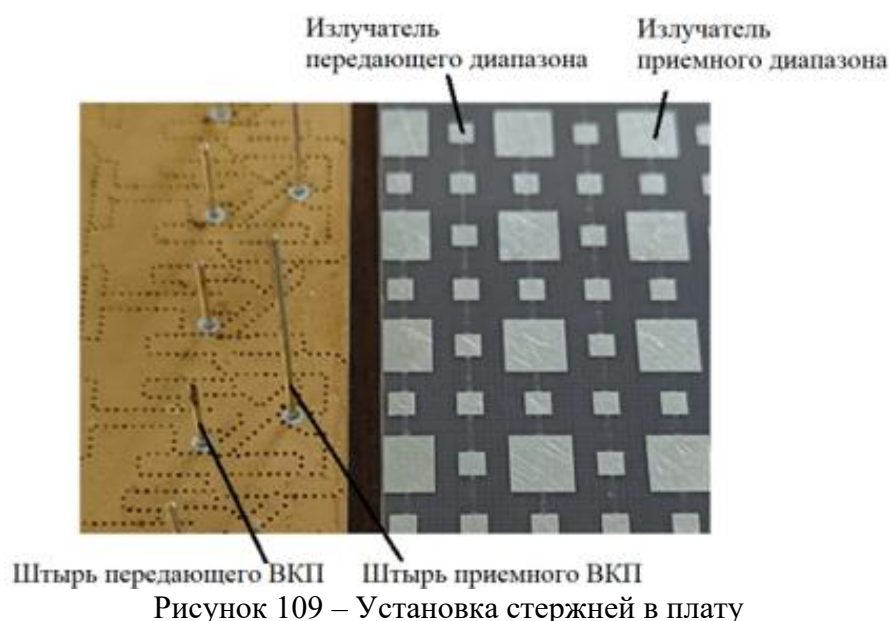


Рисунок 109 – Установка стержней в плату

Для пайки использовалась паяльная паста, наносимая дозатором в отверстия платы. Штыри устанавливались в отверстия и фиксировались с помощью специальных приспособлений, обеспечивающих их строгую перпендикулярность плоскости платы (рисунок 110).

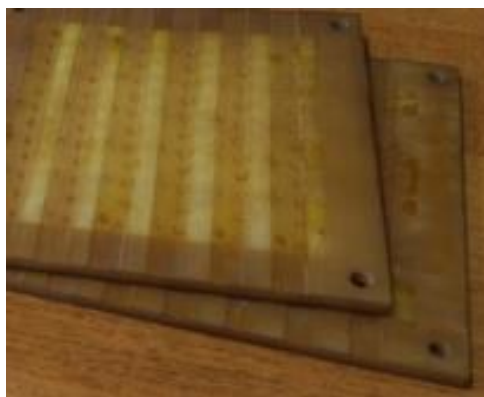


Рисунок 110 – Приспособление для запайки штырей

Отклонение от перпендикулярности не должно превышать $0,5^\circ$, чтобы попасть в посадочные места. Пайка осуществлялась в парофазной печи, обеспечивающей равномерный нагрев по всей площади платы и высокое качество паяных соединений. Температурный профиль подбирался таким образом, чтобы обеспечить полное расплавление паяльной пасты без повреждения диэлектрических слоев. После пайки проводился визуальный и рентгеновский контроль качества соединений (рисунок 111).

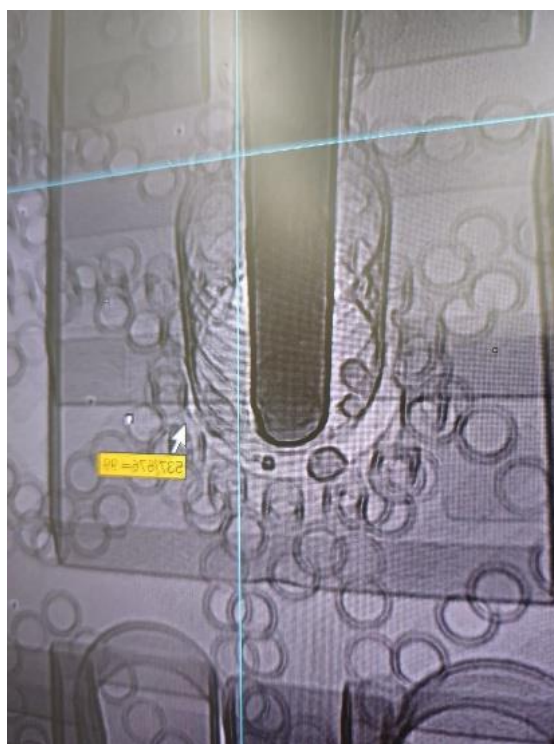


Рисунок 111 – Контроль заполнения отверстия паяльной пастой

Особое внимание уделялось отсутствию непропаев, пустот и перекосов штырей.

Все волноводные сумматоры скручивались крепежом между собой. На следующем этапе многослойные печатные платы устанавливались на волноводный сумматор (рисунок 112) чрез клей БФ-4. Многослойная апертура разделена на 10 плат для упрощения процесса установки на сумматор.

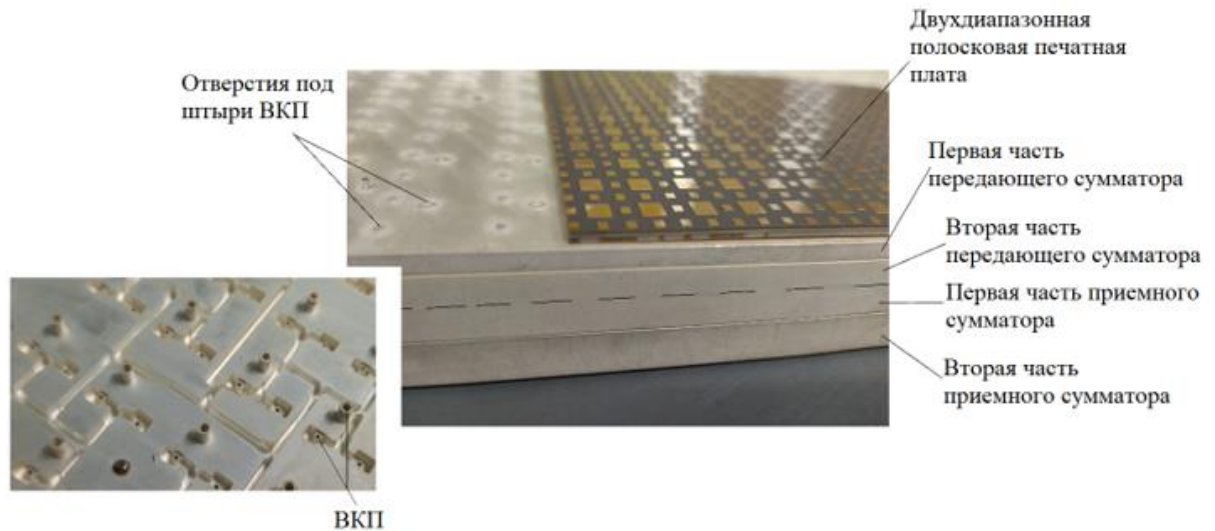


Рисунок 112 – Сборка волноводов и плат в АР

Штыри ВКП входили в пьедесталы, выфрезерованные в теле волновода. Пьедесталы выполнены в виде возвышений, в которых жила заканчивается, замыкаясь на массив металла волновода. Совмещение платы и волноводных частей осуществлялось по установочным отверстиям и штифтам, обеспечивающим точность позиционирования не хуже $\pm 0,05$ мм.

Для обеспечения надежного электрического контакта между частями волноводов в местах разреза применялась токопроводящая паста на основе серебра. Паста наносилась тонким слоем на стыкуемые поверхности перед сборкой. После затяжки винтов излишки пасты удалялись.

Вторая конструкция АР включает многослойную печатную плату с полосковой системой питания, SIW-сумматор и два гар-волноводных сумматора (приемный и передающий).

На первом этапе собираются приемный и передающий гар-волноводные сумматоры. Каждый сумматор состоит из алюминиевой пластины, покрытой серебром, на которой выфрезерованы периодические структуры из штырей. Пластины накладываются друг на друга с зазором 0,2 мм, который обеспечивается фрезерованными выступами-ограничителями. Фиксация осуществляется винтами. Благодаря отсутствию требования гальванического контакта между пластинами, токопроводящая

паста не применяется, что существенно упрощает сборку и снижает чувствительность к качеству контакта. Зазор 0,2 мм является частью электродинамической модели и обеспечивает необходимую ширину запрещенной зоны.

На следующем этапе в многослойную печатную плату запаиваются штыри ВКП приемного тракта. Количество штырей во второй конструкции сокращено до 32 (только для приемного тракта). Штыри запаивались аналогично первой конструкции с использованием паяльной пасты и приспособлений для фиксации, обеспечивающих перпендикулярность. После пайки проводился рентгеновский контроль качества соединений.

Подготовленная печатная плата устанавливается поверх передающего гар-волноводного сумматора. Штыри ВКП приемного тракта входят в пьедесталы, выфрезерованные в теле гар-волноводного сумматора К-диапазона. Связь между полосковой платой и SIW-сумматором передающего тракта осуществляется через щелевой переход. Совмещение платы с нижележащими слоями осуществляется по установочным штифтам с точностью $\pm 0,05$ мм. После установки плата фиксируется винтами.

В таблице 11 представлено сравнение сборки двух конструкций.

Таблица 11 – Сравнение технологичности сборки двух конструкций AP

Параметр	Первая конструкция	Вторая конструкция
Количество паяных штырей ВКП	1170	32
Применение токопроводящей пасты	Да (в местах разреза волноводов)	Нет
Количество этапов сборки	4 (запайка жил ВКП, скручивание частей сумматора, установка плат на сумматор через клей, финиш)	3 (запайка жил ВКП, скручивание сумматоров, установка платы)
Требования к качеству гальванического контакта	Высокое	Отсутствуют (для гар-волноводов)
Чувствительность к механическим допускам	Высокая	Средняя
Время сборки (оценочно)	Более суток (клеевое соединение)	2-3 часа

Как видно из таблицы, вторая конструкция обеспечивает существенное упрощение сборки за счет исключения паяных ВКП в Q-диапазоне и сокращения их числа в К-диапазоне. Это стало возможным благодаря разнесению трактов по

слоям многослойной платы, что дало дополнительную площадь в приемном слое для размещения более разветвленной полосковой сети. Кроме того, применение гар-волноводов устраняет необходимость в токопроводящей пасте и снижает требования к качеству электрического контакта, что повышает воспроизводимость характеристик при серийном производстве.

4.5 Методика экспериментальных исследований

Измерения проводились в безэховой камере коллиматорного типа. Коллиматорное зеркало с серратными краями преобразует сферическую волну от облучателя в квазиплоскую в зоне чистоты, где размещается исследуемая антенна. Это имитирует условия дальней зоны без необходимости разнесения антенн на большое расстояние. Измерения выполнялись на векторном анализаторе цепей (до 50 ГГц). КСВН измерялся прямым методом по коэффициенту отражения S_{11} . КУ определялся методом сравнения с эталонной антенной с известным КУ. ДН измерялись путем поворота антенны позиционером с регистрацией мощности на каждом угле. Поляризационные характеристики (КЭ, направление вращения) измерялись с помощью зонда с переключаемой поляризацией по соотношению мощностей при двух ортогональных поляризациях. Погрешность измерений КУ не превышала $\pm 0,5$ дБ, КЭ – $\pm 0,05$.

