

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ  
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

АО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА «МИКРАН»

На правах рукописи



Коноваленко Максим Олегович

**Гибридная система питания антенных решёток  
для малогабаритных радиолокационных станций**

Специальность 05.12.07  
Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель  
кандидат ф.-м. наук, доцент Буянов Юрий Иннокентьевич

Томск – 2019

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	4
1. ОБЗОР И АНАЛИТИКА СУЩЕСТВУЮЩИХ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК МАЛОГАБАРИТНЫХ РАДИОЛОКИЦИОННЫХ СТАНЦИЙ .....	15
1.1. Введение .....	15
1.2. Диапазонные и направленные свойства волноводно-щелевых антенн .....	16
1.2.1. Антенные решётки в режиме бегущей волны.....	18
1.2.2. Антенные решётки в режиме стоячей волны.....	23
1.2.3. Антенные решётки на основе EBG, PWW и SIW структур.....	25
1.3. Диапазонные и направленные свойства микрополосковых антенн.....	29
1.3.1. Антенные решётки последовательного типа .....	31
1.3.2. Антенные решётки параллельного типа.....	34
1.4. Диапазонные и направленные свойства зеркальных антенн .....	38
1.4.1. Широкополосные зеркальные антенны .....	39
1.4.2. Сверхширокополосный облучатель зеркальных антенн .....	43
1.5. Постановка проблемы .....	48
2. ДВУХМЕРНАЯ РЕШЁТКА КОЛЛИНЕАРНЫХ АНТЕНН.....	53
2.1. Введение .....	53
2.2. Линейная антенная решётка.....	55
2.2.1. Влияние геометрических параметров на электрические характеристики антенной решётки .....	56
2.2.2. Излучающая структура.....	62
2.3. Двухмерная антенная решётка .....	72
2.3.1. Требования к амплитудно-фазовому распределению.....	73
2.3.2. Топология.....	80
2.3.3. Особенности технической реализации в условиях современных технологий .....	85
2.4. Заключение.....	89

3. НЕРАВНОВЕСНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ.....	93
3.1. Введение .....	93
3.2. Выбор и обоснование реализации способа волноводного деления .....	93
3.3. Результаты расчёта S-параметров волноводного делителя .....	99
3.3.1. Результаты расчёта направленных ответвителей в качестве элементарных ступеней.....	99
3.3.2. Общие результаты расчёта делителя .....	103
3.3.3. Особенности технической реализации в условиях современных технологий .....	108
3.4. Заключение.....	112
4. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННОГО УСТРОЙСТВА.....	114
4.1. Введение .....	114
4.2. Методика измерений.....	114
4.2.1. Полевые испытания в дальней зоне .....	115
4.2.2. Лабораторные испытания в ближней зоне .....	117
4.3. Результаты испытаний .....	119
4.4. Заключение.....	124
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	127
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	130
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	131
ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ .....	143
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. ПАТЕНТЫ .....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ В. ИЗОБРАЖЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ К-ДИАПАЗОНА ДОРОЖНОГО РАДАРА «SPEEDY-M» .....	147
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. ПОЯСНЕНИЕ СВЯЗИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ С ПУБЛИКАЦИЕЙ В ЖУРНАЛЕ IEEE TRANS. ON ANTENNAS AND PROPAGATION.....	148

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность проблемы.** Основными узлами радиолокационных станций (РЛС) являются приёмо-передающий или приёмный модуль, плата обработки сигналов, антенное устройство. В качестве последнего узла всегда выступают антенные решётки (АР) или апертурные антенны в связи с высокими требованиями на направленные и энергетические характеристики. Для того чтобы повысить дальность действия любой РЛС или её чувствительность на заданном расстоянии необходимо улучшить соотношение сигнал/шум, что можно достичь несколькими способами. Первое – увеличить мощность излучения, второе – уменьшить коэффициент шума. Оба способа имеют свои сложности реализации и ограничения применимости в конкретном случае.

Увеличение мощности излучения в зависимости от диапазона частот, особенно начиная с Ku-диапазона, нередко сопровождается большими потерями на выделение джоулевого тепла по причине малого коэффициента полезного действия (КПД) твердотельных усилителей [1, 2], которое необходимо отводить во избежание перегрева. Требуется проектирование мощных источников питания с внутренней защитой по току и индикацией выхода из строя, особенно в многоканальных активных фазированных антенных решётках (АФАР), стоимость которых составляет десятки, сотни долларов за один канал. В случае использования магнетронных генераторов удаётся увеличить КПД [3], но все магнетронные установки имеют существенные габаритные размеры в сравнении с твердотельными полупроводниковыми кристаллами, а также очень дороги в обслуживании, что ограничивает их применение в малогабаритных РЛС и полностью исключает в мобильных радарх. Кроме того максимально допустимая эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) ограничивается нормативными актами государственной комиссии по радиочастотам. Недостаточный уровень развязки между приёмной и передающей антенной в радарх с непрерывным излучением без дополнительных мер компенсации вызывает перегрузку приёмного тракта и, как следствие, снижение

чувствительности или полное отсутствие радиолокационного изображения при околонулевом динамическом диапазоне.

Радиочастотный шум как физическое понятие включает в себя различные виды, определённые природой его порождения. В СВЧ устройствах важную роль играет влияние теплового шума. Рассмотрение таких устройств с шумовой температурой  $T$ , выраженной в градусах Кельвина, означает, что мощность шума эквивалентна мощности теплового источника той же температуры. Таким образом, качество приёмных радиосистем с антенной, коэффициент усиления (КУ) которой равен  $G$ , принято характеризовать параметром  $G/T$  [4]. Данное отношение демонстрирует ранее отмеченное утверждение о прямом влиянии ЭИИМ и коэффициента шума на дальностные и динамические характеристики любой РЛС.

Коэффициент шума РЛС определяется двумя составляющими. Первая – приёмный тракт, в состав которого входит активный элемент в виде малошумящего усилителя (МШУ) с собственным коэффициентом шума, и пассивные элементы в виде различных сверхвысокочастотных (СВЧ) узлов, таких как сумматоры, направленные ответвители и т.п., диссипативные потери которых складываются и формируют общий уровень шума на выходе приёмника [5]. Вторая – приёмная антенная решётка. Потери мощности радиоволны после её преобразования в ток высокой частоты и прохождения определённого пути распространения до приёмника напрямую увеличивают коэффициент шума [6]. В связи с этим, обязательно уменьшение потерь в пассивной антенне, так как её расположение перед приёмным трактом определяет не только его коэффициент шума, но и коэффициент усиления передающей части РЛС.

Минимизация диссипативных потерь в АР с широкими границами диапазонных свойств остаётся важнейшей задачей при разработке РЛС, даже в случае использования АФАР. Наиболее остро данная проблема встаёт в РЛС с пассивными антенными системами апертурой в десятки длин волн. Приходится находить компромиссное решение между энергетическим потенциалом системы, качеством направленных свойств и рабочим диапазоном частот, что, как правило,

осложняется высокими требованиями на уровень боковых лепестков (УБЛ), выполнение которых значительно снижает коэффициент усиления АР на  $3 \div 6$  дБ, в некоторых случаях и более [7].

**Состояние вопроса.** Радиолокационные системы как основные комплексы обнаружения, слежения и определения целей на каждом ключевом этапе своего развития всегда используют самые современные достижения в области радиофизики, электроники, материаловедения и физической химии. Начиная с 50-х годов прошлого века до конца столетия, была развита основная теория радиолокации [8, 9] и антенн, включающая в себя статистическую радиофизику, физику волновых процессов [10], излучения [11, 12] и распространения радиоволн [13]. Несмотря на последний факт, до сегодняшнего времени прогресс в этой сфере не остановился. Причиной тому служат новые технологии производства сверхвысокоскоростных систем вычисления и обработки данных [14-16], усовершенствованные математические системы автоматизированного проектирования электронных узлов [17-20], позволяющие получать самые различные характеристики передачи и излучения, в том числе параметры обратного пространственного рассеяния сложнейших многогранных целей [21, 22], что сверхактуально при разработке РЛС, способных обнаруживать сверхмалоразмерные цели [23]; развитые способы оптимизации электродинамических численных методов [24], а также формирование целого инженерного направления по расчёту и производству активных / пассивных СВЧ устройств с высочайшим уровнем качества, что ранее было недоступно.

Построение сложных антенных систем, как и любая прикладная техническая задача, сопровождается не только физическими, природными ограничениями, но и уровнем развития конкретных возможностей реализации. За последние два десятка лет большой шаг сделали наукоёмкие производства конструкционных пластиков, всевозможных видов органических и неорганических подложек печатных СВЧ плат от S до V диапазона, а также технологии производства сложных многослойных диэлектрических структур с

нанесённой топологией, в том числе SIW структур [25-27]. Высокоточные обрабатывающие станки с числовым программным управлением позволяют добиваться размеров с отклонением не более нескольких единиц или десятков микрон в зависимости от метода формообразования поверхности детали и её длины. Это позволило сделать интенсивный шаг в проектировании антенных установок РЛС следующих поколений, но по факту является лишь потенциальной возможностью нового скачка серийного выпуска таких систем, способных вместить в себя все последние достижения науки и техники.

В настоящее время существуют антенны, имеющие те или иные достоинства в зависимости от способа возбуждения и типа волны. Антенны последовательного питания обычно имеют увеличенный энергетический потенциал в сравнении с антеннами параллельного питания [28]. Это связано со значительно меньшим расстоянием пути прохождения СВЧ сигнала и его затухания до излучателей, что наиболее ярко выражается в узконаправленных решётках. В свою очередь исключительно последовательное питание сильно сужает полосу пропускания в случае требования синфазного раскрытия с лучом ортогональным его плоскости. Использование резонансных антенных решёток на стоячей волне позволяет достичь лучших усиливающих свойств по причине отсутствия рассеяния части мощности в концевых согласованных нагрузках, но такой режим работы антенны уменьшает её полосу согласования в разы по сравнению с нерезонансными антеннами бегущей волны.

Известен способ улучшения энергетического потенциала АР, при котором часть апертуры включает в себя интегрированные усилители мощности или МШУ. Такая антенна не является АФАР, так как не содержит независимые каналы управления амплитудой и фазой, а имеет один общий вход / выход, поэтому направление луча электрически строго задано для единственного углового положения. Распределённый по апертуре набор активных элементов компенсирует диссипативные потери, что позволяет улучшить не только чувствительность радара, но и снизить максимальную выходную мощность каждого усиливающего элемента из набора в несколько раз по сравнению с

использованием одного равнозначного усилителя, расположенного на общем входе решётки. Стоит отметить, что введение распределённого усиления имеет недостаток касательно обеспечения заданного фазового фронта и его стабильности в температурных режимах.

**Цель работы.** Разработка гибридной системы питания планарных широкополосных антенных решёток с повышенным уровнем КПД и значением первого бокового лепестка не более  $-25$  дБ, пригодных для использования в малогабаритных РЛС вплоть до К-диапазона частот.

Для достижения поставленной цели требуется решение следующих **задач**:

1. Определение и выбор амплитудного распределения, обеспечивающего практически ожидаемый УБЛ по заданному критерию.

2. Расчёт геометрических размеров антенной решётки, обеспечивающих заданные направленные свойства в каждой плоскости с допуском на возможную неточность получения итогового результата.

3. Разработка антенного элемента решётки, пригодного для печатного исполнения.

4. Разработка печатной платы антенной решётки и расчёт её топологии.

5. Разработка волноводной неравновесной системы деления в Н-плоскости с переходом на печатную топологию антенной решётки.

6. Расчёт и моделирование антенной системы, состоящей из передающей и приемной антенных решёток с уровнем развязки не менее  $-50$  дБ, расположенных в общей плоскости.

7. Практическая реализация планарной антенной системы с последующим измерением её S-параметров, диапазонных и направленных характеристик.

### **Методы исследований**

▪ При расчёте антенной решётки использовался программный пакет MathCAD 14 с применением известных математических соотношений.

- Для максимально точного расчёта антенной решётки в непрерывной полосе частот при проектировании использовался численный метод конечных разностей, реализованный в программном электродинамическом пакете CST Microwave Studio 2016

- Экспериментальные исследования проводились в полевых условиях открытого полигона НИИ РТС, ТУСУР и в лабораторных условиях безэховой камеры АО «НПФ «Микран».

### **Научные положения, выносимые на защиту**

1. Использование коллинеарных щелевых излучающих структур позволяет упростить систему питания, уменьшить диссипативные потери, а также на величину до 3 дБ увеличить коэффициент усиления двухмерных антенных решёток в сравнении с микрополосковыми структурами.

2. Использование в питающей линии антенной решётки чётного числа точек возбуждения с заданными амплитудами, разнесенных на расстояния, кратные электрической длине волны, позволяет управлять амплитудным распределением с отклонением от заданного не более 1,0 дБ.

3. Применение гибридной системы питания, объединяющей преимущества волноводных устройств, печатных технологий и последовательно-параллельных схем возбуждения, увеличивает эффективность антенных решёток, обеспечивает коэффициент полезного действия не хуже 0,7 и улучшает диапазонные свойства относительно стандартных решений при апертурах до 20 длин волн.

**Достоверность результатов.** Достоверность первого научного положения доказана результатами расчётов, численного моделирования и экспериментальных исследований.

Второе научное положение подтверждено совпадением заданной реализации амплитудного распределения и рассчитанной путём численного моделирования. Измеренная ДН повторяет форму и свои числовые параметры во

всей рабочей полосе частот, обусловленной диапазонными свойствами исследуемой гибридной системы питания решёток.