4.6 Результаты экспериментальных исследований первой конструкции

На рисунке 113 приведена фотография первой конструкции АР в измерительном комплексе на измерительном приспособлении.

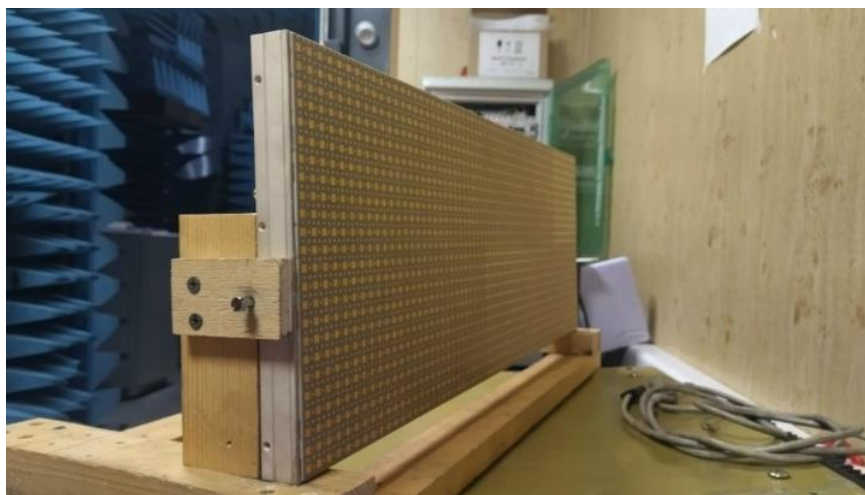


Рисунок 113 – Макет первой конструкции АР

На рисунке 114 представлены измеренные и промоделированные зависимости КСВН для К- и Q-диапазонов.

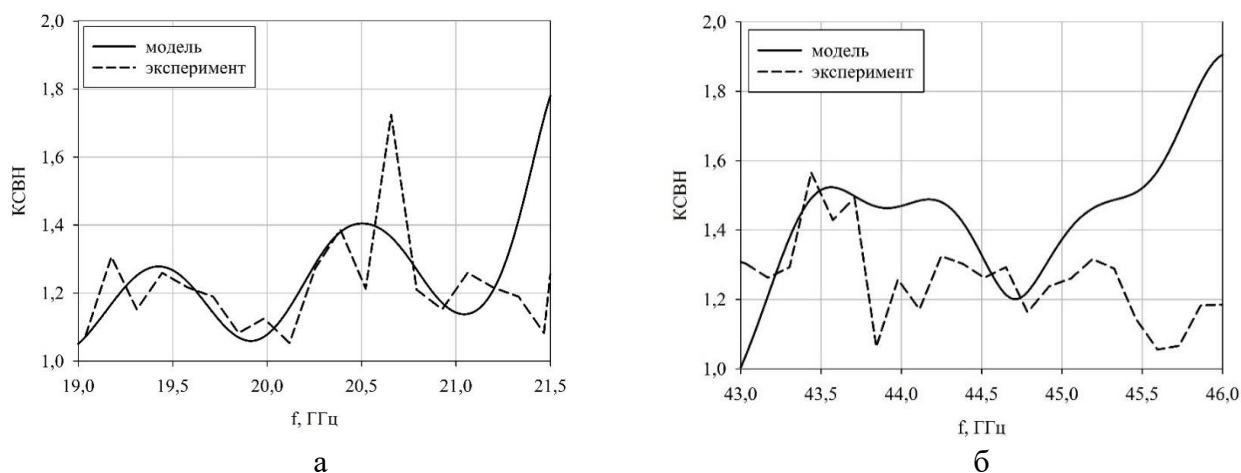


Рисунок 114 – Частотные зависимости КСВН модели и макета: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Измеренные значения КСВН в диапазоне приема (19,0-21,2 ГГц) не превышают 1,75. В диапазоне передачи (43,5-45,5 ГГц) КСВН не превышает 1,6. Расхождение с расчетом объясняется технологическими допусками и погрешностью измерений.

На рисунке 115 показаны измеренные зависимости КУ и КЭ от частоты для приемного диапазона, на рисунке 116 – для передающего.

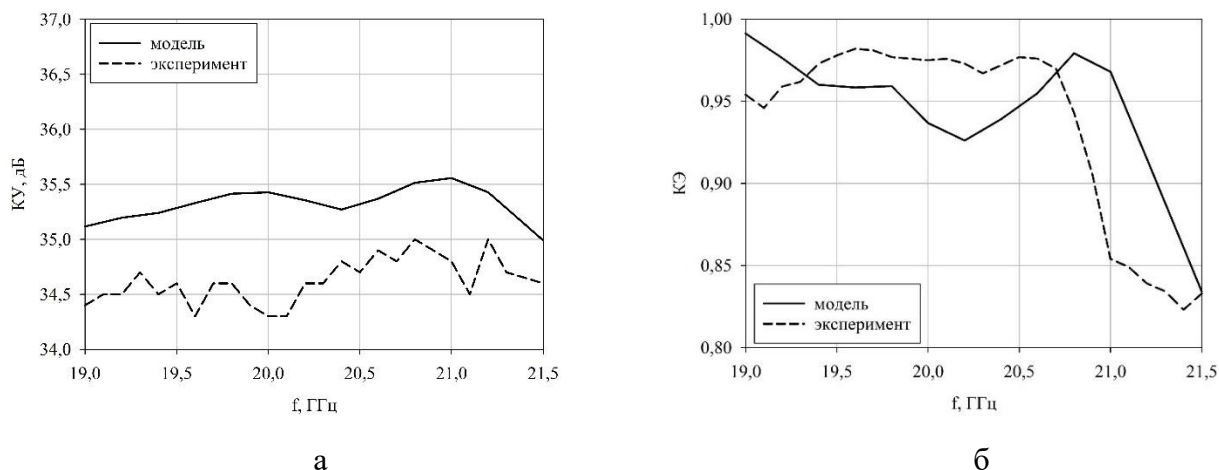


Рисунок 115 – Частотные зависимости модели и макета в К-диапазоне: (а) КУ, (б) КЭ

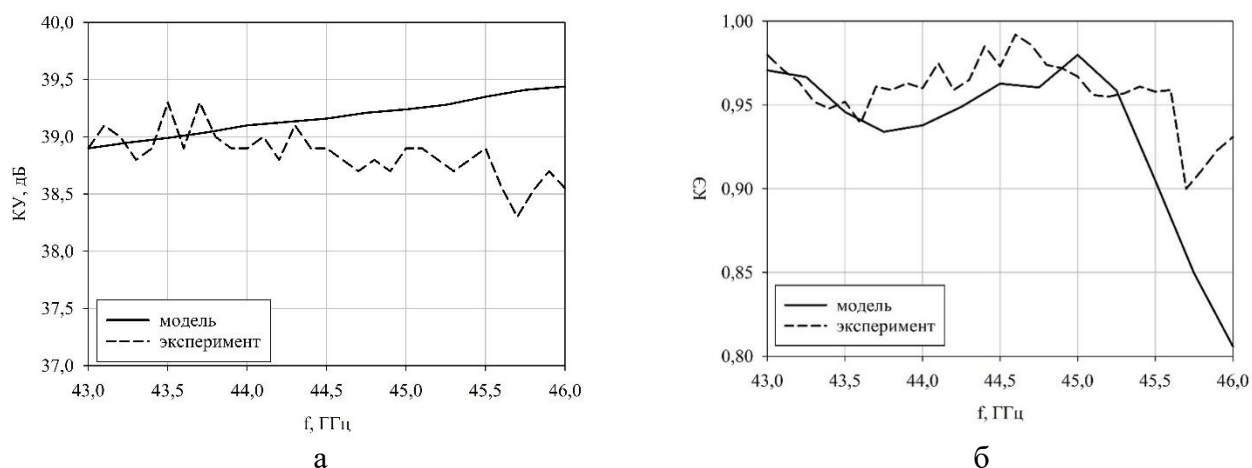


Рисунок 116 – Частотные зависимости модели и макета в Q-диапазоне: (а) КУ, (б) КЭ

В приемном диапазоне КУ составляет 34,3 дБ, что близко к расчетным 35,1 дБ. Отклонение объясняется потерями в тракте и погрешностью изготовления. КЭ во всем диапазоне превышает 0,83, что соответствует требованию и расчету. В передающем диапазоне КУ равен 38,7 дБ (расчет 38,9 дБ), КЭ более 0,9. Хорошее совпадение подтверждает правильность моделирования.

На рисунках 117-118 приведены нормированные сечения измеренных ДН в двух главных плоскостях на центральных частотах К- и Q-диапазонов.

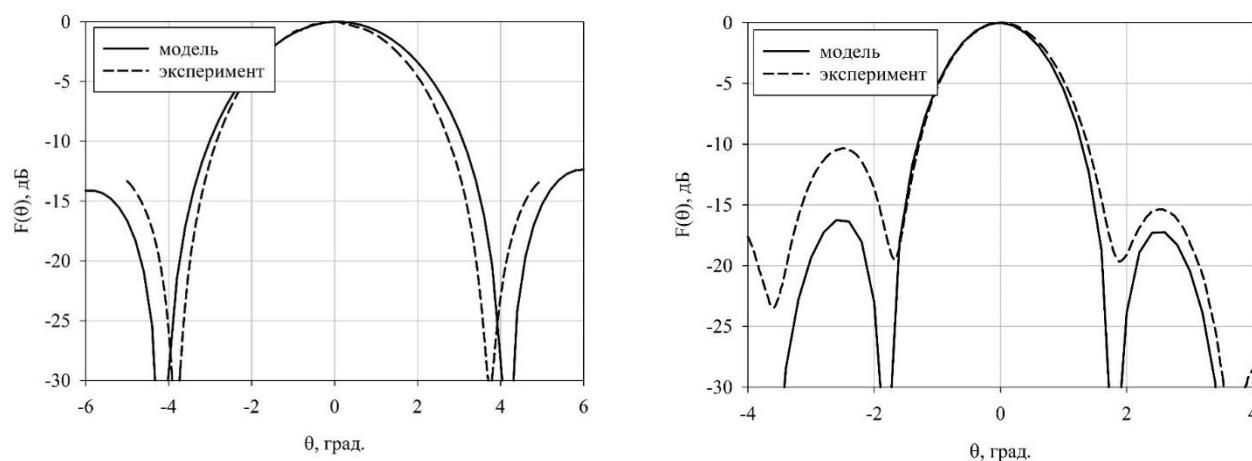


Рисунок 117 – Нормированные сечения ДН в К-диапазоне

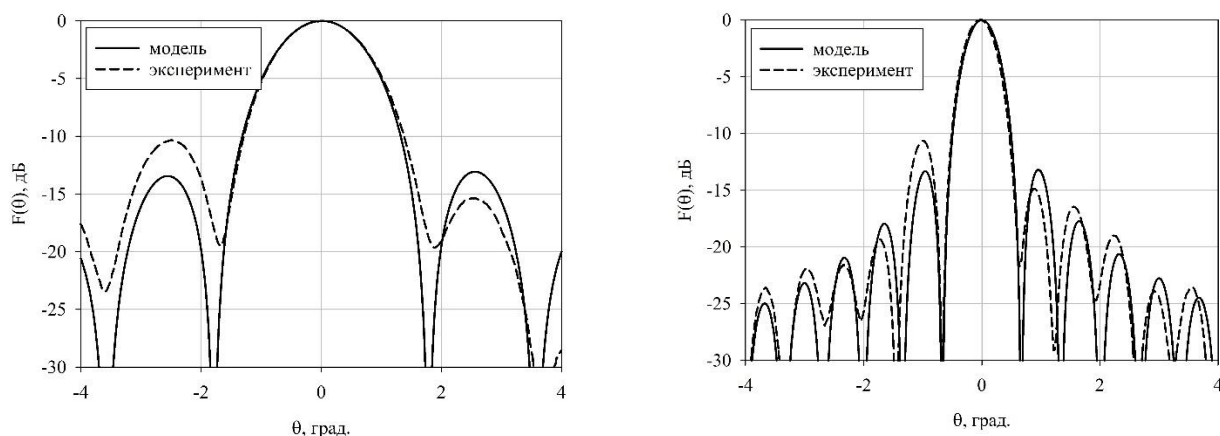


Рисунок 118 – Нормированные сечения ДН в Q-диапазоне

ШДН практически соответствуют расчетным. Уровень боковых лепестков – не более минус 10 дБ.

Междиапазонная изоляция представлена на рисунке 119.

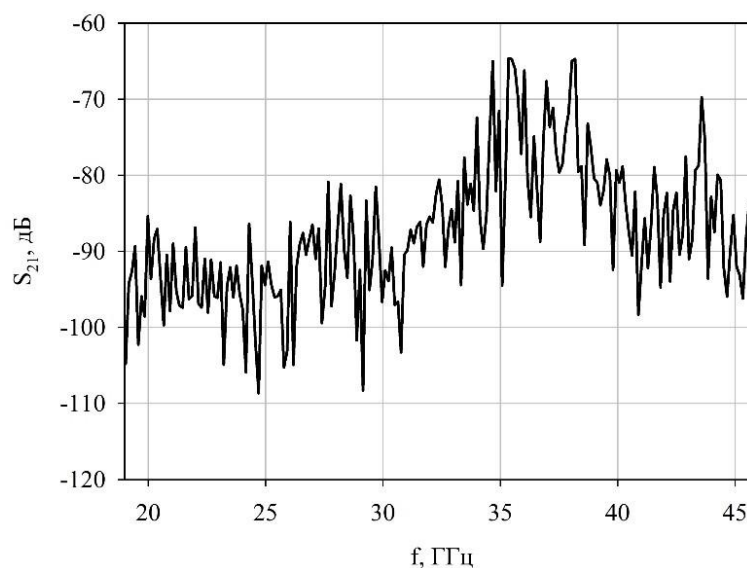


Рисунок 119 – Междиапазонная изоляция

Высокое значение междиапазонной изоляции АР в Q-диапазоне (порядка минус 80 дБ) обусловлено комплексом мер: частотной селективностью излучателей, а также включением ФНЧ в тракт приема. Волноводный тракт передачи Q-диапазона выполнен таким образом, что в полосе К-диапазона он находится в запердельном режиме. Это создает естественную изоляцию (минус 85 дБ) между приемным и передающим каналами на частотах 19,0-21,2 ГГц.

4.7 Результаты экспериментальных исследований второй конструкции

На рисунке 120 приведена фотография второй конструкции АР в измерительном комплексе.

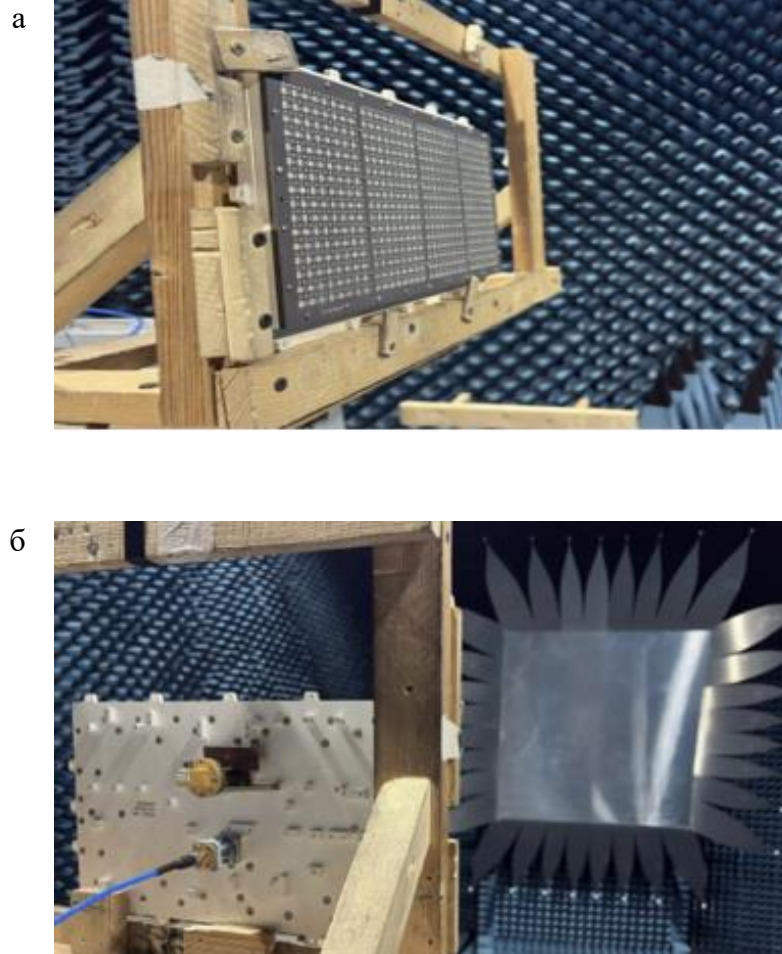


Рисунок 120 – Макет второй конструкции АР

На рисунке 121 представлены измеренные КСВН.

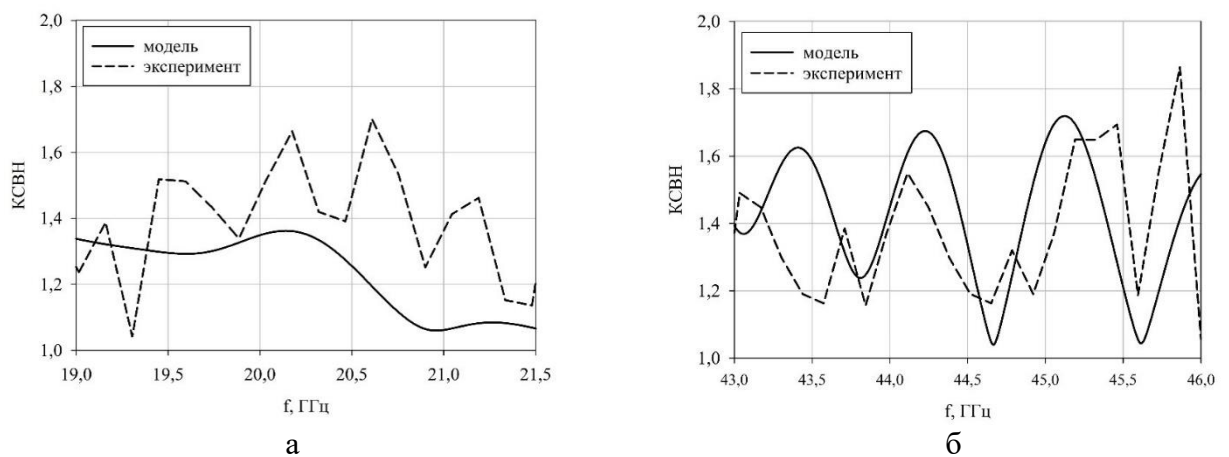


Рисунок 121 – Частотные зависимости КСВН модели и макета: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

В приемном диапазоне КСВН не более 1,7, в передающем – не более 1,7. Расхождение с моделью связано с погрешностями изготовления.

На рисунках 122-123 показаны КУ и КЭ в К- и Q-диапазонах соответственно.

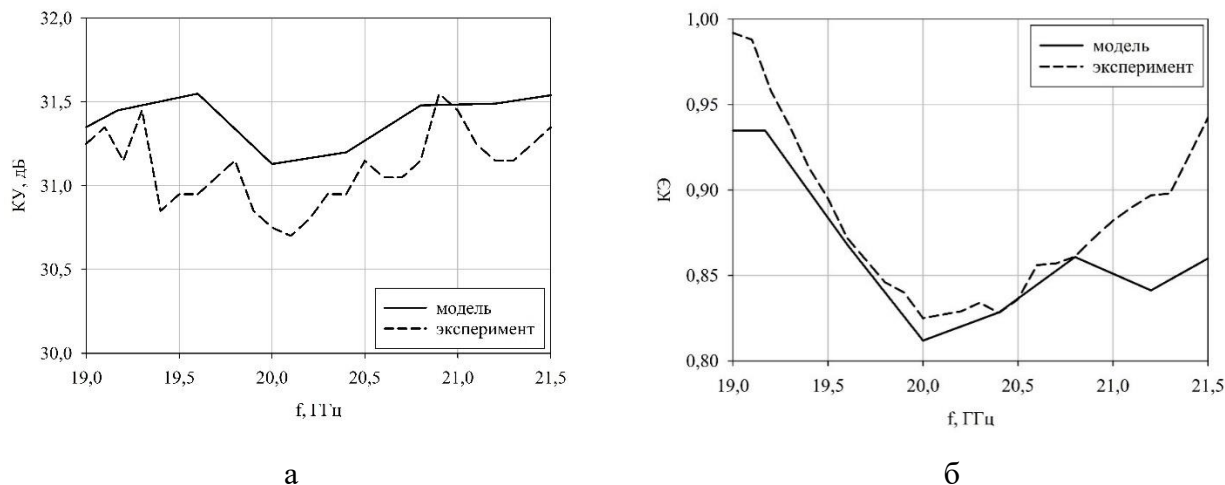


Рисунок 122 – Частотные зависимости модели и макета в К-диапазоне: (а) КУ, (б) КЭ

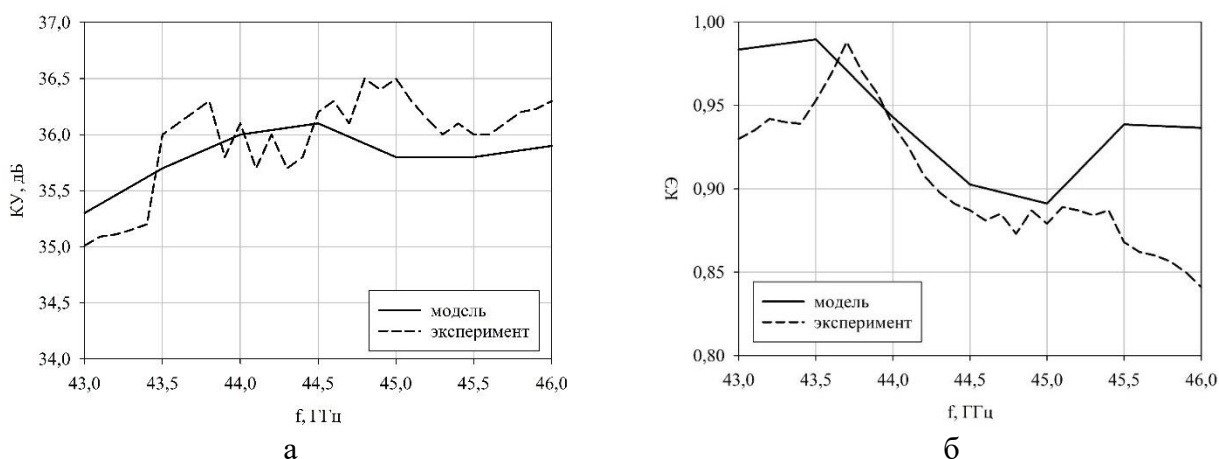


Рисунок 123 – Частотные зависимости модели и макета в Q-диапазоне: (а) КУ, (б) КЭ

В приемном диапазоне КУ больше 30,7 дБ (расчет 31,2 дБ), КЭ более 0,8. В передающем – КУ более 35,6 дБ (расчет 35,7 дБ), КЭ более 0,86.