Третье научное положение подтверждено результатами измерений диапазонных и направленных свойств разработанной антенной системы малогабаритной РЛС X-диапазона.

Все результаты, полученные в ходе работы, объединены рядом теоретических оценок и более строгих расчётов, полученных аналитическими и численными методами соответственно, а также измеренными параметрами в ходе экспериментальных исследований в ближней и дальней зоне.

### **Научная новизна**

- Переход от линейной микрополосковой излучающей структуры к коллинеарной щелевой излучающей структуре позволяет дополнительно увеличить коэффициент усиления такой системы до 3 дБ.

- Использование в распределительной системе волноводного направленного ответвителя с инвертированными прямым и побочным каналами позволяет добиться частотной неравномерности амплитудного взвешивания не более 0,3 дБ и стабильности разности фаз коэффициентов передачи не хуже  $\pm 3,0^\circ$  во всей выделенной полосе 300 МГц, занимаемой радаром.

- Гибридная система питания позволяет обеспечить полосу пропускания антенной решётки с КПД не менее 0,7 для малогабаритных радаров, использующих широкополосные зондирующие сигналы.

### **Практическая значимость**

- Применение коллинеарной щелевой топологии для реализации печатной двухмерной антенной решётки позволяет использовать прямолинейную возбуждающую структуру без использования разветвлений.

- Применение коллинеарной щелевой топологии упрощает реализацию её возбуждения относительно эквивалентной микрополосковой структуры ввиду отсутствия необходимости введения симметрирующего устройства.

- Предложенная гибридная система питания с совмещением печатной и волноводной реализации позволяет существенно снизить общие энергетические потери, особенно для микрополосковых антенных решёток размером более десяти длин волн, где основной вклад в уменьшение КПД вносит система деления, расположенная на диэлектрической подложке.

- Использование технологии печатных плат и волноводной системы деления позволяет с высокой повторяемостью получать заданные характеристики антенной решётки без необходимости проведения электрических измерений, что в свою очередь снижает себестоимость серийного продукта при условии высокого качества сборки.

- Разработанная для малогабаритной РЛС серийного выпуска планарная антенная система X-диапазона обеспечивает уровень первого бокового лепестка не более  $-25$  дБ в E-плоскости, коэффициент усиления не менее  $28,5$  дБ при ширине луча  $(4,0 \times 7,5)^\circ$ .

### **Внедрение результатов работы**

- Разработанная планарная антенная решётка X-диапазона с гибридной системой питания входит в состав антенной системы мобильного радара контроля и охраны периметра «Hunter» производства АО «НПФ «Микран».

- Предложенный тип непрерывной щелевой топологии стоячей волны с множественными точками включения последовательного питания использован при проектировании и реализации печатной антенной решётки K-диапазона дорожного радара разработки АО «НПФ «Микран».

**Апробация результатов работы.** Представленные материалы диссертационной работы докладывались на следующих международных и российских конференциях: 3-я, 5-я и 6-я Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, Россия, 2010, 2013 и 2015); 7-я Всероссийская научно-практическая конференция «Информационно-измерительная техника и технологии» (Томск, Россия, 2011);

XIII IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (Астана, Казахстан, 2017); IEEE Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (Екатеринбург, Россия, 2018); 28-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, Россия, 2018).

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 13 работ, из них: 5 статей, входящих в журналы из перечня ВАК; 4 доклада в трудах международных и всероссийских конференций, где 1 – индексируется Web of Science Core Collection, 2 – индексируются Scopus; 2 отчёта о НИР; 2 патента РФ на полезную модель.

**Личный вклад автора.** Основные результаты диссертации, представленные в защищаемых научных положениях, получены лично автором. Проведены все необходимые теоретические, численные расчёты и эксперименты для получения соответствующих эмпирических данных. Обработка и анализ результатов обсуждались с научным руководителем.

При прямом участии автора пройдены все этапы составления конструкторской документации (КД) для производства необходимых деталей, сборочных единиц и завершения реализации антенной системы малогабаритной РЛС серийного выпуска.

**Структура и объём диссертационной работы.** Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы и четырёх приложений. Общий объём работы составляет 151 страницу, включая 82 рисунка, четыре таблицы и список литературы из 133 наименований.

**Основное содержание диссертационной работы.** Введение содержит общую характеристику диссертационной работы, обосновывается актуальность,

определяется тематика и формулируется цель работы, излагаются основные задачи исследования и научные положения, выносимые на защиту.

Первая глава носит обзорно-аналитический характер. Вводится понятие малогабаритных РЛС. Рассматриваются известные подходы построения способов питания антенных решёток, отличия их диапазонных и направленных свойств. Также в отдельный раздел вынесены зеркальные антенны, так как их энергетический потенциал один из самых высоких при всех остальных схожих параметрах с пассивными решётками. Представлена научно-техническая разработка АО «НПФ «Микран» сверхширокополосного активного облучателя круговой поляризации в трёх исполнениях для соответствующих частотных диапазонов шириной не менее октавы. Некоторые антенны, используемые на гражданском и военном рынке малогабаритных РЛС, сведены в краткую таблицу.

Во второй главе вводится понятие гибридной системы питания с соответствующими характерными признаками антенной решётки, позволяющими получать новые положительные качества в отношении диапазонных свойств и общей энергетики. Освещается вопрос реализации излучающей части, выполненной на диэлектрической подложке, при этом рассмотрены прототипы коллинеарных структур и предложена новая коллинеарная решётка на основе излучателя магнитного типа, возбуждаемого волной эквивалентного магнитного тока. Построена теоретическая модель последовательной решётки с результатами прогнозируемого согласования, а также получены направленные характеристики при последовательно-параллельном включении элементов. Проведён численный электродинамический анализ полной модели антенной решётки с определенным амплитудным распределением для удовлетворения требований к уровню боковых лепестков, также учтено влияние конструктивных элементов на остальные электрические параметры. Показаны особенности технической реализации.

В третьей главе рассматривается способ построения неравновесного делителя с расширенными диапазонными свойствами в виде системы волноводных направленных ответвителей с инвертированными прямым и побочным каналами. Приведены сравнительные результаты расчёта и

лабораторных измерений. Даны приёмы улучшения массогабаритов, в частности уделено внимание спроектированной резонансной согласованной нагрузке без использования готового заводского материала. Представлен вариант исполнения СВЧ перехода с выхода делителя на печатную структуру, при этом изложена специфика технической реализации соединительных узлов.

Четвёртая глава содержит описание методики проведения измерений направленных характеристик антенной решётки и S-параметров собранной антенной системы. На построенных графиках отображены сравнительные результаты расчёта, экспериментальных исследований в дальней зоне, полученных путём прямых измерений в полевых условиях и в ближней зоне, полученных на основе амплитудно-фазовых измерений. Сделаны выводы касательно электрических параметров, в частности достигнутого энергетического потенциала антенного устройства, определён КПД. Показана эффективность применения предложенной гибридной схемы питания с графической демонстрацией соответствующих диапазонных и направленных свойств. Отдельно выделены результаты измерения диссипативных потерь контролируемого волноводного делителя для оценки уровня его влияния на КПД антенной решётки и реальной возможности улучшения его показателей.

В заключении формулируются основные научно-технические результаты и выводы работы. Проведено их обобщение и экстраполяция эффективности использования гибридной системы питания для задач построения антенных решёток малогабаритных РЛС.

Приложения включают в себя данные об использовании результатов работы с копиями подтверждающих документов и пояснение требования задаваемого уровня развязки между приёмной и передающей антенными решётками, определяемого свойствами схемы компенсации помех, а также даны расчётные и измеренные значения эффективной площади рассеяния сверхмалоразмерных целей, представленные в тексте публикации в журнале IEEE Trans. on Antennas and Propagation (Web of Science Core Collection, Q1), для оценки пригодности исследуемой антенны в РЛС, обнаруживающих движущиеся объекты типа «дрон».

# 1. ОБЗОР И АНАЛИТИКА СУЩЕСТВУЮЩИХ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК МАЛОГАБАРИТНЫХ РАДИОЛОКИЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

## 1.1. Введение

Рынок РЛС отличается специфическими качествами относительно рынков других технических продуктов, более распространённых и имеющих количественный оборот единиц товара, на порядки превышающий продажи гражданских и тем более РЛС военного назначения. Заказчиком и покупателем последних выступает государство, поэтому требования на их электрические характеристики, а также срок службы, условия эксплуатации в корне отличаются от гражданских радаров; тем не менее используемые физические принципы остаются одинаковыми в обоих случаях. Вторая мировая война послужила мощнейшим толчком для быстрого развития теории и практики реализации РЛС, что в итоге легло в основу настоящих физических и технических решений, в том числе относительно антенн и АР.

Существует множество различных типов АР. В зависимости от их назначения, условий эксплуатации, диапазона частот, полосы пропускания, сложности реализации и конечной стоимости выбирается общее решение, которое на этапе проектирования доводится до законченного варианта с конкретными заданными характеристиками. Например, микрополосковый тип антенны подразумевает использование какой-либо подложки, рисунок которой наносится чаще всего по технологии печатных плат, значительно реже – технологией напыления. Толщина подложки при этом может быть от сотен микрон до нескольких миллиметров в многослойной структуре. Ядра могут располагаться как симметрично, так и несимметрично относительно середины общей толщины

подложки. В определённых случаях, когда стоит задача разводки питания не только СВЧ, но и постоянного тока применяются структуры слоёв из разных диэлектриков с целью уменьшения стоимости печатной платы. В итоге определение АР как микрополосковой подразумевает лишь использование подложки с некоторой топологией, но не конкретизирует вид антенного элемента, способа возбуждения и т.п. В соответствии с общим определением всех типов АР следует, что волноводно-щелевые антенны подразумевают использование волновода некоторого вида сечения, но не конкретизируется стенка прорези, тип щели, способ возбуждения и т.д.

В общем случае АР для РЛС достигают размеров в несколько сотен или тысяч длин волн. Такие апертуры обычно являются электрически управляемыми с целью качания луча, что требует реализации АФАР. В малогабаритных РЛС нередко обзор пространства осуществляется механическим поворотом антенного луча с применением иных технических решений в соответствии с заданными параметрами диаграммы направленности (ДН). Таким образом, в рамках данной работы можно определить, что размер АР малогабаритных РЛС не превышает  $20 \div 30$  длин волн.

## 1.2. Диапазонные и направленные свойства волноводно-щелевых антенн

Волноводно-щелевые антенные решётки (ВЩАР), обычно известные в самом общем описании среди разработчиков антенной техники, имеют редкое полезное свойство среди решёток в целом – высокий энергетический потенциал, определённый КПД. Ещё одним важным положительным качеством является их планарность, даже в случае организации многозвенной системы деления.

Математическое определение КНД соответствует следующей формуле [11]:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (1.1)$$

где  $F(\theta, \varphi)$  – диаграмма направленности рассматриваемой антенны,  
 $\theta$  – угол места сферической системы координат,

$\varphi$  – угол азимута сферической системы координат.

Из выражения выше следует, что КНД определяется формой ДН антенны. Коэффициент усиления (КУ) является более сложной энергетической характеристикой  $G_0 = D_0 \times \eta$ , так как его значение зависит от эффективности излучения, определяемой КПД в пределах  $0 < \eta < 1$ , на которое влияют входное сопротивление, мнимая часть постоянной распространения, материальные параметры сред, причём вклад последних очень важен с точки зрения питающей системы. КУ любой антенны, характеризующейся прямыми и обратными потерями, которые являются следствием затухания и уровня согласования, всегда отличается от КНД. Согласование входа можно настроить в достижимый минимум коэффициента отражения (КО), чего нельзя сказать о прямых потерях систем подвода и деления мощности АР, особенно когда речь идёт о многоэлементных излучающих структурах размером более десяти длин волн. Неизбежное ухудшения энергетического потенциала вызвано именно диссипативными потерями при низком уровне обратного отражения, что справедливо при условии эффективного возбуждения основного типа колебания в распределительной направляющей системе. Также обязательно отсутствие колебательных процессов высших порядков и преобразования энергии в другие виды волн с некоторой постоянной распространения.

В общем случае диссипативные потери являются суммой потерь слабопроводящей и сильнопроводящей сред. В обоих физический механизм уменьшения амплитуды волны высокочастотного тока обусловлен конечной проводимостью  $\sigma$ , выраженной через удельное сопротивление  $\rho$ . Не углубляясь в микроскопический уровень рассмотрения данного вопроса, можно отметить, что отличия состоят во взаимодействии носителей заряда и распространяющейся электромагнитной волны. Тангенс угла диэлектрических потерь определяется частотой и значением  $\rho$ , поэтому всегда зависит от мнимой части относительной диэлектрической проницаемости и глубины скин-слоя [29]. В силу указанных причин КУ и коэффициент передачи (КП) реальных антенн и радиолиний лежат ниже идеального значения соответственно.

Стоит отметить, что имеются серьёзные электрические недостатки, которых ВЦАР не лишены относительно других разновидностей антенн. К примеру, не затрагивая вопрос широкополосности, размещение наклонных щелей в узкой стенке волновода вызывает высокий уровень кросс-поляризованной составляющей поля излучения, что влияет не только на параметры ДН, но и системные характеристики конечного изделия. В этом случае используют специальные пространственные фильтры и особое зеркальное расположение щелей в двумерных решётках. Что касается недостатков относительно механических свойств, то самым серьёзным является вес, особенно двумерных массивов.