На рисунках 124-125 представлены нормированные сечения измеренных диаграмм направленности в К- и Q-диапазонах соответственно.

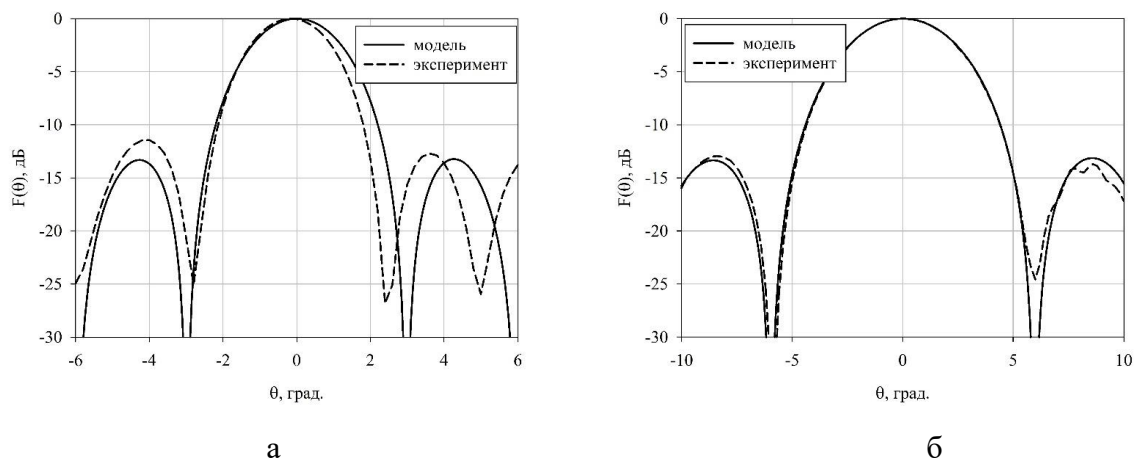


Рисунок 124 – Нормированные сечения ДН в К-диапазоне

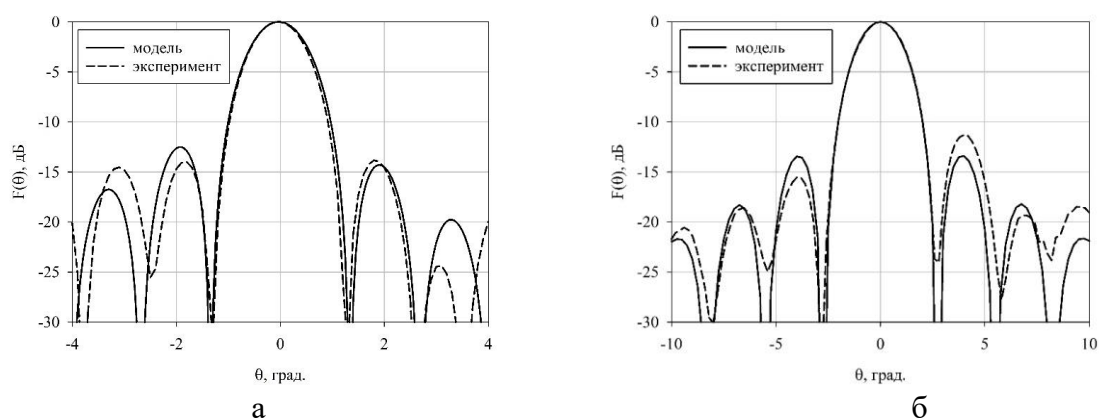


Рисунок 125 – Нормированные сечения ДН в Q-диапазоне

Ширина луча: прием – $2,45^\circ \times 5,3^\circ$, передача – $1,1^\circ \times 2,3^\circ$. УБЛ составляет минус 11,5 дБ (прием) и минус 11,4 дБ (передача). Изоляция между диапазонами превышает 64 дБ (рисунок 126).

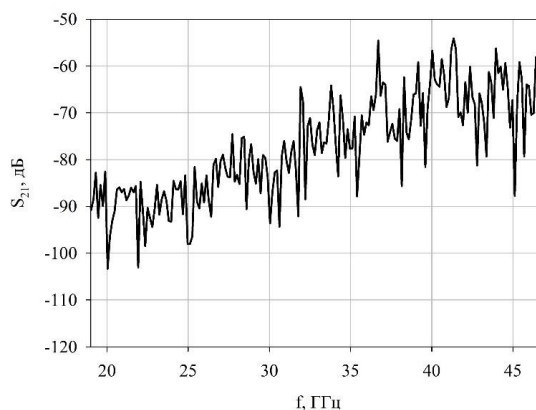


Рисунок 126 – Междиапазонная изоляция

Во второй АР элементарная ячейка сама имеет большую развязку за счет апертурной связи и разнесения слоев, но в полноразмерной решетке остаточные

утечки через щелевые переходы и гар-волноводы ограничивают изоляцию в Q-диапазоне уровнем около 60 дБ. В К-диапазоне изоляция обеих АР близка.

Новизна предложенных технических решений, реализованных во второй конструкции, подтверждена патентом на полезную модель [139].

4.8 Сравнение двух конструкций

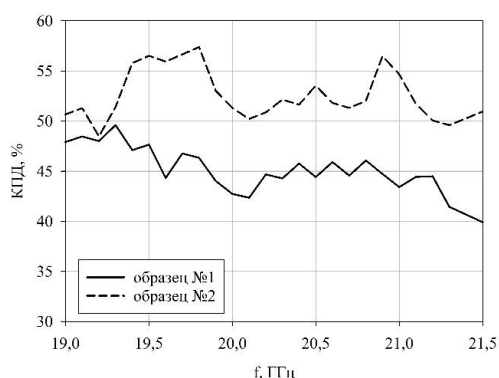
Результаты измерений основных электродинамических характеристик обеих конструкций сведены в таблице 12.

Таблица 12 – Сравнение измеренных характеристик двух конструкций АР

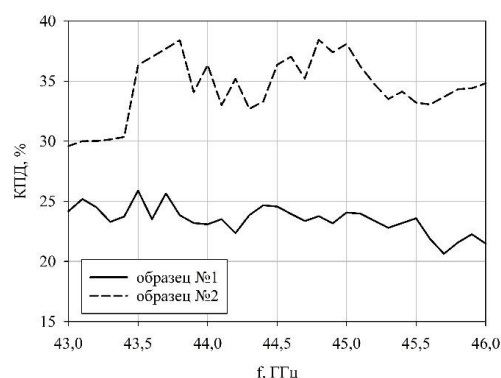
Параметр	Образец №1	Образец №2	Образец №2 (в пересчете)
КУ, К/Q-диапазон, дБ	34,3 / 38,7	30,7 / 35,6	35,2 / 39,9
КЭ, К/Q-диапазон	0,83 / 0,9	0,8 / 0,86	
УБЛ, К/Q-диапазон, дБ	-10,0 / -10,0	-11,5 / -11,4	
КСВН, К/Q-диапазон	1,75 / 1,6	1,7 / 1,7	
Изоляция, К/Q-диапазон, дБ	85 / 80	83 / 60	
КПД, К/Q-диапазон, %	42,1 / 23,4	50,2 / 33,2	48,5 / 30,9
Габариты (Д x Ш x В), мм	576 x 216 x 20	288 x 144 x 11	576 x 216 x 11
Вес, кг	7,2	1,5	4,5

КПД АР определялась как отношение измеренного КУ к теоретическому пределу для данной апертуры при КИП, равном единице.

Для наглядного сравнения КПД обеих конструкций были построены частотные зависимости в обоих диапазонах (рисунок 127).



а



б

Рисунок 127 – КПД двух конструкций АР: (а) К-диапазон, (б) Q-диапазон

Прямых аналогов разработанных АР, работающих одновременно в полосах приема 19,0-21,2 ГГц и передачи 43,5-45,5 ГГц, в настоящее время не существует.

Выводы по главе 4

В четвертой главе выполнены изготовление и экспериментальные исследования двух разработанных конструкций совмещенных АР К/Q-диапазонов. При изготовлении использованы многослойные печатные платы, металлические волноводные и гар-волноводные структуры, обеспечивающие реализацию низкопрофильной совмещенной апертуры.

Проведенные экспериментальные исследования первой конструкции подтвердили ее работоспособность в заданных частотных диапазонах. Измеренный КСВН не превышает 1,75 в К-диапазоне и 1,6 в Q-диапазоне, КУ составляет 34,3 и 38,7 дБ соответственно, а КЭ превышает 0,83 в К-диапазоне и 0,9 в Q-диапазоне. УБЛ не превышает минус 10 дБ. Экспериментально подтверждена высокая междиапазонная изоляция первой конструкции. В К-диапазоне она определяется в том числе запредельным режимом распространения волноводного тракта Q-диапазона, а в Q-диапазоне обеспечивается частотной селективностью излучающих элементов и дополнительным подавлением внеполосных составляющих с помощью ФНЧ.

Для второй конструкции экспериментально получены КСВН не более 1,7 в обоих рабочих диапазонах, КУ более 30,7 дБ в К-диапазоне и более 35,6 дБ в Q-диапазоне. КЭ превышает 0,8 в К-диапазоне и 0,86 в Q-диапазоне, а УБЛ составляет минус 11,5 и минус 11,4 дБ соответственно. Междиапазонная изоляция превышает 64 дБ.

Экспериментальные результаты подтвердили работоспособность предложенной совмещенной апертуры с различными пространственными периодами излучателей и показали соответствие измеренных характеристик результатам электродинамического моделирования. Полученное соответствие подтверждает корректность выбранных методов расчета и принятых конструктивных решений.

Сравнение двух конструкций показало, что применение отдельных по слоям питающих трактов, SIW и гар-волноводных сумматоров позволяет сократить количество ВКП, исключить их использование в тракте Q-диапазона и упростить сборку

АР. Во второй конструкции количество ВКП уменьшено по сравнению с первой, при этом сохранены требуемые электродинамические характеристики.

Для второй конструкции экспериментально получен КПД равный 50,2 % в К-диапазоне и 33,2 % в Q-диапазоне. Таким образом, предложенное изменение архитектуры системы питания обеспечивает снижение потерь и повышение энергетической эффективности по сравнению с первой конструкцией, для которой КПД составил 42,1 % в К-диапазоне и 23,4 % в Q-диапазоне.

В целом результаты экспериментальных исследований подтвердили возможность практической реализации низкопрофильной совмещенной К/Q-диапазонной АР с гибридной системой питания. Вторая конструкция обеспечивает более технологичную архитектуру системы питания за счет уменьшения числа паяных соединений и применения гар-волноводных структур, что создает предпосылки для дальнейшего масштабирования АР.

Заключение

В диссертационной работе решена научная задача разработки принципов построения и обоснования технических решений совмещенных двухдиапазонных АР К/Q-диапазонов с гибридной системой питания, обеспечивающих работу в полосах 19,0-21,2 ГГц и 43,5-45,5 ГГц при малых массогабаритных показателях. Полученные результаты имеют существенное значение для связи, в частности для проектирования антенно-фидерных устройств спутниковых терминалов и СВЧ-технологий.

На основании результатов проведенных исследований сформулированы следующие основные выводы:

1. Разработана концепция построения совмещенной элементарной ячейки размером $9,0 \times 9,0$ мм, включающей один излучатель К-диапазона и три излучателя Q-диапазона. Показано, что предложенное пространственное совмещение с шагами $d_K = 9,0$ мм и $d_Q = 4,5$ мм позволяет достичь высокого апертурного КИП: не менее 0,95 в К-диапазоне и 0,75 в Q-диапазоне при сохранении эффективного заполнения апертуры.

2. Разработаны и исследованы два варианта двухдиапазонных излучающих элементов: на основе связанных микрополосковых резонаторов и на основе апертурной связи через Н-образную щель. Для второго варианта за счет выбора оптимальной геометрии щели и многослойной структуры расширена полоса согласования до 27,4 % в К-диапазоне и до 14,2 % в Q-диапазоне при обеспечении междиапазонной изоляции более 35 дБ.

3. Предложены две архитектуры гибридных систем питания. Первая основана на симметричных полосковых линиях, ВКП и металлических волноводных сумматорах. Вторая использует разделение полосковых К- и Q-трактов по слоям печатной платы, SIW и gap-волноводные сумматоры, что позволило полностью исключить ВКП в Q-диапазоне и сократить их удельное количество на элемент в К-диапазоне в четыре раза, повысив технологичность сборки.

4. Экспериментально подтверждена работоспособность разработанных конструкций в заданных диапазонах частот 19,0-21,2 ГГц и 43,5-45,5 ГГц. Изготовленные макеты обеспечивают КСВН не более 1,75, УБЛ не более минус 10 дБ и КЭ не менее 0,8 в обоих диапазонах.

5. Показано, что применение второй архитектуры системы питания (с SIW и гар-волноводами) обеспечивает повышение КПД АР до 50,2 % в К-диапазоне и до 33,2 % в Q-диапазоне (против 42,1 % и 23,4 % у первой конструкции), что подтверждает эффективность предложенных схмотехнических и топологических решений.

6. Мировая новизна защищена патентом на полезную модель и свидетельствами о государственной регистрации программ ЭВМ (Приложение А). Практическая значимость предложенных решений подтверждается их использованием в ОКР АО «НПП «Радиосвязь» при разработке и модернизации станций спутниковой связи и в НИР, выполняемых ФГАОУ ВО «СФУ» (Приложение Б).

Рекомендации по практическому использованию результатов

1. Предложенную концепцию пространственного совмещения излучателей с соотношением шагов 2:1 (подраздел 2.2) и топологию излучателя на апертурной связи с Н-образной целью (подраздел 2.4) рекомендуется применять при проектировании компактных сканирующих и стационарных терминалов спутниковой связи, где предъявляются повышенные требования к массогабаритным показателям и развязке каналов.

2. Разработанную методику расчета эквивалентных параметров многослойных структур и зарегистрированные программы для ЭВМ (раздел 3.2) целесообразно использовать на предприятиях радиоэлектронной промышленности при электродинамическом моделировании СВЧ-устройств миллиметрового диапазона.

3. Вторую конструкцию АР (подраздел 3.3), отличающуюся уменьшенным числом паяных соединений и использованием SIW и гар-волноводов, рекомендуется внедрять в серийное производство благодаря ее высокой технологичности и низкой чувствительности к механическим допускам.

Перспективы дальнейшей разработки

1. Перспективным направлением является дальнейшее снижение потерь в передающем тракте Q-диапазона, включая оптимизацию геометрии гар-волноводов и применение медной фольги с минимальной шероховатостью.

2. Целесообразно упрощение топологии передающего тракта за счет исключения промежуточного SIW-сумматора и реализации прямого щелевого перехода с полосковой линии на гар-волновод.

3. Актуальным остается внедрение щелевых переходов в K-диапазоне, что позволит полностью отказаться от паяных ВКП в приемном тракте, повысив надежность и воспроизводимость характеристик АР.

Благодарности

Автор выражает благодарность научному руководителю Саломатову Юрию Петровичу за общее руководство диссертационной работой. Автор также благодарит коллектив кафедры радиотехники Института инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО «СФУ» и специалистов АО «НПП «Радиосвязь» за помощь в изготовлении макетов и проведении экспериментальных исследований.

Список использованных сокращение и обозначений

АР – антенная решетка;

АФАР – активная фазированная антенна решетка,

ДН – диаграмма направленности;

КИМ – координатно-измерительная машина;

КИП – коэффициент использования поверхности;

КНД – коэффициент направленного действия;

КПД – коэффициент полезного действия;

КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению;

КУ – коэффициент усиления;

КЭ – коэффициент эллиптичности;

УБЛ – уровень боковых лепестков;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ЧСП – частотно-селективная поверхность;

ШДН – ширина диаграммы направленности;

SIW – Substrate-integrated waveguide – волновод, интегрированный в подложку.

Список используемой литературы

1. Hasan M., Bianchi C. *Ka-band enabling technologies for high throughput satellite (HTS) communications* // International Journal of Satellite Communications and Networking. 2016. Vol. 34, No. 4. P. 483–501. DOI: 10.1002/sat.1161.
2. Butash, Tom & Evans, B.G.. (2016). IJSCN special issue on Ka band and high throughput satellites. International Journal of Satellite Communications and Networking. 34. n/a-n/a. DOI: 10.1002/sat.1178.
3. H. Bayer, A. Krauss, T. Zaiczek, R. Stephan, O. Enge-Rosenblatt and M. A. Hein, "Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite Communications [Antenna Applications Corner]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 76-88, Feb. 2016, doi: 10.1109/MAP.2015.2501244.
4. Rohrdantz B, Jaschke T, Gellersen FKH, Sieganschin A, Jacob AF. Ka-band antenna arrays with dual-frequency and dual-polarized patch elements. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2016;8(6):963-972. doi:10.1017/S1759078716000830.
5. M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira and B. Bernardo-Clemente, "Full-Metal K-Ka Dual-Band Shared-Aperture Array Antenna Fed by Combined Ridge-Groove Gap Waveguide," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 1463-1467, July 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2919928.
6. Y. Liu, Z. Yue, Y. Jia, Y. Xu and Q. Xue, "Dual-Band Dual-Circularly Polarized Antenna Array With Printed Ridge Gap Waveguide," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 5118-5123, Aug. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3048504.
7. Y. Cao, Z. Guo and Z. Hao, "Planar Dual-Polarized Millimeter-Wave Shared-Aperture Array Antenna with High Band Isolation," in *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, vol. 23, no. 10, pp. 1568-1578, October 2022, doi: 10.1631/FITEE.2200122.
8. R. S. Hao, J. F. Zhang, S. C. Jin, D. G. Liu, T. J. Li and Y. J. Cheng, "K-/Ka-Band Shared-Aperture Phased Array With Wide Bandwidth and Wide Beam Coverage

for LEO Satellite Communication," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 1, pp. 672-680, Jan. 2023, doi: 10.1109/TAP.2022.3222091.

9. Ding, Yan & Cheng, Yu. (2018). A design of K/Ka dual-band shared-aperture array antenna with high isolation. 1-4. doi: 10.1109/IWAT.2018.8379137.

10. Планарная печатная зеркальная антенна / М. Д. Парнес, В. Д. Корольков, М. С. Гашинова и др. // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 1. С. 56–59.

11. В. Б. Тайгин. Антенны с плоской отражательной решеткой - альтернатива параболических зеркальных антенн космических аппаратов / Решетневские чтения, 2011. С. 93-94.

12. Поленга С. В., Александрин А. М., Саломатов Ю. П., Лемберг К. В., Попович А. А. Совмещенный облучатель Ku/Ka-диапазонов частот для земных станций спутниковой связи // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 43-47.

13. Дмитриев Д. Д., Гладышев А. Б., Грицан О. Б. Двухдиапазонный облучатель зеркальной антенны для станции спутниковой связи Ka/Q-диапазонов частот // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 4. С. 38–51. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-4-38-51

14. F. Greco, L. Boccia, E. Arnieri and G. Amendola, "K/Ka-Band Cylindrical Reflector Antenna for Compact Satellite Earth Terminals," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 8, pp. 5662-5667, Aug. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2918440.

15. Shelley, Martin & Robert, Pearson & Javier, Vazquez. (2009). Low Profile, Dual-Polarised Antenna for Aeronautical and Land Mobile Satcom. *International Journal of Antennas and Propagation*. 2009. Doi: 10.1109/ASMS.2008.9.

16. He, Yuanzhi & Yang, Fan & Han, Guodong & Li, Yuanyuan. (2023). High-throughput SatCom-on-the-move antennas: Technical overview and state-of-the-art. *Digital Communications and Networks*. 10. Doi: 10.1016/j.dcan.2023.11.005.

17. Klimm, Wolfgang & Kwok, Kawai. (2020). Surface Accuracy of Viscoelastic Composite Thin-Shell Deployable Reflector Antennas. Doi: 10.2514/6.2020-0932.

18. Отражательная антенная решетка для сетей дуплексной спутниковой связи технологии VSAT / С. В. Поленга, Е. А. Литинская, Ю. П. Саломатов, Р. М. Крылов // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 9. С. 39-43.

19. M. Veljovic and A. K. Skrivervik, "Ultralow-Profile Circularly Polarized Reflectarray Antenna for CubeSat Intersatellite Links in K-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 4588-4597, Aug. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3060076.

20. Martinez-de-Rioja, Eduardo & Martinez-de-Rioja, Daniel & Encinar, José & García-Pino, Antonio & Gonzalez-Valdes, Borja & Rodriguez-Vaqueiro, Yolanda & Arias-Acuna, Marcos. (2019). Advanced Multibeam Antenna Configurations Based on Reflectarrays: Providing multispot coverage with a smaller number of apertures for satellite communications in the K and Ka bands. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 61. 77-86. Doi: 10.1109/MAP.2019.2932311.