Не смотря на кажущуюся простоту этих антенн, теоретический расчёт любой конфигурации набора щелей, будь то линейная решётка или радиальная линия, особенно с заданным отбором амплитуды возбуждения, является сложной электродинамической задачей. Научная школа была сформирована в Советском Союзе всего в нескольких научно-исследовательских институтах. Со временем наработанные материалы не получили широкого распространения, поэтому в России мало научно-производственных организаций, способных создавать конкурентную продукцию в данной области, особенно это касается высоконаправленных ВЦАР с шириной луча менее  $1^\circ$ .

### **1.2.1. Антенные решётки в режиме бегущей волны**

Как указано ранее, ВЦАР имеют малые диссипативные потери, определяемые в основном конечной проводимостью металла и его шероховатостью на внутренних стенках волновода. Существенное влияние последнего проявляется при шероховатости, описываемой значением среднего арифметического отклонения  $Ra_{1,25}^{2,5}$  [30], начиная с X-диапазона, где глубина скин-слоя составляет от 1 мкм и меньше. Далее рассуждения будут проводиться для идеальной структуры без потерь.

В волноводе как основополагающей распределительной системе СВЧ энергии ВЦАР существует прямая и обратная волна. Их соотношение является следствием режима работы решётки, который зависит от типа нагрузки на её краю.

ВЦАР бегущей волны всегда строятся с использованием согласованной волноводной нагрузки [31, 32], что приводит к дополнительному увеличению их габаритов обычно на 2-3 длины волны. Шаг решётки выбирается несколько отличным от половины длины волны в волноводе, исходя из двух соображений. Фазовая скорость волновода прямоугольного сечения превышает скорость света почти в 1,3 раза, таким образом, длина его волны  $\lambda_B > \lambda_0$  свободного пространства. Для исключения появления побочных максимумов ДН необходимо, чтобы шаг решётки  $d < \lambda_0$  в зависимости от направления угла основного луча на верхней частоте. С целью синфазного сложения мощности излучения от каждой щели и одновременного выполнения первого условия, налагаемого на шаг, их располагают особым образом относительно друг друга. Примеры расположения в широкой и узкой стенке волновода изображены на Рисунке 1.1 соответственно.

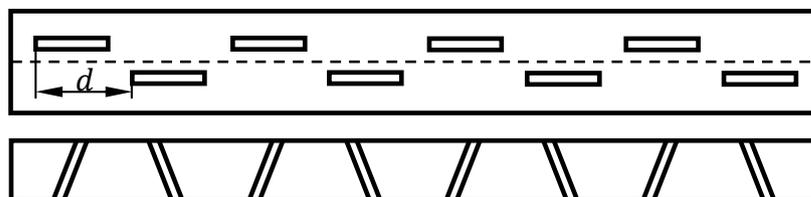


Рисунок 1.1 – Расположение щелей для их синфазного возбуждения при шаге решётки  $d \approx \lambda_B/2$  в широкой и узкой стенке прямоугольного волновода соответственно

Ввиду того, что  $d \approx \lambda_B/2$ , но не строго, несинфазно отражённые волны по мере распространения вдоль периодической структуры имеют невысокую суммарную амплитуду, что расширяет полосу согласования с коэффициентом отражения  $R$  до нескольких процентов, но не более 10% [28]. Оставшаяся доля энергии  $T$  прямой волны после прохождения всех излучателей рассеивается на согласованной нагрузке. Уровень этой энергии обычно достигает  $25 \div 30\%$ , поэтому при мощности возбуждения решётки в киловатты требуется специальная

нагрузка с КСВН ниже 1,1 и высокой теплопроводностью для сохранения электрических свойств, когда температура её нагрева не достигает точки Кюри. Таким образом, КПД антенной решётки бегущей волны складывается из двух величин:

$$\eta = 1 - |R|^2 - |T|^2, \quad (1.2)$$

Значение энергии  $T$  по факту определяет коэффициент использования поверхности  $K_{\text{ип}}$ , поэтому в волноводной антенне бегущей волны КУ является функцией параметра  $K_{\text{ип}}$ , неявно определяющего КПД, следовательно, справедливо равенство  $G = G(\eta) = G(K_{\text{ип}})$ .

Для антенны бегущей волны в одноволновом приближении как хорошо согласованной периодической структуры с линией передачи  $R \rightarrow 0$ , поэтому можно записать следующее выражение [28]:

$$K_{\text{ип}} = \left| \frac{4 \left[ \text{sh}^2 \left( \frac{\alpha_d N d}{2} \right) \right]}{\alpha_d N d \text{sh}(\alpha_d N d)} \cos(\varphi_0) (1 - e^{-2\alpha_d N d}) \right|, \quad (1.3)$$

где  $\alpha_d$  – постоянная затухания в периодической волноводной структуре,

$N$  – количество щелей,

$d$  – шаг решётки,

$\varphi_0$  – угол направления максимума ДН.

Отсюда видно, что  $K_{\text{ип}}$  зависит от трёх факторов: изменение угла наклона  $\varphi_0$  максимума ДН относительно нормали к плоскости апертуры, амплитудное распределение и доля рассеиваемой в нагрузку энергии неизлученной в свободное пространство.

Наглядное представление озвученных выше выводов отображает график коэффициента использования поверхности  $K_{\text{ип}}$ , расположенный на Рисунке 1.2 и построенный по формуле (1.3) при введении обобщённого варьируемого параметра  $t = \alpha_d N d$ . Маркером выделено особое значение  $t_{\text{опт}}$  важное с точки зрения оптимизации  $K_{\text{ип}}$ .

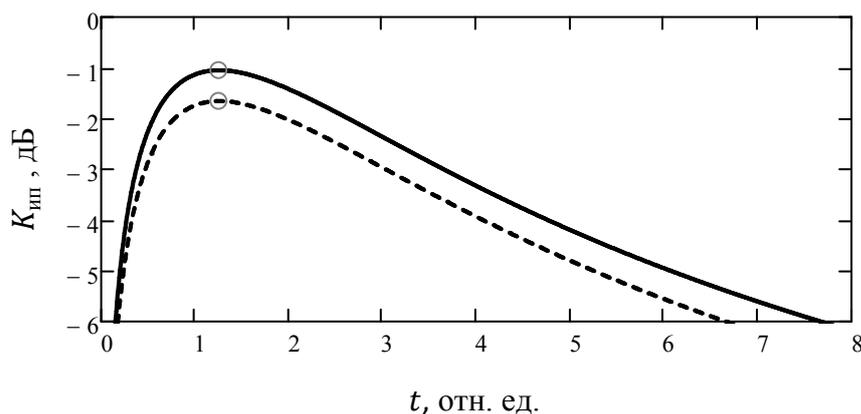


Рисунок 1.2 – Коэффициент использования поверхности АР бегущей волны от параметра  $t$  при  $\varphi_0 = 50^\circ$  (сплошная линия) и  $\varphi_0 = 10^\circ$  (пунктирная линия)

Следует вывод, что существует оптимальный коэффициент затухания  $\alpha_{\text{опт}} = 1,25/Nd$ , так как именно при  $t_{\text{опт}} = 1,25$  находится максимум  $K_{\text{ип}}$ , соответственно и КУ. При малом значении параметра  $t$  это объясняется тем, что ВЦАР имеет слишком короткую апертуру  $Nd$ , ввиду чего при заданной связи щели с волноводом, которая обуславливает коэффициент отражения  $R$ , доля излученной энергии недостаточна и бóльшая её часть переходит в джоулево тепло, рассеиваясь в согласованной нагрузке. Для очень длинных апертур имеет место быть обратный эффект. Амплитудное распределение становится очень неравномерным, имея сильный завал со стороны расположения нагрузки, до которой мощность почти не доходит, при этом часть апертуры почти не используется, что аналогичным образом снижает  $K_{\text{ип}}$ , но с меньшей скоростью, зависящей от затухания, чем при укорочении апертуры  $Nd$ .

Обеспечить максимально реализуемые диапазонные свойства ВЦАР при заданном критерии на допустимый уровень снижения  $K_{\text{ип}}$  в полосе частот возможно при работе щели в резонансном режиме [28]. В соответствии с формулой (1.3)  $K_{\text{ип}}$  зависит от затухания волны  $\alpha_d$ . Выполнение условия оптимального значения  $\alpha_d = \alpha_{\text{опт}}$  на двух частотах, попадающих в заданную рабочую область, позволяет достигнуть максимально возможный  $K_{\text{ип}}$ , так как ВЦАР имеет в этом случае оптимальное амплитудное распределение,

соответствующее этим частотным точкам и одновременно излучает в требуемом направлении  $\varphi_0$ . Графически этот вывод демонстрируется Рисунком 1.3.

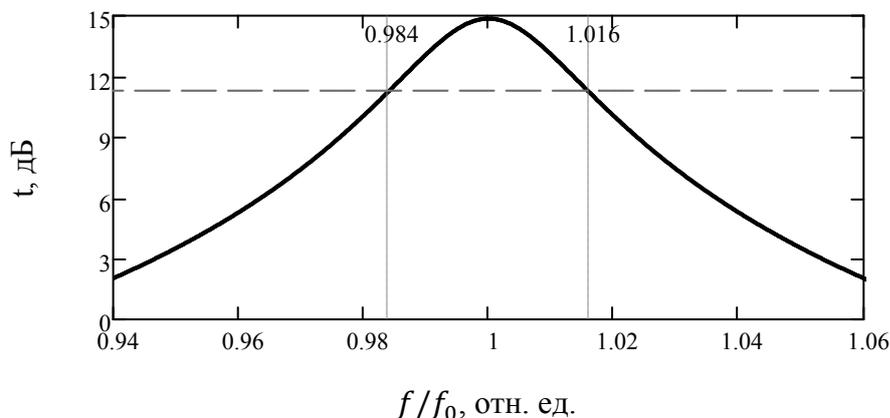


Рисунок 1.3 – Полное затухание в резонансном режиме щели ВЦАР

Видно, что график имеет нелинейную зависимость, поэтому присутствует не одна, а две частотных точки с оптимальным полным затуханием волны, отмеченных вертикальным пунктиром. Отсюда следует, что ВЦАР бегущей волны, построенная в резонансном режиме щели, обладает более равномерной частотной характеристикой  $K_{ип}$  в широкой полосе частот по сравнению с нерезонансным режимом, что отображает Рисунок 1.4.

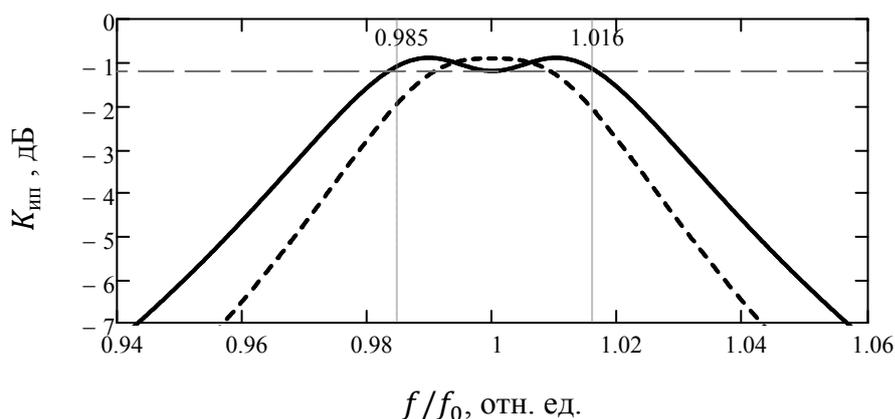


Рисунок 1.4 – Коэффициент использования поверхности ВЦАР в резонансном режиме щели (сплошная линия) и нерезонансном режиме (пунктирная линия)

Функционирование ВЦАР в резонансном режиме излучателей, является результатом правильного выбора её параметров. Таким образом, исходя из частотного поведения  $K_{ип}$ , можно заключить, что КУ будет иметь максимальную

полосу при выбранном допустимом уровне его снижения в центральной части рабочего диапазона. Говоря об относительной полосе ВЦАР при условиях спада КУ на 0,3 дБ из Рисунка 1.4 видно, что режим резонанса позволяет расширить её ровно в два раза; в абсолютных цифрах при  $f_0 = 9,4$  ГГц полоса равна 300 МГц.

### 1.2.2. Антенные решётки в режиме стоячей волны

ВЦАР стоячей волны всегда строятся при короткозамкнутой стенке с противоположной стороны входа. Отсутствие нагрузки решает проблему с низким значением  $K_{ин}$  при коротких апертурах в несколько длин волн, так как мощность, поступающая в волновод, не имеет теплового рассеивания на его конце. Значение  $d = \lambda_v/2$  с целью синфазного сложения мощности излучения, а также для обеспечения совпадения геометрического положения щелей с пучностями стоячей волны. Последнее требуется для эффективного отбора СВЧ энергии установившейся стационарной картины поля.

Все ВЦАР стоячей волны имеют неотклонённый луч относительно нормали к поверхности апертуры в связи отсутствием динамической во времени бегущей волны вдоль периодической структуры. Это является основным их преимуществом среди класса волноводных АР.

Главным недостатком антенн стоячей волны является сильная частотная зависимость коэффициента отражения, причём, чем большее количество щелей участвует в формировании ДН, тем более резкое ухудшение согласования наблюдается в такой решётке и соответственно сужение её полосы пропускания [33]. Данный факт формально записывается через следующее соотношение:

$$R = -e^{-2i\gamma x_s} - e^{-i\gamma x_s} \sum_{n=0}^{N-1} E_n \cos \gamma(x_n - x_s) , \quad (1.4)$$

где  $\gamma$  – постоянная распространения линии питания излучателей,

$E_n$  – амплитуда волны, создающей ЭДС в точке с номером  $n$ ,

$x_n = nd$  – координата положения излучателя в точке с номером  $n$ ,

$x_s = (N - 1)d$  – координата положения КЗ.

Видно, что коэффициент отражения  $R$  складывается из двух слагаемых, первое из которых определяется отражённой волной от короткозамкнутой стенки, второе является суммой отражённых волн от каждой следующей от входа щели. Таким образом, понятно наличие в показателе экспоненты удвоенного произведения по причине прохождения волной расстояния «вход антенны – стенка КЗ» и «стенка КЗ – вход антенны», сумма объясняет рост амплитуды отражения по периодическому закону при увеличении количества последовательных щелей.

С целью улучшения диапазонных свойств, расширения полосы пропускания, ограничиваемой уровнем согласования, в антеннах стоячей волны, как и в случае антенн бегущей волны, применяют способ построения с щелью в резонансном режиме. Наглядно это подтверждает Рисунок 1.5.

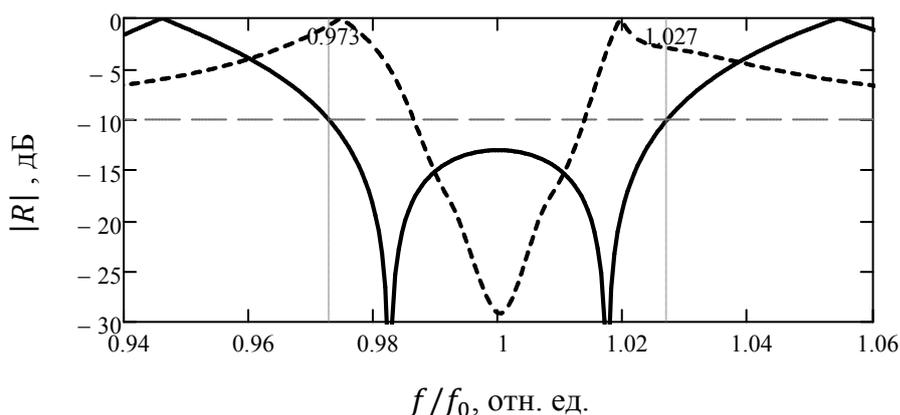


Рисунок 1.5 – Коэффициент отражения ВЦАР в резонансном режиме щели (сплошная линия) и нерезонансном режиме (пунктирная линия) при  $N = 8$

Из приведенного выше рисунка видно, что резонансная щель при остальных одинаковых параметрах ВЦАР, таких как количество щелей, их добротность, шаг решётки, даёт существенное преимущество в относительной полосе частот ровно в 2 раза; в абсолютных цифрах при  $f_0 = 9,4$  ГГц это 500 МГц вместо 250 МГц.

Стоит обратить внимание на следующее замечание касательно настройки антенны в резонансном режиме щели. При выборе волнового сопротивления входной линии  $Z_0$ , можно задать её значение отличное от сопротивления линии возбуждения щелей  $Z_{л}$ . Этот приём позволяет добиться некоего промежуточного

значения коэффициента отражения на двух крайних резонансных частотах и серединой полосы так, чтобы в целом диапазон перекрывался равномерно практически с постоянным отражением.

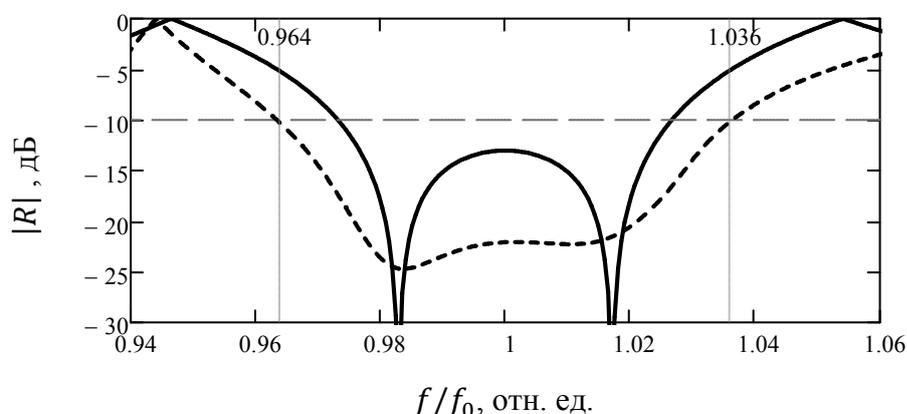


Рисунок 1.6 – Коэффициент отражения ВЦАР в резонансном режиме щели при различных сопротивлениях входной линии  $Z_0 = Z_{л}$  (сплошная линия) и  $Z_0 = 1,47Z_{л}$  (пунктирная линия)

Данное утверждение продемонстрировано на Рисунке 1.6 подбором сопротивления щелей при неизменных остальных параметрах ВЦАР. Такое поведение кривой объясняется изменением соотношения глубины крайних резонансов к их ширине. Менее глубокие резонансы вызвали увеличение их частотной полосы по тому же абсолютному уровню коэффициента отражения. Края данных резонансов сошлись в центре рабочего диапазона, образуя незначительный горб импедансной характеристики, в целом улучшив не только равномерность, абсолютный уровень отражения, но и расширив его срезы.

### 1.2.3. Антенные решётки на основе EBG, PWW и SIW структур

Известны ВЦАР, реализуемые не только на воздушных волноводных линиях со сплошной стенкой в Е-плоскости, но и так называемые EBG структуры [28, 34], стенка которых выполнена в виде нескольких линеек металлических цилиндров определённого диаметра с заданным шагом в зависимости от частоты. Существует другая разновидность воздушной волноведущей структуры PWW [35], предложенной одной из первых в 80-е, 90-е годы прошлого столетия, когда

многие научные исследования были направлены на поиск новых решений [36-38], позволяющих снизить диссипативные потери относительно микрополосковых линий. Суть PWW структур состоит в том, что узкая стенка волновода строится из полупрозрачных для СВЧ металлических стержней, расположенных лишь в один ряд в отличие от EBG, что наглядно демонстрирует Рисунок 1.7.

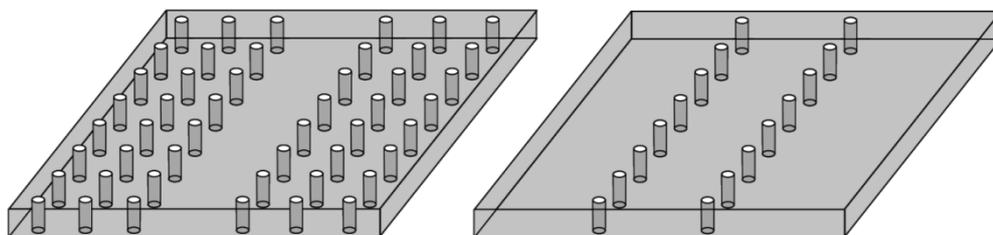


Рисунок 1.7 – Волновод в EBG и PWW структуре

Также в последнее время всё более распространёнными для изучения и практического моделирования стали SIW структуры [25-27], изготавливаемые по технологии печатных плат, особенно при частотах, попадающих в интервал от К до V диапазонов. Особенностью является их реализация внутри диэлектрической подложки, при этом роль металлических стенок играют переходные металлизированные отверстия, расположенные только в один ряд как для воздушных PWW структур. Три указанных типа СВЧ линии, также называемых электромагнитными кристаллами [28], позволяют создавать АР с диаграммообразующими схемами для синтеза необходимого амплитудно-фазового распределения.

Основой математического исследования рассматриваемых структур для проектирования АР является метод компенсирующих источников [39]. В целом теория построения близка с обычными волноводными линиями, периодически нагруженными некоторыми элементами со своим внутренним комплексным сопротивлением, так как имеют подобную волновую структуру основного колебания с соответствующими электрическими свойствами [40], но существует ряд исключительных моментов, выделяющих их как с точки зрения проектирования, так и практического применения. Наблюдаются некоторые физические особенности вблизи цилиндрических стенок, обусловленные

граничными условиями, но, как правило, из-за расположения излучателей вблизи продольной оси таких структур, значительных отличий почти не имеется. Это позволяет пользоваться опытом численного расчёта, достигая заданной цели [41, 42].

В рассматриваемых электромагнитных кристаллах принято обозначение «дефект» кристаллической решётки. Под этим термином понимается некоторое специально вносимое изменение с целью получения запланированного результата. Термин «кристаллическая решётка» используется не менее часто из-за схожести всех трёх структур с кристаллической решёткой металлов, где аналогом атомов микроскопического мира являются цилиндрические штыри макроскопического. Пример использования этих понятий в научной литературе можно найти во многих публикациях [43, 44].

Диапазонные свойства теоретически определяются следующими факторами: нижняя частота среза основной волны, верхняя частота появления второй моды и верхняя частота остановки запирающего (начало пропускания). Крайний из перечисленного оказывает влияние на верхнюю границу полосы в связи с эффектом прозрачности кристалла после определённой частоты, зависящей от соотношения диаметра металлического штыря  $D$  и шага между ними  $d$ . Запишем безразмерный коэффициент  $\chi$ , задаваемый как:

$$\chi = kd_0, \quad (1.5)$$

где  $k$  – волновое число свободного пространства,

$$d_0 = D/d.$$

Тогда можно построить графики изменения относительного положения верхней и нижней границы  $\chi_{\text{в}} = \chi_{\text{в}}(d_0)$ ,  $\chi_{\text{н}} = \chi_{\text{н}}(d_0)$  рабочего диапазона EBG волновода, не привязываясь к абсолютным значениям. В монографии [28] приведены соответствующие аппроксимирующие функции на основе численного расчёта для  $\chi_{\text{н}} = \chi_{\text{н}}(d_0)$  и  $\chi_{\text{в}} = \chi_{\text{в}}(d_0)$  с погрешностью, не превышающей 0,5% при  $d_0 \leq 0,73$ , по которым были восстановлены соответствующие зависимости, изображённые на Рисунке 1.8.

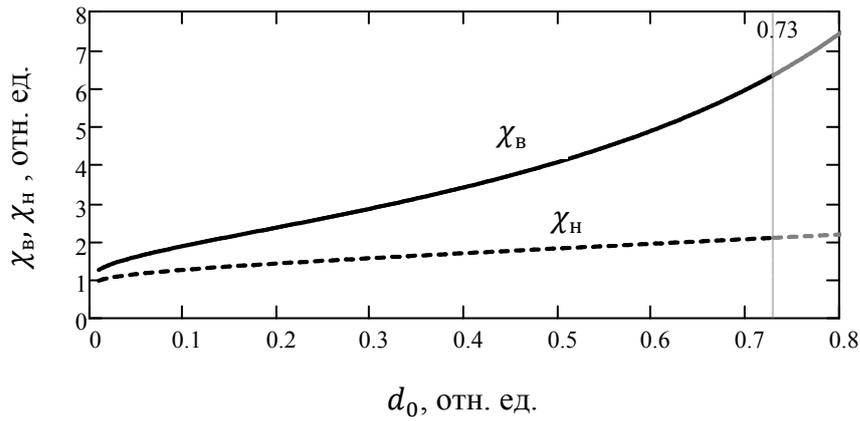


Рисунок 1.8 – Изменение относительного положения верхней (сплошная линия) и нижней границы (пунктирная линия) полосы пропускания EBG волновода от параметра  $d_0$

Из выше представленного рисунка видно, что верхняя граница рабочей области при фиксированной центральной частоте EBG волновода увеличивается почти в шесть раз, в то время как нижняя граница изменяется лишь в два раза. Это предсказуемо, так как увеличение диаметра штырей или уменьшение шага между ними приводит к вырождению дискретной стенки почти в сплошную, что уменьшает её прозрачность для более высоких частот диапазона. Таким образом, относительная полоса пропускания, график которой отображён на Рисунке 1.9, наиболее сильно подвержена изменению путём смещения верхней границы.

При параметре  $d_0 = 0,4$  относительная полоса пропускания составляет 0,66. Таковую же полосу имеет обычный прямоугольный волновод.