21. M. Abdollahvand, K. Forooghi, J. A. Encinar, Z. Atlasbaf and E. Martinez-de-Rioja, "A 20/30 GHz Reflectarray Backed by FSS for Shared Aperture Ku/Ka-Band Satellite Communication Antennas," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 4, pp. 566-570, April 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2972024.

22. Двухдиапазонная отражательная антенная решетка Ka/Q-диапазонов частот / С. В. Поленга, А. А. Ерохин, Р. О. Рязанцев, А. Д. Полигина, Р. М. Крылов, Е. А. Литинская, Е. Р. Гафаров, А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов, И. Ю. Данилов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, No 5. С. 18–31. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-18-31.

23. T. Chaloun *et al.*, "Electronically Steerable Antennas for Future Heterogeneous Communication Networks: Review and Perspectives," in *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 2, no. 4, pp. 545-581, Oct. 2022, doi: 10.1109/JMW.2022.3202626.

24. L. A. Greda, W. Elmarissi, M. V. T. Heckler and A. Dreher, "An active phased array for mobile satellite communication at Ka-band in LTCC technology," *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, North Charleston, SC, USA, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/APS.2009.5171617.

25. Алешин В.С. Оценка реализуемости активной фазированной антенной решетки терминала системы спутниковой связи "Экспресс-РВ" // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №8. С. 13-21.
26. L. A. Greda and A. Dreher, "Tx-terminal phased array for satellite communication at Ka-band," *2007 European Microwave Conference*, Munich, Germany, 2007, pp. 266-269, doi: 10.1109/EUMC.2007.4405177.
27. Guo, Zi-Jun & Hao, Zhang-Cheng & Zhuo-Wei, Miao & Yin, Hao-Yu & Ding, Chen-Yu & Gang, Hao-Jie. (2023). A K-/Ka-band planar shared-aperture beam-scanning array with a high-isolation for the emerging mm-Wave shared-aperture terminals. *Science China Information Sciences*. 66. Doi:10.1007/s11432-022-3587-8.
28. Y. Zhang, W. Hong and R. Mittra, "45 GHz Wideband Circularly Polarized Planar Antenna Array Using Inclined Slots in Modified Short-Circuited SIW," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1669-1680, March 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2888984.
29. S. Liu *et al.*, "A Dual-Band Shared Aperture Antenna Array in Ku/Ka-Bands for Beam Scanning Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 78794-78802, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2922647.
30. H. Zhao, Z. Wang and H. Meng, "A design of E/Ka dual-band patch antenna array with shared aperture," *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, China, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/APMC.2015.7413001.
31. Ma, Wenyu & Cao, W.-Q & Zhu, Yangkun & Li, Danhua & Tong, Yixin & Zhang, Bangning. (2022). An S / Ka -band shared-aperture antenna array with grating lobe suppression in millimeter-wave band. *IEICE Electronics Express*. 19. 20220250-20220250. 10.1587/elex.19.20220250.
32. K. Naishadham, R. Li, L. Yang, T. Wu, W. Hunsicker and M. Tentzeris, "A Shared-Aperture Dual-Band Planar Array With Self-Similar Printed Folded Dipoles," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 606-613, Feb. 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2216491.

33. Dhiman, Jonny & Sharma, Achyut & Khah, Sunil. (2019). SHARED APERTURE MICROSTRIP PATCH ANTENNA ARRAY FOR L AND S-BANDS. *Progress In Electromagnetics Research Letters*. 86. 91-95. 10.2528/PIERL19052905.
34. Васин А. А., Манаенков Е. В., Пономарев Л. И., Терехин О. В. Двухдиапазонная совмещенная фазированная антенная решетка L/S-диапазона // *Антенны*. 2022. № 5. С. 70–83.
35. Пономарев Л. И., Манаенков Е. В., Терехин О. В., Васин А. А., Ганицев А. Ю., Щербачев А. Ю. Двухдиапазонные совмещенные фазированные антенные решетки // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2022. Т. 76. № 5. С. 5–25.
36. Воскресенский Д. И., Шмачилин П. А. Двухдиапазонная антенная решетка системы спутникового телевидения // *Антенны*. 2018. № 3. С. 8–18.
37. J. -D. Zhang, L. Zhu, N. -W. Liu and W. Wu, "Dual-Band and Dual-Circularly Polarized Single-Layer Microstrip Array Based on Multiresonant Modes," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 3, pp. 1428-1433, March 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2647582.
38. Z. Wang and Z. Huang, "A Microwave/Millimeter Wave Dual-Band Shared Aperture Patch Antenna Array," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 218585-218591, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3040250.
39. D. E. Serup, G. F. Pedersen and S. Zhang, "Dual-Band Shared Aperture Reflectarray and Patch Antenna Array for S- and Ka-Bands," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 3, pp. 2340-2345, March 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3111171.
40. Ran J., Jin C., Wang W., Chen J., Wu Y. Dual-Band Dual-Linearly/Circularly Polarized Shared-Aperture Antenna for Satellite Communication Systems. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2022, Vol. 148, 154156. DOI: 10.1016/j.aeue.2022.154156.
41. J. Ren, Z. Wang, Y. -X. Sun, R. Huang and Y. Yin, "Ku/Ka-Band Dual-Frequency Shared-Aperture Antenna Array With High Isolation Using Frequency Selective Surface," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 7, pp. 1736-1740, July 2023, doi: 10.1109/LAWP.2023.3262568.

42. Гринев А. Ю., Измайлов А. А. Теоретическое и экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решетки // *Радиотехника и электроника*. 2021. Т. 66. № 12. С. 1155–1164.
43. Zhu, Yongzhong & Li, Changlin & Xie, Wenxuan & Xu, Yunxue & Xiong, Bao. (2025). Hybrid-Decoupling-Based Shared-Aperture Phased Array Antenna for Ku/Ka-Band with Low Profile, Wide-Angle Scanning and High Isolation. 10.21203/rs.3.rs-7100159/v1.
44. Chen, Q., Cheng, YF., Shao, CH. *et al.* A high-gain dual-band shared-aperture array integrating zero-order-resonance patch and higher-order metasurface antenna. *Sci Rep* 13, 11647 (2023). <https://doi.org/10.1038/s41598-023-38562-3>.
45. Guo, Chaoyuan & Liu, Zhihan & Liu, Yufeng. (2026). A Dual-Band Shared-Aperture Antenna Employing a Meshed Patch and AMC-Backed Fabry-Pérot Cavity. *Progress In Electromagnetics Research M*. 138. 1-9. 10.2528/PIERM26021201.
46. Get SAT. *Micro SAT LM – SATCOM Antenna Terminal*. Технические характеристики производителя.
47. Balanis C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th ed. Wiley, 2016.
48. Pozar D. M. Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1983, Vol. 31, No. 5, pp. 740–747.
49. Касьянов А. О. Моделирование излучателей микрополосковых антенных решеток с продольным расположением элементов // *Известия Южного федерального университета. Технические науки*. 2006.
50. Goyal, Abhay et al. “A triple band stacked patch antenna with slotted ground structure.” *2015 International Conference on Futuristic Trends on Computational Analysis and Knowledge Management (ABLAZE)* (2015): 556-560.
51. F. Cao, Y. Y. Liu and X. Liu, "Shared-Aperture Multi-Band Stacked Array With $\pm 45^\circ$ Dual Polarization," *2021 IEEE 4th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, Xi'an, China, 2021, pp. 911-913, doi: 10.1109/ICEICT53123.2021.9531118.

52. L. Kong and X. Xu, "A Compact Dual-Band Dual-Polarized Microstrip Antenna Array for MIMO-SAR Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 5, pp. 2374-2381, May 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2814222.
53. Pozar D. M. Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline. *Electronics Letters*, 1985, Vol. 21, No. 2, pp. 49–50. DOI: 10.1049/el:19850034.
54. P. Sullivan and D. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 8, pp. 977-984, August 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143929.
55. D. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 12, pp. 1439-1446, December 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143785.
56. Pozar D. M. A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications. Technical review, 1996.
57. Shi-Chang Gao, Le-Wei Li, Mook-Seng Leong and Tat-Soon Yeo, "Wide-band microstrip antenna with an H-shaped coupling aperture," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 1, pp. 17-27, Jan. 2002, doi: 10.1109/25.992064.
58. Shi-Chang Gao, Le-Wei Li, Mook-Seng Leong and Tat-Soon Yeo, "Dual-polarized slot-coupled planar antenna with wide bandwidth," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 441-448, March 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.809842.
59. T. Jang and C. S. Park, "60-GHz Wideband L-Probe Circular Slotted E-Shaped Patch Antenna Array," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 79939-79947, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3194708.
60. Naik D. K., Sahu A. K., Parida R. K. et al. Design of a broadband U-slot loaded E-shaped patch antenna using characteristic mode analysis // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. 2022. Vol. 154. Art. 154310. DOI: 10.1016/j.aeue.2022.154310.
61. Feng, B., Yin, S., & Li, S. (2014). A planar-printed E-shaped omnidirectional magneto-electric dipole antenna for WWAN/LTE applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 56.

62. Jiachen, Xu & Guo, Chenjiang & Ding, Jun. (2021). Dual-band orthogonal polarised shared aperture array with shared-elements. *Electronics Letters*. 57. 10.1049/ell2.12051.
63. Kim, Jeong-Wook & Oh, Seung-Won & Lee, Han. (2024). Single-fed Ku/Ka dual-band aperture shared planar antenna array for satellite communication. *Alexandria Engineering Journal*. 104. 235-245. 10.1016/j.aej.2024.06.029.
64. Wong K.-L. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. Wiley, 2002.
65. Kumar R., Ray K. P. *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, 2003.
66. James J. R., Hall P. S., Wood C. *Microstrip Antenna Theory and Design*. Peter Peregrinus, 1981.
67. Kuhlmann, Karsten. (2023). Sequential Rotation of Antenna Array Elements – Rotation Angle for Optimum Array Polarization. *Advances in Radio Science*. 20. 17-21. 10.5194/ars-20-17-2023.
68. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2011.
69. Gupta K. C., Garg R., Bahl I. J., Bhartia P. *Microstrip Lines and Slotlines*. 2nd ed. Boston: Artech House, 1996.
70. E. J. Denlinger, "Losses of Microstrip Lines," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 6, pp. 513-522, Jun. 1980, doi: 10.1109/TMTT.1980.1130112.
71. Maji S. Analysis Technique for Transmission Loss of Microstrip Lines at Millimeter-Wave Band // *Journal of the Japan Institute of Electronics Packaging*. 2023. Vol. 26, No. 1. P. 144–150. DOI: 10.5104/jiep.JIEP-D-22-00065.
72. Morimoto Y., Motegi T., Kasai W., Niwano K. Transmission Line Loss Properties of Dielectric Loss Tangent and Conductive Surface Roughness in 5G Millimeter Wave Band // *2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. Hong Kong, 2020. P. 776–778. DOI: 10.1109/APMC47863.2020.9331571.
73. Steer M. *Microwave and RF Design II: Transmission Lines*. Raleigh: NC State University, 2019.

74. D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
75. Feng Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839303.
76. Bozzi, Maurizio & Georgiadis, Apostolos & Wu, Ke. (2011). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*. 5. 909 - 920. 10.1049/iet-map.2010.0463.
77. Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sept. 2002, doi: 10.1109/LMWC.2002.803188
78. M. Bozzi and L. Perregrini, "Numerical modeling and design of Substrate Integrated Waveguide (SIW) components," *2012 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, Kharkiv, UKraine, 2012, pp. 243-248, doi: 10.1109/MMET.2012.6331238.
79. D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526, June 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.875807.
80. Collin R. E. *Foundations for Microwave Engineering*. 2nd ed. New York: Wiley-IEEE Press, 2001.
81. Marcuvitz N. *Waveguide Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1951.
82. Berenguer, A., Sánchez-Escuderos, D., Bernardo-Clemente, B., Baquero-Escudero, M., & Boria, V.E. (2016). Groove gap waveguide as an alternative to rectangular waveguide for H-plane components. *Electronics Letters*, 52, 939-941.
83. A. U. Zaman, P. -S. Kildal and A. A. Kishk, "Narrow-Band Microwave Filter Using High-Q Groove Gap Waveguide Resonators With Manufacturing Flexibility and No Sidewalls," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing*

Technology, vol. 2, no. 11, pp. 1882-1889, Nov. 2012, doi: 10.1109/TCPMT.2012.2202905.

84. Shaterian, Zahra & Horestani, Ali & Rashed-Mohassel, Jalil. (2019). Design of a Slot Array Antenna in Groove Gap Waveguide Technology. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 13. 10.1049/iet-map.2018.5861.

85. Polemi, Alessia & Rajo-Iglesias, Eva & Maci, S.. (2011). ANALYTICAL DISPERSION CHARACTERISTIC OF A GAP-GROOVE WAVEGUIDE. *Progress In Electromagnetics Research M*. 18. 55-72. 10.2528/PIERM11020806.

86. Pucci, E., Zaman, A.U., Rajo-Iglesias, E., Kildal, P., & Kishk, A.A. (2013). Study of Q-factors of ridge and groove gap waveguide resonators. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*, 7, 900-908.

87. D. Herraiz, H. Esteban, J. A. Martínez, A. Belenguer and V. Boria, "Microstrip to Ridge Empty Substrate-Integrated Waveguide Transition for Broadband Microwave Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 257-260, March 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2971658.

88. E. Arnieri, F. Greco, L. Boccia and G. Amendola, "Vertical Waveguide-to-Microstrip Self-Diplexing Transition for Dual-Band Applications," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 12, pp. 1407-1410, Dec. 2022, doi: 10.1109/LMWC.2022.3193166.

89. M. M. M. Ali, M. Elsaadany, S. I. Shams, G. Gagnon and K. Wu, "High-Power Stripline-to-Double-Ridge-Waveguide Transition With 3:1 Bandwidth," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 72, no. 10, pp. 5699-5708, Oct. 2024, doi: 10.1109/TMTT.2024.3381895.

90. Q. Ren, A. U. Zaman, J. Yang, V. Vassilev and C. Bencivenni, "Novel Integration Techniques for Gap Waveguides and MMICs Suitable for Multilayer Waveguide Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 9, pp. 4120-4128, Sept. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3194204.

91. S. Farjana, M. Ghaderi, A. U. Zaman, S. Rahiminejad, P. Lundgren and P. Enoksson, "Low-Loss Gap Waveguide Transmission Line and Transitions at 220–320 GHz Using Dry Film Micromachining," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and*

Manufacturing Technology, vol. 11, no. 11, pp. 2012-2021, Nov. 2021, doi: 10.1109/TCPMT.2021.3111137.

92. A. G. García, Y. Campos-Roca, R. G. Alcalá and J. Rubio, "Multistep Transitions From Microstrip and GCPW Lines to SIW in 5G 26 GHz Band," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 68778-68787, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3077763.

93. H. Sheng and Q. Feng, "A Broadband Stepped Configuration of Substrate Integrated Waveguide Vertical Transition Structure," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 71, no. 4, pp. 1799-1803, April 2024, doi: 10.1109/TCSII.2023.3331518.

94. B. Kunooru, S. V. Nandigama, D. Rama Krishna, R. Gugulothu and S. Bhalke, "Studies on Microstrip to SIW transition at Ka-Band," *2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*, Tiruchirappalli, India, 2019, pp. 379-382, doi: 10.1109/IMICPW.2019.8933234.

95. S. Sinha, H. Trischler, I. Ocket and E. Schaffler, "D-Band Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (AFSIW) and Broadband Stripline to AFSIW Launcher Embedded in Multi-Layer PCBs," in *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 795-798, June 2023, doi: 10.1109/LMWT.2023.3267769.

96. I. Piekarz *et al.*, "Wideband Microstrip to 3-D-Printed Air-Filled Waveguide Transition Using a Radiation Probe," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 10, pp. 1179-1182, Oct. 2022, doi: 10.1109/LMWC.2022.3173407.

97. J. Sorocki *et al.*, "Additively Fabricated Air-Filled Waveguide Integrated With Printed Circuit Board Using a Through-Patch Transition," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 31, no. 11, pp. 1207-1210, Nov. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3112567.

98. Y. Shi, W. Feng, X. Jiang, Q. Xue and W. Che, "Half-Air-Filled Ball-Grid-Array-Based Substrate-Integrated Groove-Gap Waveguide and its Transition to Microstrip at W-Band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 12, pp. 5145-5153, Dec. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3026698.

99. A. Bagheri, H. Karlsson, C. Bencivenni, A. Haddadi, T. Emanuelsson and A. A. Glazunov, "Microstrip to Ridge Gap Waveguide Transition for 28 GHz Steerable Slot Array Antennas," *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, Denmark, 2020, pp. 1-4, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135076.
100. S. Peng, Y. Pu, Z. Wu, X. Chen and Y. Luo, "A Broadband Transition From Ridge Gap Waveguide to Microstrip Using Suspended Line Coupling," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 31, no. 3, pp. 253-256, March 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3040651.
101. Razavi Parizi S. A. Bandwidth Enhancement Techniques // *Microstrip Antennas*. IntechOpen, 2017. DOI: 10.5772/intechopen.70173.
102. Mishra B., Verma R. K., Yashwanth N., Singh R. K. A Review on Microstrip Patch Antenna Parameters of Different Geometry and Bandwidth Enhancement Techniques // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2022. Vol. 14, No. 5. P. 652–673. DOI: 10.1017/S1759078721001148.
103. S. Akinola, I. Hashimu and G. Singh, "Gain and Bandwidth Enhancement Techniques of Microstrip Antenna: A Technical Review," *2019 International Conference on Computational Intelligence and Knowledge Economy (ICCIKE)*, Dubai, United Arab Emirates, 2019, pp. 175-180, doi: 10.1109/ICCIKE47802.2019.9004278.
104. Xu, L., Yuan, C., Zhang, Q., Zhao, X., Sun, Y., & Yu, L. (2019). An aperture coupled microstrip antenna array for high power microwave application. *The Review of scientific instruments*, 90 9, 094704.
105. Zhao, Fengxian & Zhang, Wenmei & Han, Liping & Han, Guorui & Yang, Rongcao. (2018). A wideband dual-polarized patch antenna fed with the aperture-coupled microstrip. *Electromagnetics*. 38. 58-69. 10.1080/02726343.2017.1409488.
106. Dash S. K. K., Cheng Q. S., Khan T. An Off-Center-Fed Compact Wideband Antenna with Truncated Corners and Parasitic Patches for Circular Polarization // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2020. Vol. 30, No. 8. Art. e22244. DOI: 10.1002/mmce.22244.

107. Tran, Hung & Hussain, Niamat & Lê, Tú. (2019). Low-Profile Wideband Circularly Polarized MIMO Antenna with Polarization Diversity for WLAN Applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 108. 10.1016/j.aeue.2019.06.028.
108. W. Hu *et al.*, "Wideband Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna With Multimode Resonance," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 533-537, April 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3056404.
109. Y. Zhang, W. Hong and R. Mittra, "45 GHz Wideband Circularly Polarized Planar Antenna Array Using Inclined Slots in Modified Short-Circuited SIW," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1669-1680, March 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2888984.
110. Mailloux R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. 3rd ed. Norwood, MA: Artech House, 2018. 530 p. ISBN 978-1-63081-029-0.
111. Sa'don, Siti & Jamaluddin, Mohd haizal & Kamarudin, Ramlee & Yamada, Yoshihide & Kamardin, Kamilia & Idris, Izni Husna. (2019). Analysis of Graphene Antenna Properties for 5G Applications. *Sensors*. 19. 4835. 10.3390/s19224835.
112. Taraji M, Baladi E, Antoniadis MA. Compact wideband and high gain horn slot antenna array fed by printed ridge gap waveguide for X band applications. *Sci Rep*. 2025 May 21;15(1):17627. doi: 10.1038/s41598-025-99482-y.
113. Sadeghi et al., *A Broadband LTCC-Based Cavity-Backed Patch Phased Array Antenna for Ka-Band Applications*, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2025.
114. Xiong Z. Y., Xu Z. H., Xiao S. P. On the weighting optimisation of the antenna with overlapped subarrays architecture // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2015. Vol. 9, No. 11. DOI: 10.1049/iet-map.2014.0730.
115. D. M. Pozar, "Microstrip antennas," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79-91, Jan. 1992, doi: 10.1109/5.119568.
116. S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sept. 1998, doi: 10.1109/8.719966.

117. W. S. T. Rowe and R. B. Waterhouse, "Investigation into the performance of proximity coupled stacked patches," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1693-1698, June 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.875462.

118. Liu, Luyi & Chen, Lan. (2022). Characteristic Analysis of a Chipless RFID Sensor Based on Multi-Parameter Sensing and an Intelligent Detection Method. *Sensors*. 22. 10.3390/s22166027.

119. Kedar, Ashutosh & Gupta, Keshav & Srivastava, G. & Kataria, N.. (2001). Parametric and temperature-sensitivity study of resonance frequency of microstrip antennas using spectral-domain method. *Microwave and Optical Technology Letters*. 30. 276 - 280. 10.1002/mop.1289.

120. А. Д. Полигина, А. В. Таганов, “Двухдиапазонный излучающий элемент круговой поляризации на связанных резонаторах для работы в миллиметровом диапазоне длин волн”, *Письма в ЖТФ*, 50:4 (2024), 7–9.

121. Совмещенная низкопрофильная антенная решетка С-диапазона / А. Д. Полигина, А. Е. Руженцев, Е. Д. Голубович, А. В. Таганов. - Текст : непосредственный // *Успехи современной радиоэлектроники*. - 2025. - Т. 79, № 2. - С. 30-38.

122. A. D. Poligina, A. V. Taganov, “Dual-band circular polarization radiating element on coupled resonators for operation in the millimeter wavelength range”, *Pisma v Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki*, 50:2 (2024), 47–49.

123. C. -H. Jung, S. -H. Lim and N. -H. Myung, "Analysis of an H-shape cross slotted aperture-coupled microstrip patch antenna," *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Singapore, 2009, pp. 1890-1893, doi: 10.1109/APMC.2009.5384207.

124. Полигина А.Д., Таганов А.В., Саломатов Ю.П. Совмещенный микрополосковый излучатель К/Q-диапазонов на апертурной связи с разнонаправленной круговой поляризацией // *Антенны*. 2026. № 3. С. 55–63. DOI: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202603-05>.