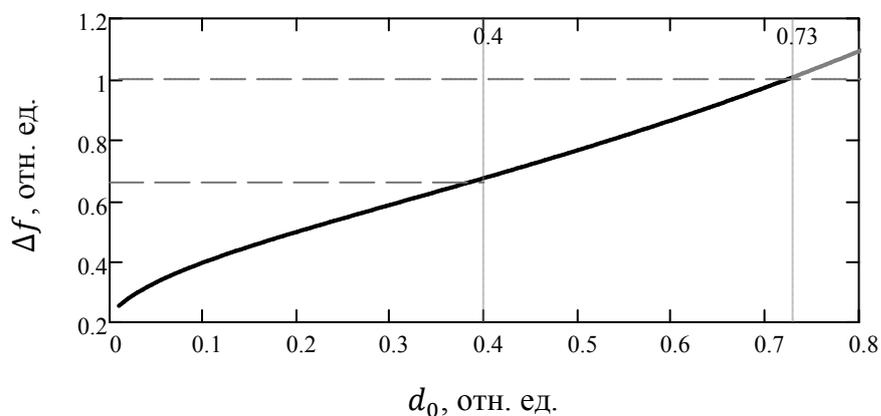


Рисунок 1.9 – Относительная полоса пропускания EBG волновода от параметра  $d_0$ . (Светлая линия – область некорректного расчёта из-за снижения точности аппроксимации)

Необходимо обратить внимание на то, что потери EBG, PWW структур в  $2 \div 3$  раза превышают потери подобных прямоугольных волноводов со сплошной стенкой. Это связано с более сильной неравномерностью распределения токов, протекающих по дискретной стенке и, как следствие, имеющих прерывание. Такая ситуация является аналогом разрыва сплошной стенки в E-плоскости обычного волновода, что происходит при наличии в ней глубоких царапин, канавок или плохом прижатии широкой стенки к торцу узких в случае реализации сборной конструкции на винтах. AP с применением SIW структур так же имеют повышенные потери, но относительно использования обычной несимметричной или симметричной микрополосковой линии их энергетические свойства остаются в выигрышном варианте. В случае частот, начиная с К-диапазона, особо повышенное внимание уделяется соотношению технико-экономического показателя СВЧ изделия «цена-качество». В связи с требуемыми допусками на металлообработку в  $20 \div 30$  мкм, зачастую выгоднее немного ухудшить электрические параметры, но значительно упростить серийный выпуск продукта, что всегда добиваются при переходе на технологию печатных плат. Тем более SIW структуры редко требуют многослойного исполнения и достаточно платы с одним ядром и точно выполненными переходными отверстиями.

### **1.3. Диапазонные и направленные свойства микрополосковых антенн**

Микрополосковые антенны давно получили своё распространение среди узлов радиоэлектронной аппаратуры, начиная от миниатюрных одиночных элементов до узконаправленных антенных решёток [45-48]. Одно из основных достоинств микрополосковых антенных решёток (МПАР) состоит в их массогабаритах. Например, масса турникетной антенны с рефлектором, составляя  $200 \div 300$  гр., после реализации по технологии печатных плат уменьшается почти на порядок до  $30 \div 35$  гр. [49]. Говоря об AP, выигрыш может составить ещё больше, так как зачастую можно избавиться от ряда крепёжных элементов, а также объединить возбуждающую систему деления с излучающими элементами

на одной плате. Современные печатные технологии позволяют проектировать МПАР с множеством дополнительных слоёв и переходных отверстий, позволяя разводить многоступенчатые сложные делители, ответвители мощности, при этом совмещая различные диапазоны частот.

СВЧ линии, подводящие энергию, имеют самую различную реализацию в зависимости от требований и вытекающих конструктивных особенностей [50]. Печатные схемы коммутации могут быть в классическом несимметричном микрополосковом исполнении, существуют варианты симметричной линии, копланарной и связанной линии, щелевой линии и щелевого копланарного волновода. Многообразие структур расширяет возможности разработчика, позволяя приближаться к оптимально возможному решению, при этом осуществлять такие идеи, которые ранее были недоступны даже в теоретическом изложении.

Особое внимание уделяют МПАР, когда требуется создать АФАР с преимуществом не только почти мгновенного углового сканирования ДН, создания многолучёвости с отдельным управлением каждого луча, но и энергетическим потенциалом, который зачастую невозможно достичь иными способами. Микрополосковая реализация позволяет устанавливать активные усиливающие компоненты в топологическую конструкцию антенных элементов, тем самым минимизировать диссипативные потери, что особенно важно в приёмных антенных до радиотракта, где показателем качества выступает коэффициент шума.

На сегодняшнее время точность выполнения заданной топологии составляет от 20 мкм до 8 мкм в зависимости от подложки, толщины металлизации и технологии [51-52]. Выбор подложки заведомо обуславливает дальнейшую технологию печати. Например, керамические подложки позволяют наносить рисунок способом напыления с минимальной толщиной медного покрытия в  $3 \div 5$  мкм, в то время как стеклотканевые и органические применимы только при фотопечати в различных растворах со множеством межэтапных операций [53].

Минимальные подтравы современных микрополосковых структур и высокая повторяемость их качества повышает эффективность МПАР с точки зрения разработки серийных малогабаритных РЛС с пассивными решётками, в том числе фазированными решётками, луч которых отклонён на один заданный угол. Совмещение нескольких антенн перекрывает требуемую телесную область пространства, обеспечивая непрерывное слежение с угловым разрешением, определяемым шириной ДН. Установка положения лучей пассивным методом однозначно задаёт видимую антенной область по некоторому критерию спада амплитуды ДН, обычно  $-3$  дБ. Ввиду этого в последнее время на рынок СВЧ оборудования вышли радары миллиметровых длин волн ближнего радиуса действия без механического сканирования, что позволило их сделать скрытыми от наблюдателя, тем самым позволяя найти широкое применение в системах охраны периметра, обеспечивая мониторинг движущихся искусственных целей и людей. Следующий этап развития затронул производство таких МПАР для узлов систем активной безопасности автомобилей [54].

### **1.3.1. Антенные решётки последовательного типа**

Микрополосковые антенные решётки последовательного питания строятся на основе излучателей, расположенных вдоль одной линии. Такие решётки принято называть коллинеарными. Шаг выбирается так, чтобы набег фазы составлял  $360^\circ$  с целью синфазного возбуждения. Это справедливо для выбранной центральной частоты  $f_0$ , во всех других точках диапазона проявляется частотная зависимость положения максимума ДН, что ограничивает полосу пропускания и их применение. Теоретически этот недостаток можно обратить в положительное качество для электрически сканирующих решёток РЛС. Стоит отметить, что для большинства радиолокаторов с частотно-сканирующими антенными системами необходимы углы отклонения в десятки градусов при ширине луча в единицы градусов. Стандартная схема возбуждения элементов МПАР последовательного питания не позволяет перевести их в класс сканирующих, так как углы

отклонения недостаточны. Например, для подложки из Ro4003 коэффициент замедления  $\zeta = 1,884$ , в итоге при  $f_0 = 9,4$  ГГц и её изменении на 1%, максимум ДН смещается на  $1,2^\circ$ . Для выполнения требований, налагаемых на такие антенны, необходимо вводить в конструкцию электрически длинные пути между излучателями, что значительно увеличивает набег фазы, наклоняя фазовый фронт на соответствующий угол  $\varphi_0$ , при малом изменении частоты на несколько процентов:

$$\varphi_0 = \arcsin\left(\frac{(\gamma - 2\pi/d)}{k}\right), \quad (1.6)$$

Стоит отметить, что формула (1.6) справедлива для медленных волн, имеющих место в структурах с диэлектрической подложкой, когда справедливо неравенство  $\gamma > k$  из-за уменьшения фазовой скорости волны в диэлектрике.

Применение такого метода крайне редко используется в МПАР в связи с дополнительными большими диссипативными потерями. Обычно техническая реализация таких задержек находит место среди ВЦАР.

Стоит отметить, что угол наклона кривой положения луча как функции частоты зависит от параметра  $\zeta$ , определяемого относительной диэлектрической проницаемостью подложки  $\varepsilon$ . Наглядно данный факт продемонстрирован тремя кривыми  $\varphi_0 = \varphi_0(f, \varepsilon)$  на Рисунке 1.10.

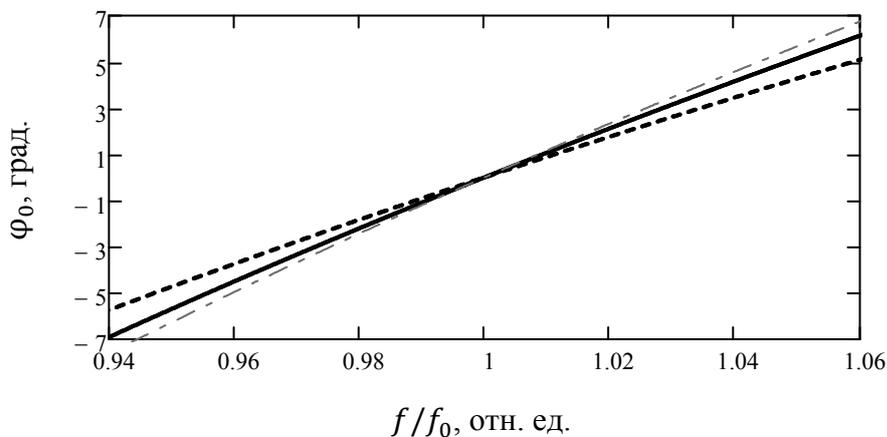


Рисунок 1.10 – Частотная зависимость углового положение максимума ДН для разных  $\varepsilon$ .

(Пунктирная линия –  $\varepsilon = 2,45$  [Taconic TLT-0], сплошная линия –  $\varepsilon = 3,55$  [Ro4003], штрих-пунктирная линия –  $\varepsilon = 4,3$  [FR-4])

Уменьшить эффект частотной зависимости положения луча МПАР можно, используя метод настройки излучателя в резонансный режим как в случае ВЦАР, где настройка позволяет оптимизировать  $K_{\text{ип}}$ . Шаг решётки  $d$  медленной волны выбирается из условия [28]:

$$d = \frac{2\pi}{\gamma - k \sin(\varphi_0)}, \quad (1.7)$$

Обеспечение излучения по нормали к апертуре обращает синус в нуль. По факту это означает, что шаг должен быть выбран длине волны в подложке  $\lambda_\epsilon$  с учётом эффективной диэлектрической проницаемости, зависящей от типа линии возбуждения. Таким образом, остаётся получить нужное сопротивление излучателей и их добротность, что может оказаться не всегда реализуемой на практике задачей. Причинами являются конструктивные особенности, технологические ограничения, связанные с выбранными параметрами. Например, слишком малая ширина микрополоска не позволяет добиваться некоторого активного сопротивления при заданной толщине подложки из-за невозможности изготовления и повторяемости результата, что особенно актуально для тонких диэлектриков. Существует ограничение добротности ввиду повышенных диссипативных потерь от комплексной диэлектрической проницаемости [55].

Численная демонстрация правильно настроенной МПАР в последовательном режиме показана ниже на Рисунке 1.11.

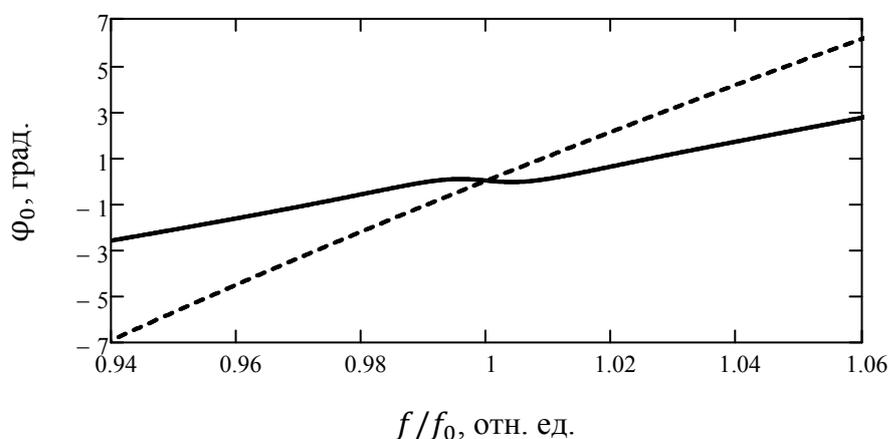


Рисунок 1.11 – Частотная зависимость углового положения максимума ДН в резонансном режиме излучателя (сплошная линия) и нерезонансном режиме (пунктирная линия)

Как видно при центральной частоте  $f_0 = 9,4$  ГГц существует две дополнительные резонансные точки, в которых отклонение максимума ДН не происходит. В целом вся относительная полоса характеризуется значительно меньшей частотной зависимостью углового положения луча  $\varphi_0(f)$  и его первой производной  $\varphi_0'(f)$ , чем в нерезонансном режиме.

Энергетические свойства МПАР последовательного питания в основном определяются размером апертуры, типом линии возбуждения и частотной характеристикой её постоянной распространения  $\gamma$  основного типа волны при заданной подложке с комплексным значением  $\varepsilon$ . Как в случае с ВЦАР коэффициент использования поверхности резко снижается при значительном количестве последовательных излучателей. При этом наблюдается существенное отличие в плане регулировки коэффициента затухания на общей длине МПАР. В силу того, что не существует эффективных электрических механизмов воздействия на уровень связи линии питания и излучателей без нарушения поляризационных характеристик, то не имеет смысла наращивать апертуру более  $5 \div 7$  длин волн. Дальнейшее увеличение длины не приводит к сужению ДН в силу почти полного затухания СВЧ сигнала из-за его излучения предыдущими антенными элементами при условии согласования. Как показывает практика численного и натурного эксперимента, ширина ДН МПАР последовательного питания с одинаковой связью излучателей на частотах, включая первую половину К-диапазона, составляет около  $8-10^\circ$ .

### 1.3.2. Антенные решётки параллельного типа

Микрополосковые антенные решётки параллельного питания строятся при обязательном использовании делителей и сумматоров мощности, поэтому размер апертуры обычно составляет  $2^N \times 2^M$  излучателей, где  $N$ ,  $M$  – количество бинарных ступеней деления. В большинстве случаев они функционируют в режиме неотклонённого луча, когда все антенные элементы возбуждаются синфазно. Бывает необходимость в создании направленного в сторону от нормали

излучения, тогда используется несинфазное разделение мощности с заданным набегом  $\Delta\Phi$  между соседними излучателями, вычислить который можно по следующей формуле:

$$\Delta\Phi = \gamma d \sin(\varphi_0) , \quad (1.8)$$

Диапазонные свойства параллельных решёток определяются S-параметрами распределительной системы, используемого излучателя и стабильностью формы его ДН. Последний фактор играет немаловажную роль наряду с межэлементным шагом в соответствии с теоремой о перемножении ДН для определения поля излучения антенной решётки [11].