125. D. -F. Guan, C. Ding, Z. -P. Qian, Y. -S. Zhang, W. -Q. Cao and E. Dutkiewicz, "An SIW-Based Large-Scale Corporate-Feed Array Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 7, pp. 2969-2976, July 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2430369.

126. Y. -X. Zhang, Y. -C. Jiao and L. Zhang, "Wideband Circularly Polarized Array Antennas With Sequential-Rotation Polarization Grid and Simplified Full-SIW Feeding Networks," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 8, pp. 6088-6097, Aug. 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2985065.

127. M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira and B. Bernardo-Clemente, "Single-Layer Sequential Rotation Network in Gap Waveguide for a Wideband Low-Profile Circularly Polarized Array Antenna," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 62157-62163, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3182336.

128. Полигина А. Д., Поленга С. В., Стригова Е. А. Низкопрофильная сканирующая антенная решетка с использованием механически управляемых фазовращателей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 36–46.

129. Усреднение диэлектрической проницаемости при проектировании многослойных печатных плат / Полигина А.Д. Системы связи и радионавигации : материалы X Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 15-17 сентября 2026 г. / отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск : АО «НПП «Радиосвязь», 2026. С. 316-319.

130. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024617109. «Расчет усредненной диэлектрической проницаемости для проектирования многослойных печатных плат» // Полигина А.Д. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.03.2024 г.

131. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025661741. «Волновое сопротивление полосковой симметричной линии передачи с учетом усредненной диэлектрической проницаемости подложек» // Полигина А.Д. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13.05.2025 г.

132. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025688589 «Потери в симметричной полосковой линии передачи с учетом шероховатости проводников» // Полигина А.Д. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 19.09.2025 г.

133. А. Д. Полигина, А. В. Таганов, “Целевой переход с gap-волновода на симметричную полосковую линию передачи в миллиметровом диапазоне длин волн”, *Письма в ЖТФ*, 48:19 (2022), 24-26

134. A. D. Poligina, A. V. Taganov, “Slot transition from gap waveguide to symmetrical strip transmission line in millimeter wavelength range”, *Pisma v Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki*, 48:10(2022), 21–23.

135. Полигина А.Д., Саломатов Ю.П. Компактный широкополосный переход SIW – gap-волновод с реактивной компенсацией для диапазона частот 41...47 ГГц // Антенны. 2026. № 2. С. 71–77. DOI: <https://doi.org/10.18127/j03209601-202602-07>.

136. ПОСТРОЕНИЕ БИНАРНОГО ДВУХДИАПАЗОННОГО СУММАТОРА НА GAP-ВОЛНОВОДАХ ДЛЯ РАБОТЫ В К- И Q-ДИАПАЗОНАХ / А. Д. Полигина, А. Е. Руженцев, Е. Д. Голубович, А.В. Таганов. Системы связи и радионавигации: сб. тезисов / науч. ред. Б.А. Беляев, д.т.н., профессор Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева; отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2023. С. 47-51.

137. ТЕХНОЛОГИЧНАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА Q-ДИАПАЗОНА С ВОЗМОЖНОСТЬЮ СОВМЕЩЕНИЯ С К-ДИАПАЗОНОМ / А.Д. Полигина, А.В. Таганов. Системы связи и радионавигации : материалы IX Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 16-18 сентября 2025 г. / отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск : АО «НПП «Радиосвязь», 2025. С. 122-126.

138. Волноводная система питания на gap-волноводах для двухдиапазонной низкопрофильной антенной решетки в миллиметровом диапазоне длин волн / А. Д. Полигина, А. Е. Руженцев, Е. Д. Голубович, А. В. Таганов. - Текст : непосредственный // Успехи современной радиоэлектроники. - 2023. - Т. 77, № 12. - С. 26-34

139. Патент на полезную модель RU 243188 U1 «ДВУХДИАПАЗОННАЯ НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА К/Q-ДИАПАЗОНОВ С КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ» // Полигина А.Д, Таганов А.В. Дата публикации: 30.04.2026.

140. Полигина А. Д., Поленга С.В. Двухдиапазонная фазированная антенная решетка с микрополосковой схемой питания. Проспект Свободный – 2021: материалы XVII Междунар.конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Красноярск, 19–24 апреля 2021 г. [Электронный ресурс] /–Красноярск: Сиб. федер. ун, , 2021.С-2318-2321.

141. Полигина А.Д., Таганов А.В., Саломатов Ю.П. Двухдиапазонный микрополосковый излучающий элемент для построения высокоэффективных антенных решеток / Современные проблемы радиоэлектроники: материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. Красноярск, 11-14 мая 2022 г. – С. 237-242.

142. Полигина А.Д., Руженцев А.Е., Голубович Е.Д., Таганов А.В. НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ ОБЛЕГЧЕННАЯ ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА / Системы связи и радионавигации: материалы VIII Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 12-14 ноября 2024 г. / отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2024. С. 98-102.

143. Полигина А.Д., Таганов А.В. Широкополосная низкопрофильная носимая антенная решетка X-диапазона на апертурной связи / Системы связи и радионавигации: материалы IX Всерос. науч.-техн. конф. «Системы связи и радионавигации». Красноярск, 16-18 сентября 2025 г. / отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск : АО «НПП «Радиосвязь», 2025. – С. 91-94.

Приложение А. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2024617109

**Расчет усредненной диэлектрической проницаемости
для проектирования многослойных печатных плат**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Сибирский федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Автор(ы): *Полигина Анастасия Дмитриевна (RU)*

Заявка № **2024616094**
Дата поступления **28 марта 2024 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **28 марта 2024 г.**


Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности
документ подписан электронной подписью
Сертификат 42966a0913863164ba96183b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 01.06.2023 по 02.06.2024

Ю.С. Зубов



о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025661741

**Волновое сопротивление полосковой симметричной
линии передачи с учетом усредненной диэлектрической
проницаемости подложек**

Правообладатель: **Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Сибирский федеральный университет» (RU)**

Автор(ы): **Полигина Анастасия Дмитриевна (RU)**



Заявка № 2025660547

Дата поступления **30 апреля 2025 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **13 мая 2025 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Документ подписан электронной подписью
Сертификат 0096781e-10c9-5d260m703ca2026
Идентификатор: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.03.2024 по 03.10.2025.

Ю.С. Знѣос

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025688589

**Потери в симметричной полосковой линии передачи с
учетом шероховатости проводников**

Правообладатель: *Акционерное общество "Научно-
производственное предприятие "Радиосвязь" (RU)*

Автор(ы): *Полигина Анастасия Дмитриевна (RU)*



Заявка № 2025685542

Дата поступления 19 сентября 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 21 октября 2025 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 00a570a4734189d521b408818e75f29506
Владелец **Зубов Юлий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2025 по 30.11.2026

Ю. С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 243188

**ДВУХДИАПАЗОННАЯ НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ
АНТЕННАЯ РЕШЕТКА К/Q-ДИАПАЗОНОВ С
КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ**

Патентообладатель: *Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радиосвязь" (RU)*

Авторы: *Полигина Анастасия Дмитриевна (RU), Таганов Алексей Вячеславович (RU)*

Заявка № 2025130925

Приоритет полезной модели 08 ноября 2025 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации 30 апреля 2026 г.

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает 08 ноября 2035 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 00a570e4f7744c805310408818475f29506
Владелец **Зубов Ю.С.** *Ю.С. Зубов*
Действителен с 08.11.2025 по 28.11.2026



Приложение Б. Акты использования результатов работы



Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(АО «НПП «Радиосвязь»)
 ул. Декабристов, д.19, Красноярск, 660021
 Тел. (391) 204-11-02, тел./факс (391) 204-12-38 E-mail: info@krtz.su
 ОКПО 44589548, ОГРН 1122468072231, ИНН/КПП 2460243408/246001001

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
«Совмещенная антенная решетка К/Q-диапазонов с гибридной системой питания»
Полигиной Анастасии Дмитриевны
в ОКР АО «НПП «Радиосвязь»

Настоящим актом подтверждается использование в ОКР АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» результатов диссертационной работы Полигиной А. Д.

Полигиной А. Д. предложены конструктивные и схемотехнические решения совмещенной двухдиапазонной антенной решетки К/Q-диапазонов с гибридной системой питания, предназначенной для мобильных и носимых терминалов спутниковой связи.

Были разработаны две архитектуры антенных решеток. Первая основана на полосковых линиях, волноводно-коаксиальных переходах и металлических волноводных сумматорах. Вторая использует отдельные по слоям К- и Q-тракты, SIW и gap-волноводные сумматоры со щелевыми переходами. Принятые решения позволили получить:

- рабочие полосы 19,0-21,2 ГГц и 43,5-45,5 ГГц;
- КСВН не более 1,75 в обоих диапазонах;
- уровень боковых лепестков не более минус 10 дБ;
- коэффициент эллиптичности не менее 0,8;
- КПД до 50,2 % в К-диапазоне и до 33,2 % в Q-диапазоне (для второй конструкции);
- междиапазонную изоляцию более 64 дБ.

Результаты диссертационной работы использованы в ходе выполнения ОКР «Сфера», «Благовест», а также при разработке и модернизации станций спутниковой связи, в том числе миллиметрового диапазона длин волн.

Использование результатов диссертационной работы Полигиной А. Д. подтверждает их практическую значимость и целесообразность применения при создании компактных приемо-передающих антенных устройств спутниковой связи с повышенными требованиями к габаритам, массе, профилю и технологичности изготовления.

Генеральный директор
 АО «НПП «Радиосвязь»



Р. Г. Галеев

УТВЕРЖДАЮ



Проректор по научной работе
ФГАОУ ВО «Сибирский
федеральный университет»
Капулин Д.В.

«__» _____ 2026 г.

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы Полигиной А.Д.
«Совмещенная антенная решетка К/Q-диапазонов с гибридной системой
питания»**

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационной работы Полигиной Анастасии Дмитриевны в работах, выполняемых в ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Полигиной А. Д. были разработаны и исследованы конструкции совмещенных двухдиапазонных антенных решеток К/Q-диапазонов с гибридной системой питания при выполнении НИР в рамках государственных заданий ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» (FSRZ-2023-0008 и FSRZ-2026-0010), а также в инициативных научно-исследовательских работах, выполненных на кафедре радиотехники Института инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО «СФУ».

Разработанные совмещенные антенные решетки характеризуются:

- рабочими полосами 19,0-21,2 ГГц (К-диапазон) и 43,5-45,5 ГГц (Q-диапазон);
- коэффициентом эллиптичности не менее 0,8 в обоих диапазонах;
- КСВН не более 1,75;
- уровнем боковых лепестков не более минус 10,0 дБ;
- коэффициентом усиления 34,3 / 38,7 дБ и 30,7 / 35,6 дБ для первой и второй конструкции в К- и Q-диапазонах соответственно.

Эффективность использования результатов работы характеризуется созданием двухдиапазонных антенных решеток с частотным разнесом в 2,2 раза с КПД в К-диапазоне 42,1 / 50,2 % и в Q-диапазоне 23,4 / 33,2 % для первой и второй конструкций соответственно.

Руководитель ОРНД

Казаков В. С.