Полоса пропускания варьируется от 3 ÷ 4% для излучателей классического вида патча [46], 5 ÷ 8% для модифицированных патчей с пассивным окружением излучателей [56], до 20 ÷ 60% для дипольных антенн с наклонными или коническими плечами и уменьшенным волновым сопротивлением, каплевидных форм, специальных широкополосных топологий, основанных на принципе фрактальности или сложной геометрии, компенсирующей реактивности противоположных знаков [57, 58]. Известны печатные антенные элементы с полосой пропускания более октавы [59]. К их числу относятся вивальди, спирали, самовоспроизводящиеся структуры типа синусных квадрупольных конструкций, комбинированные излучатели электрического и магнитного типов запасённой энергии и т.д. В 2015 г. вышла монография, которая содержит объединённые и систематизированные знания, полученные авторами в течение нескольких десятков лет исследований в области сверхширокополосных радиосистем, передающих и приёмных антенн, антенных решёток для излучения и регистрации сверхширокополосных импульсов [60].

Стоит отметить, что не все излучатели пригодны для построения AP, ввиду их габаритов, которые порой не позволяют составлять двумерные топологии с заданным шагом не более длины волны свободного пространства и разводкой системы питания даже в случае перехода к многослойным вариантам печатных плат.

Следующим ограничением полосы пропускания является микрополосковая система возбуждения. Как правило, она строится из набора Т-образных делителей, особенно для передающих антенн. Такой тип СВЧ разветвления не позволяет перекрыть более 30 ÷ 40% ввиду наличия четвертьволновых согласующих отрезков. Более редко используются развязанные мосты типа Вилкинсона с полосой согласования порядка 20 ÷ 25% при одной ступени трансформации сопротивления для приёмных антенн.

Параллельное деление мощности удобно тем, что помимо отсутствия частотной зависимости положения максимума ДН, можно с лёгкостью управлять распределением мощности по апертуре для каждого излучателя индивидуально. В зависимости от уровня необходимого неравновесного деления используют как неравновесные Т-делители, делители Вилкинсона, так и направленные ответвители, когда требуется соотношение более 1:5. При использовании последних в зависимости от длины связанной линии необходимо компенсировать набег фазы для некоторых разделённых каналов. Например, противонаправленный ответвитель задерживает фазу КП ответвлённого канала на 90°, поэтому требуется организация дополнительной фазовой задержки на участках микрополосковых линий прямых каналов.

Энергетический потенциал МПАР параллельного питания зависят от размера апертуры, при этом на одинаковой общей длине в зависимости от типа соединительной линии диссипативные потери имеют разное значение. Причиной такого частотного характера является неоднородность электромагнитного поля, распространяющегося вдоль них. Линии напряжённости несимметричных микрополосков имеют разную степень сосредоточенности в подложке, определяемую их сопротивлением при определённом соотношении толщины подложки к ширине микрополоска. Более низкоомный микрополосок имеет более высокую концентрацию линий напряжённости в подложке, чем высокоомный меньшей ширины. Поэтому тангенс угла потерь диэлектрика сказывается сильнее в низкоомной СВЧ линии. С другой стороны конечная проводимость металла для такой линии менее важна, так как её омические потери при этом уменьшаются. В

зависимости от частоты баланс потерь в диэлектрике и проводнике разный. С ростом частоты  $f$  глубина скин-слоя уменьшается  $\sim 1 / \sqrt{f}$ , в связи с этим потери проводника возрастают, а после определённой частоты выравниваются с потерями в диэлектрике и даже начинают их превышать.

Важную роль играет качество шероховатости поверхности проводящего слоя печатной платы. Наряду с проводимостью оно связано с частотной характеристикой погонного затухания токов, испытывающих омическое сопротивление. Например, известный производитель фольгированных СВЧ ламинатов под общей маркой Rogers имеет в своей 4000-серии стандартное покрытие и покрытие, называемое LoPro, с запатентованной технологией обратной обработки.

В случае необходимости создания МПАР параллельного типа размером более 16 элементов использование сверхгладких проводников не решает задачу сохранения КПД даже на уровне  $\eta = 0,6$ . С целью уменьшения диссипативных потерь применение микрополосковых линий на подвешенной подложке требует очень сложных конструктивных решений, кроме того это ограничивает расположение элементов системы деления и излучателей на одной плате. Требуется вводить либо отдельный корпус средства распределения мощности, либо включать несколько слоёв в структуру печатной платы, что существенно увеличивает затухание.

В итоге поступают в соответствии с принципом параллельного разделения на подрешётки с более короткой апертурой, и как следствие, уменьшенной системой питания. Примером служит МПАР одного из отечественных речных радаров, серийно выпускаемых «АО «НПФ Микран» [61], где при ширине луча в  $2,1^\circ$  и  $1,0^\circ$  использовано разделение на подрешётки [48], соединённые полужёстким коаксиальным кабелем с помощью четырёх и восьми канальных неравновесных делителей соответственно. Данный подход имеет основной недостаток, касающийся необходимости фазирования подрешёток относительно друг друга. Из-за наличия в сборке отрезков коаксиального кабеля длиной более 30 длин волн требуется производить настройку фазы КП каждой подрешётки в

составе полной МПАР РЛС. В связи с массовым производством радаров обязательным условием стало упрощение методики настройки и сокращение количества затрачиваемого времени. Эту задачу решил специальный программно-аппаратный комплекс, облегчающий процесс вычисления фазы каждого канала и её контроля в текущем времени [62].

Можно сделать вывод, что микрополосковые решётки параллельного типа имеют удовлетворительные диапазонные свойства с точки зрения формы ДН и уровня согласования, но их энергетический потенциал недостаточен в применении к антеннам малогабаритных РЛС, где длинные линии питания излучателей вносят существенное затухание СВЧ сигнала, уменьшая КПД до значений  $\eta \leq 0,5$ . Таких отрицательных свойств лишены зеркальные антенны, где увеличение апертуры не сопровождается резким повышением диссипативных потерь, ввиду волноводных, перископических решений, либо отсутствия необходимости использования длинных СВЧ линий печатного исполнения.

#### 1.4. Диапазонные и направленные свойства зеркальных антенн

Зеркальные антенны относятся к классу апертурных антенн. Их энергетический потенциал превосходят многие АР ввиду практического достижения низкого уровня диссипативных потерь, несвойственных многоэлементным решёткам. В зеркальных антеннах потери энергии связаны с другими механизмами, такими как затенение, дифракция на краях рефлекторов, неточность выполнения заданного профиля, его нестабильность в диапазоне температур, и т.д. Указанные механизмы не связаны с комплексностью параметров материалов за исключением потерь энергии в длинных волноводах или радиопрозрачных укрытиях (РПУ). В результате этого основной проблемой при построении зеркальных антенн является улучшение коэффициента использования поверхности  $K_{ип}$ , а не повышение КПД значением  $\eta$ . Отсюда понятно, что энергетический потенциал сводится к зависимости КНД,  $D_0 = D_0(K_{ип})$  аналогично зависимости КУ,  $G_0 = G_0(\eta)$ .

Зеркальные антенны позволяют гибко управлять формой ДН изменением геометрии рефлектора, добиваясь сложного вида, например, «косеканс в квадрате», часто используемого в радарх синтезированной апертуры, высотомерах [63] или отношения максимума ДН к значению заднего лепестка в некотором телесном угле (F/B Ratio) не хуже  $-50 \div -70$  дБ, определяемого классом антенны, в радиорелейных линиях связи. При необходимости значительного повышения КУ увеличение размера апертуры ведёт к сужению ширины ДН и росту её максимума без существенного снижения КПД в отличие от АР.

Ещё одно важное свойство зеркальных антенн заключается в том, что их диапазонные свойства не зависят от рефлектора. Полоса пропускания определяется облучателем и его системой питания. Как правило, это значение составляет десятки процентов. Первое ограничение полосы пропускания связано с существенным изменением ширины и формы ДН самих облучателей в широком диапазоне частот, следовательно, засветкой рефлектора, что влияет на итоговую ДН зеркальной антенны. Второе важное ограничение – это положение фазового центра, отклонение которого от точки фокуса на величину более четверти длины волны снижает КУ, а при отклонении более половины длины волны «разваливает» ДН. Третье ограничение связывает полосу согласования зеркальной антенны с коэффициентом отражения облучателя.

#### 1.4.1. Широкополосные зеркальные антенны

Критерий широкополосности задаётся условием относительной полосы пропускания от 10 до 40% или абсолютным значением от 300 до 500 МГц [64].

Коэффициент направленного действия  $D_0$  любой зеркальной антенны определяется следующей формулой:

$$D_0 = \frac{4\pi S}{\lambda^2} K_{\text{ип}} , \quad (1.9)$$

где  $S$  – площадь апертуры,

$\lambda$  – длина волны,

$K_{\text{ип}}$  – коэффициент использования поверхности.

Значение  $K_{\text{ип}}$  в среднем составляет  $60 \div 70\%$  [33] и зависит от амплитудно-фазового распределения, которое в свою очередь определяется кривизной зеркальной антенны, ДН облучателя, совмещением его фазового центра с фокусом отражателя и эффектами дифракции. Таким образом, при фиксированных размерах апертуры  $D$  зеркала с фокусным расстоянием  $F_0$ , единственным способом увеличения КНД, следовательно, и КУ является повышение эффективности засветки зеркала. Это означает, что при заданном отношении  $F_0/D$  требуется создать определённого вида ДН, которая максимально равномерно облучает всю площадь, при этом уровень «перелива» энергии за край зеркала должен оставаться минимальным. Достичь одновременного и идеального выполнения двух этих условий не возможно, но приблизиться к ним вполне осуществимо путём использования не гладкостенного рупора или открытого конца волновода, а гофрированного конического рупора, волновода, что позволяет получить столообразную ДН с плоской вершиной и резким спадом в боковые лепестки ниже  $-20$  дБ [65, 66].

Известно, что для зеркал условием максимального КНД является правильное соотношение  $F_0/D$ . Если аппроксимировать ДН облучателя тригонометрической функцией  $\cos \theta^m$ , что является достаточно точным приближением первого порядка задания ширины его ДН, то можно записать следующий ряд оптимальных соотношений длиннофокусных зеркал [67]:

$$\begin{aligned} F_0/D &= 0,34 \div 0,40, m = 1 \\ F_0/D &= 0,40 \div 0,50, m = 2 \\ F_0/D &= 0,50 \div 0,62, m = 3 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Как видно, в случае более узкой ДН облучателя оптимальное соотношение  $F_0/D$  повышается в силу того, что для увеличения засветки зеркала необходимо отодвинуть облучатель дальше от апертуры, что сопровождается увеличением  $F_0$  и более плоским профилем. Определить энергетическую эффективность

облучателя, т.е. численное значение доли энергии, падающей на зеркало можно, используя следующую формулу [33]:

$$K_{\text{ип}} = \int_0^{\psi_{\text{max}}} F^2(\theta) \sin \theta d\theta / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta < 1 , \quad (1.11)$$

где  $\psi_{\text{max}}$  – угол раскрыва зеркала, отсчитываемый от точки фокуса,  $F(\theta)$  – ДН облучателя.

По сути, запись (1.11) является аналитическим выражением  $K_{\text{ип}}$ . В целом решение задачи максимизации КНД противоположено решению, обеспечивающему минимум УБЛ относительно заданного порога, который в РЛС играет важную роль при определении качества углового разрешения, контрастности радиоизображения, помехоустойчивости. Поэтому в реальных условиях КНД зеркальных антенн РЛС ниже потенциально возможного значения при неизменных габаритах.

Диапазонные свойства прямофокусных зеркал, как отмечалось ранее, обычно не превышают  $20 \div 30\%$ , за исключением разработок в области применения для радиотелескопов и радиогелиографических комплексов, где облучатели не имеют волноводного входа и физически строятся на других типах возбуждающих и излучающих СВЧ структур. Если задаться вопросом расширения полосы с использованием рупорных облучателей, то известны способы, позволяющие достичь такой цели. Например, использование двух отдельных или совмещённых облучателей [68-71]. В связи с прямофокусной схемой зеркала такие источники поля обычно разнесены по частотам хотя бы в соотношении 1:3 для исключения взаимного затенения и минимизации взаимодействия. В случае решения совмещения источников в один корпус существуют конструкции расположения частот с более близкими литерами [72].

Длиннофокусные зеркальные антенны малого диаметра  $5 \div 30$  длин волн, облучатель которых расположен на фокальной оси, обладают двумя основными недостатками. Первый – заметное ухудшение согласования относительно облучателя в отдельности вследствие отражённых от области вершины зеркала

лучей, падающих на апертуру облучателя почти под прямым углом, второй – затенение облучателем части апертуры зеркала, что приводит к рассеянию СВЧ энергии и прямому уменьшению КНД.

Коэффициент отражения  $S_0$ , определяемый полем обратного рассеяния от зеркала можно вычислить по формуле [73]:

$$S_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{D_{\text{обл}} \lambda}{F_0} e^{-i \frac{4\pi F_0}{\lambda}}, \quad (1.12)$$

где  $D_{\text{обл}}$  – КНД облучателя.

Данное выражение отображает связь между КНД облучателя, длиной волны и фокусным расстоянием. Видно, что наибольшее влияние на  $S_0$  оказывает отношение  $\lambda/F_0$ , так как другое отношение  $D_{\text{обл}}/F_0$  мало меняется из-за почти одинаковой скорости роста или уменьшения обеих величин. Причиной тому служит необходимость сужения/расширения ДН облучателя при увеличении/уменьшении положения точки  $F_0$ . Ещё одним немаловажным выводом из записи (1.5) следует быстрое изменение фазы коэффициента отражения в соответствии с экспоненциальной зависимостью, поэтому достаточно сложно реализовать широкую полосу высокого уровня согласования.

Уменьшение влияния прямо отражённых лучей достигается несколькими способами. Один из подходов заключается в размещении металлического кольца размером около  $1,1\sqrt{F_0\lambda}$  над нижней точкой зеркала на расстоянии нечётно кратном порядку  $\lambda/4$ , что компенсирует фазы волн, переотражённых от кромок, уменьшая их амплитуду [73]. Полоса частот, в которой проявляется положительный эффект не превышает 10%, при этом УБЛ немного повышается из-за появления скачков в амплитудном распределении. Практика показывает, что вырождение кольца в диск не имеет заметных отличий в характеристиках, поэтому используют расфазированный экран именно в виде сплошного диска.

Другой подход ослабления эффекта затенения достигается применением двухщелевого облучателя типа Катлера [33, 67] за счёт его большей компактности в сравнении с рупорными облучателями.

В реальных условиях ограничений на конструкцию облучателя и нереализуемости оптимальной ширины его ДН для достижения более высокого значения  $K_{\text{ип}}$  можно незначительно расширить диаметр зеркальной антенны. Следует учитывать тот факт, что для малогабаритных зеркал раскрывом  $2,0 \div 2,5$  м данное решение не несёт существенных дополнительных затрат, но как только размер вплотную приближается к  $3,0$  м и более, стоимость изготовления резко возрастает пропорционально квадратичной зависимости диаметра [67]. Это обусловлено ценой изготовления фрезерованной матрицы для накатки зеркал, сложной корзиной и необходимостью разделения поверхности антенны на отдельные участки, так как металлических листов размером более  $3,0$  м не существует [74, 75].

Описанные способы пригодны для построения широкополосных систем, но полностью не исключают влияние осесимметричного рефлектора на S-параметры облучателя, расположенного вдоль фокальной оси и взаимное влияние облучателя на результирующие направленные, усиливающие свойства длиннофокусной зеркальной антенны. Альтернативой является использование неосесимметричного рефлектора с вынесенным облучателем – офсетной схемы [76].

В целом все длиннофокусные схемы зеркальных антенн имеют общий недостаток в отношении применимости для малогабаритных РЛС. Большие продольные размеры не позволяют уложиться в современные требования высоты антенных систем. Эта проблема частично решается путём перехода от однозеркальных схем к двухзеркальным со своими характерными достоинствами и недостатками, широко известными и обсуждёнными в инженерной, научной литературе [67, 77].

#### **1.4.2. Сверхширокополосный облучатель зеркальных антенн**

Критерий сверхширокополосности задаётся условием относительной полосы пропускания свыше 40% или абсолютным значением не менее 500 МГц [64].

Ограничение полосы пропускания облучателей зеркальных антенн обусловлено как свойствами излучающего элемента, так и устройством возбуждения, являющегося неотъемлемой частью. Замена стандартных волноводных линий прямоугольного и круглого сечения П-образными или Н-образными, изображёнными на Рисунке 1.12, является одним из решений указанной проблемы.

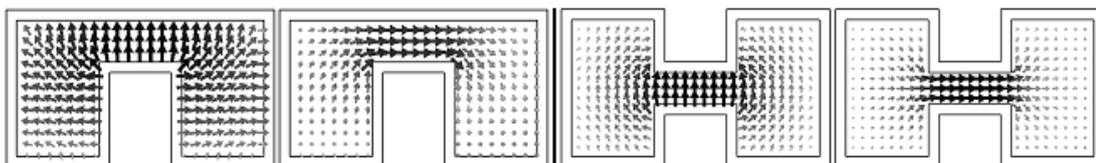


Рисунок 1.12 – Волновая картина поля в П-образном и Н-образном волноводе для E, H компонент соответственно

Граница возникновения высших мод таких волноводов практически остаётся неизменной, а граница отсечки сдвинута вниз по частоте [78]. Объясняется это тем, что появление ортогональных участков в поперечном сечении немного изменяет волновую картину поля основного колебания аналогичного волне  $H_{10}$  прямоугольного волновода, при этом в центральном зазоре поле близко по структуре к ТЕМ волне, критическая частота которой равна нулю. Уменьшая зазор можно регулировать частоту среза «вниз». Данный способ покрывает до 110% относительной полосы [79], но затрудняет переход к возбуждению непосредственно облучателя и увеличивает погонные потери из-за высокой концентрации линий напряжённости в узком центральном зазоре.

В мировой практике создания сверхширокополосных зеркальных антенн известны конструкции, где в качестве облучателя выступает один антенный элемент, но все они имеют линейную поляризацию, притом что спроектированы для антенных решёток современных радиотелескопов [80, 81] с полосой пропускания не менее октавы и соответственно являются исключительно приёмными. Последние разработки в этой области АО «НПФ «Микран» позволили создать сверхширокополосные зеркальные антенны не только линейной, но и круговой поляризации переключаемого направления вращения

с уровнем развязки относительно кроссовой составляющей поля (XPD) не хуже  $-17 \div -18$  дБ. Данное условие накладывает дополнительное требование на коэффициент эллиптичности облучателя не менее 0,85 [82, С. 87], а также на профиль мелкофокусного зеркала с отношением  $F_0/D \geq 0,65$  для минимизации паразитных токов, протекающих на поверхности рефлектора и влияющих на уровень поляризационной развязки при угловом смещении от максимума ДН [77]. Требование уровня XPD вытекает вследствие применения корреляционных алгоритмов, используемых в новых астрофизических методах исследования Солнца и околоземного пространства при обработке радиосигналов. Опытный образец такой прямофокусной антенны диаметром 1,8 м виден на Рисунок 1.13 (первая антенна справа). Стоит отметить, что при наличии двух ортогональных поляризаций антенна имеет один вход.



Рисунок 1.13 – Часть антенной решётки радиогелиографа ИСЗФ СО РАН, Бадары, 2019 г.

Примером служит солнечный радиотелескоп Сибирского отделения ИСЗФ СО РАН, находящийся на стадии строительства в радиоастрофизической обсерватории «Бадары». Сооружение включает в себя три Т-образные решетки, суммарно составленные из 528 зеркал [83, 84] с активными облучателями, полоса пропускания которых обеспечивает гарантированное качество приёма  $3 \div 6$  ГГц,  $6 \div 12$  ГГц и  $12 \div 24$  ГГц [85, 86]. Цифровые двухбитные приёмники и остальное СВЧ-оптическое оборудование также входят в указанную разработку.

Пассивная часть облучателя выполнена на печатной плате, вид которой представлен далее на Рисунке 1.14. Топология содержит несимметричные диполи в форме лепестка, расположенные над поверхностью круглого рефлектора на расстоянии порядка четверти длины волны нижней границы частотного диапазона. В своей совокупности они образуют квадруполь, каждое плечо которого снабжено реактивным шлейфом на противоположной стороне подложки, замкнутым на общую землю специальной формы с целью расширения полосы согласования относительно обычных турникетных, биконических и подобных им решений типа «Bowtie» [87]. Связь со шлейфом обеспечивается через металлизированное отверстие, а также ёмкостью через подложку. Печатная плата припаяна к металлической втулке, соединённой с полый трубой. Внутри трубы проходят две пары коаксиального кабеля равной электрической длины, соединяющего плечи квадруполя и четыре входа платы формирования поляризации, расположенной на дополнительном рефлекторе, играющем роль несущей конструкции и диаграммозадающего элемента.

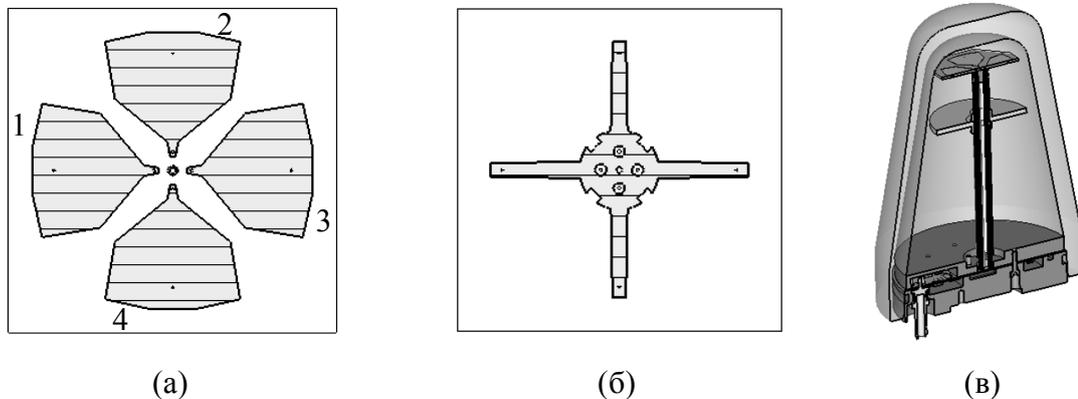


Рисунок 1.14 – Вид топологии печатной платы сверхширокополосного облучателя [верхний слой – (а), нижний слой – (б)] и общей конструкции (в)

Расположение несимметричных диполей в одной плоскости решает задачу совмещения фазовых центров их ортогональных пар, что увеличивает стабильность коэффициента эллиптичности в сверхширокой полосе частот.

С целью формирования круговой поляризации плечи 1 - 2 - 3 - 4 квадруполя возбуждаются с одинаковой амплитудой в парафазном режиме

0 - 90 - 180 - 270° знаком плюс или минус, задаваемым электрическим переключением входа мостовой схемы. Вся сборка при правильном монтаже на специализированном стенде обеспечивает в непрерывной полосе частот шириной октаву отклонение амплитуд не более  $\pm 0,7$  дБ, фаз – не более  $\pm 6^\circ$  от идеального значения, что крайне важно для сохранения уровня XPD.

В конструкции облучателей первых двух диапазонов входят узлы, реализованные путём печатной технологии на неорганических подложках, как для пассивной части, так и для активного радиотракта со всеми фазосдвигающими мостами, СВЧ ключами и устанавливаемой микросхемой МШУ. Облучатель 12 ÷ 24 ГГц ввиду слишком короткой длины волны не позволяет использовать в своём составе широкополосных фазосдвигающих устройств даже на подложке из поликора с напылением проводящего слоя, поэтому плата формирования поляризации содержит узлы, изготовленные по технологии гибридных интегральных схем.

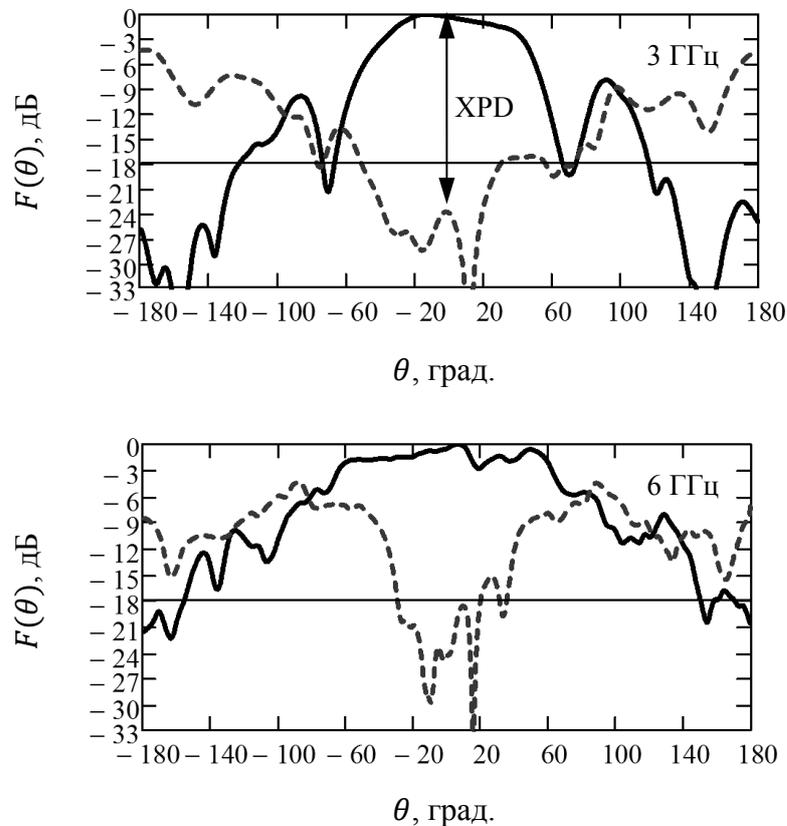


Рисунок 1.15 – ДН сверхширокополосного облучателя при ко-поляризации (сплошная линия) и кросс-поляризации (пунктирная линия) для 3 ГГц и 6 ГГц

Вышеуказанные результаты на Рисунке 1.15 измеренного уровня XPD [88] как разности ДН при кросс-поляризации и ко-поляризации получены в безэховой камере на расстоянии порядка 4,5 м, соответствующего критерию дальней зоны. Эксперимент проведен с использованием вспомогательных конических рупоров круговой поляризации коэффициентом эллиптичности не менее 0,95 для каждой измеряемой частотной точки. При шаге от 1 до 3 ГГц исследованы образцы каждого диапазона  $3 \div 6$  ГГц,  $6 \div 12$  ГГц и  $12 \div 24$  ГГц соответственно. Фотоизображение в процессе измерений находится на следующем Рисунке 1.16.



Рисунок 1.16 – Изображение образцов сверхширокополосных облучателей зеркальных антенн

В целом рассмотренные облучатели зеркал могут применяться в качестве элементов пассивных и активных АР при переработке их конструкции.

### 1.5. Постановка проблемы

Рассмотренные антенные решетки и апертурные антенны обладают, как и все технические изделия, своими достоинствами и недостатками. В данном случае в радиофизическом приложении для использования в качестве антенных узлов малогабаритных РЛС требуется удовлетворение основных диапазонных и направленных свойств, а также максимально допустимой массы и общих геометрических размеров.

ВЦАР соответствуют с точки зрения энергетического потенциала, при этом обладают хорошей повторяемостью электрических параметров, определяемых качеством металлообработки. В свою очередь их диапазон частот, в котором сохраняется нормальное положение луча при одновременно низком

коэффициенте отражения, недостаточен даже при введении излучателя в резонансный режим. Это является следствием требования ширины ДН в единицы градусов, что выполняется для апертур в несколько десятков длин волн и резко сужает полосу пропускания ВЦАР стоячей волны. Кроме того дополнительное требование ДН в отношении низкого УБЛ, не превышающего  $-25$  дБ, вызывает расширение луча, что компенсируется наращиванием апертуры и приводит к сужению полосы пропускания.

Задание ширины ДН в единицы градусов не в одной плоскости, а обеих приводит к необходимости создания двухмерной структуры. В виду этого появляется ограничение на частотную стабильность положения луча по второй координате. Это условие исключает применение ВЦАР, так как реализация и последовательного, и параллельного сложения линейных решёток непригодна в силу нескольких причин. Ими является резкое обужение полосы согласования, при практическом отсутствии возможности регулирования амплитудного распределения в плоскости последовательного сложения. Применение параллельной схемы частично решает вопрос согласования, но для введения поканального распределения мощности необходим либо волноводный, либо микрополосковый неравновесный делитель. В первом варианте это существенно усложняет конструкцию и сильно увеличивает массогабаритные показатели, в частности неравновесное волноводное Т-соединение при отношении деления более 1:2 имеет полосу равномерной передачи  $\pm 0,5$  дБ менее 3,5%; во втором варианте это увеличивает диссипативные потери, которые лишают смысла использования волноводной конструкции как основной базы построения решётки.

МПАР соответствуют с точки зрения диапазонных качеств. Применение печатного излучателя и параллельной схемы питания полностью решает как вопрос перекрытия частотной области согласования антенны для РЛС с широкополосными сигналами, так и формирования неравновесной распределительной системы на одной плате совместно с решёткой излучателей. Кроме того такой подход позволяет добиться минимальной массы устройства в отличие от волноводной схемы. В свою очередь энергетический потенциал МПАР

недостаточно велик, так как для реализации двумерного массива излучателей с управлением амплитудного распределения необходимо применение параллельного возбуждения, что существенно снижает КПД.

Зеркальные антенны удовлетворяют и диапазонным, и направленным свойствам. Их применение позволят достигать всех требуемых характеристик за исключением массогабаритного показателя. Невыполнение данного пункта исключает их использование ввиду того, что даже двухзеркальные схемы имеют большие осевые размеры, далеко отставая от планарных структур.

В таблице 1.1 сведены некоторые наиболее современные малогабаритные РЛС ближнего (не более 10 км) и малого (не более 20 км) радиуса действия, которые производятся в течение последних десяти лет или немногим менее. Обзорный ряд [89-93] представлен различными типами антенн, все из которых были рассмотрены в данной главе. Малогабаритные РЛС предназначены для охраны периметра и автоматического слежения за движущимися целями типа человек, автомобиль, беспилотный летательный аппарат, некоторые из них позволяют наводить стрелковое оружие, передавая соответствующие координаты цели.

Таким образом, становятся очевидны требования к антенной части, объединённые значимыми параметрами.

Таблица 1.1 – Сводные данные параметров антенн малогабаритных РЛС

Название РЛС / тип радиоантенны / назначение	Применение РЛС	Описание радиоантенны	
		Частота, ГГц / диапазон	Ширина ДН по азимуту, град.
Океан А-12 / ВЦАР / гражданское	Обзор надводной обстановки в портах, реках и т.п.	9,41 ÷ 9,46	0,9
Furuno FR-8252 / ВЦАР / гражданское	Обзор надводной обстановки в портах и реках	9,38 ÷ 9,44	1,9

Продолжение Таблицы 1.1

Енот / гражданское	Обзор наземного и воздушного пространства; обнаружение малоразмерных летальных аппаратов	9,2 ÷ 9,5	—
Нева ТТ / планарная / гражданское	Охрана периметра; слежение за движущимися наземными и воздушными малоразмерными целями	9,3 ÷ 9,5	1,2
Сова / ВЦАР / гражданское	Охрана периметра особых зон	13,4 ÷ 13,6	4,0
Spexer 500 / планарная / гражданское	Слежение за воздушной обстановкой для радиолокационного обеспечения полётов	X-диапазон	2,8
1Л122-1Е Гармонь / военное	Слежение за воздушной и наземной обстановкой	L-диапазон	≈ 8; размер полотна 1200 мм
Дельта / ВЦАР / военное	Разведка движущихся наземных целей; обнаружение стрельбы из различных артиллерийских систем	X-диапазон	1,2
1Л277 Соболятник / планарная / военное	Разведка движущихся наземных целей; наведение станкового автоматического стрелкового оружия	X-диапазон	4,5
Фара-ВР / планарная / военное		Ku-диапазон	6,0

Продолжение Таблицы 1.1

1Л244-2 Кредо-Е1 / планарная / военное	Разведка движущихся наземных и надводных целей; обслуживание стрельбы артиллерии	Сантиметры <sup>1</sup>	—
1Л120 Кредо-М1 / зеркальная / военное	Разведка движущейся техники и огневых позиций миномётов		
ELM2112v5 / планарная / военное	Разведка и отслеживание движущихся наземных, надводных целей	X-диапазон	6,0
PGSR-3i Beagle / планарная / военное	Разведка и отслеживание движущихся целей; обслуживание стрельбы артиллерии	9,7 ÷ 10,2	3,0
Blighter-B400 / рупорная / военное	Охрана периметра; Разведка движущихся наземных целей	13,4 ÷ 14,0; 16,2 ÷ 17,2	8,0

В итоге стоит задача объединения преимуществ волноводных и печатных антенн в некую гибридную схему, позволяющую добиться одновременного выполнения диапазонных, направленных свойств и массогабаритных показателей при технической реализации АР малогабаритных РЛС с широкополосными сигналами полосой не менее 300 МГц или более узкими литерами такой же общей протяжённостью.

<sup>1</sup> Более конкретная принадлежность к частотному диапазону в доступных источниках не указана

## 2. ДВУХМЕРНАЯ РЕШЁТКА КОЛЛИНЕАРНЫХ АНТЕНН

### 2.1. Введение

В данной главе, являющейся одной из ключевых, подлежат обсуждению следующие вопросы, по итогу которой сформируется подробное описание печатной топологии АР и её отличительных электрических свойств:

1. Задание такого амплитудного распределения АР, обеспечивающего практически ожидаемый УБЛ вблизи максимума ДН не более  $-25$  дБ, достижение которого может быть реализовано во всей частотной полосе, занимаемой радаром.

2. Определение минимальных геометрических размеров АР в Е и Н-плоскости, обеспечивающих заданные направленные свойства с допуском на возможную неточность получения итогового результата, что составит представление о количественном описании требуемых параметров разрабатываемой гибридной системы питания.

3. Разработка антенного элемента, пригодного для печатного исполнения, реализация возбуждения которого в составе АР не требует многоразветвлённой схемы деления.

4. Разработка печатной платы антенной решётки и расчёт её топологии с учётом всех технических особенностей реализации, связанных с конструктивными решениями и практическими ограничениями.

Сделанные выводы первой главы дают представление об идеализированных свойствах, которые должна иметь АР, построенная на основе гибридной системы питания, для удовлетворения ряда требований при проектировании современного антенного узла малогабаритных РЛС.

Таким образом, можно сформулировать характерные признаки, присущие АР с гибридной системой питания для обеспечения лучших диапазонных и

направленных свойств, а также массогабаритов при высокой повторяемости её электрических параметров без дополнительной настройки.

Характерные признаки антенной решётки:

1. Печатная топология излучающей части.
2. Режим стоячей волны.
3. Коллинеарное расположение излучателей.
4. Последовательное питание излучателей с разбиением на параллельно возбуждаемые участки апертуры.
5. Волноводная распределительная система деления мощности параллельных апертур.

Совокупность указанных признаков позволяет получить ряд качественно новых свойств при комплексном подходе рассмотрения АР как гибридной радиоизлучающей системы, объединяющей особенности различных типов антенн и принципов их построения:

1. Планарность конструкции с использованием печатной и металлообрабатывающей технологии.
2. Максимальный отбор подводимой мощности, при заданном законе амплитудного распределения.
3. Повышенный КПД двухмерной печатной топологии при прямолинейной системе последовательно-параллельного деления.
4. Расширенная полоса пропускания.
5. Уменьшенные потери распределительной системы деления, задающей амплитудные веса возбуждения.

Далее последовательно рассмотрена реализация всех указанных характерных признаков АР с тематическим разделением на две главы, посвященные непосредственно излучающей и распределительной части.

Примером служит АР с электрическими характеристиками, представленными в Таблице 2.1, в соответствии с существующим разделом ТЗ из общего блока требований к разрабатываемой РЛС.

Таблица 2.1 – ТЗ на антенную систему малогабаритной РЛС

Параметр	Значение
Полоса пропускания, ГГц	9,2 ÷ 9,5
Поляризация	Линейная, горизонтальная
Положение луча, град.	По нормали к апертуре; 0,0
Ширина ДН в Е-плоскости, град.	4,0
Ширина ДН в Н-плоскости, град.	7,0 ÷ 8,0
УБЛ в Е-плоскости, дБ	Не более –25 в секторе углов $\pm 30^\circ$ от максимума ДН
	Не более –30 за пределами $\pm 30^\circ$ от максимума ДН
УБЛ в Н-плоскости, дБ	Не более –13,2
Коэффициент усиления, дБ	Не менее 27,5
Развязка между приёмной и передающей антенной решёткой, дБ	Не хуже –50

## 2.2. Линейная антенная решётка

Математическое описание одномерных линейных АР из  $N$  и  $M$  излучателей позволяет рассчитать направленные свойства двумерного массива, электрические характеристики которого соответствуют ортогональным срезам вдоль его осей симметрии с прямоугольной сеткой.

Как известно, ДН АР определяется произведением множителя решётки и ДН её элементарного излучателя в соответствии с теоремой о перемножении [11]. Энергетические характеристики, такие как КНД, коэффициент использования поверхности вычисляются путём анализа множителя решётки  $f_\Sigma(\theta)$ , записанного в сферической системе координат.

Оценка частотной зависимости согласования является более сложной задачей, требующей формулирования эквивалентной схемы последовательной решётки и сопоставления параметров её элементов с общим коэффициентом отражения.

Таким образом, теоретическое построение АР с прогнозируемыми направленными и импедансными свойствами при использовании некоторой математической модели является обязательным этапом проектирования любой сложной антенны.

### 2.2.1. Влияние геометрических параметров на электрические характеристики антенной решётки

Дискретная АР длиной  $L$ , составленная из эквидистантных  $N$  изотропных элементов, расположенных с шагом  $d$  не более длины волны  $\lambda$  свободного пространства, обладает одним максимумом ДН шириной  $\Delta\theta$  при равноамплитудном и синфазном распределении:

$$\Delta\theta \approx 51^\circ \frac{\lambda}{Nd} = 51^\circ \frac{\lambda}{L} \quad (2.1)$$

Таким образом, задавая требование ширины ДН можно определить длину апертуры и соответствующее значение КНД, которое вычисляется по асимптотической формуле [11]:

$$D \approx 2 \frac{L}{\lambda} \quad (2.2)$$

Исходя из первого характерного признака АР, указанного во введении данной главы, можно определить примерное значение в абсолютных величинах шага  $d$  и минимально необходимого количества элементов  $N$  по формуле (2.1). Ввиду того, что излучающая структура строится на печатной основе с подложкой, характеризующейся относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , то волна возбуждения имеет фазовую скорость меньшую скорости света. Данный

факт обуславливает рабочее состояние антенны в режиме медленных волн, что влияет на шаг решётки.

В соответствии со вторым характерным признаком АР, функционирующей в режиме стоячей волны, она является несканирующей с фиксированным положением луча  $\theta_0 = 0$  перпендикулярно плоскости апертуры. Данное требование обеспечивается правильным фазовым распределением между антенными элементами с координатами  $x_n = d(n - 1)$ , где  $n = 1, \dots, N$ :

$$\Phi_n = e^{i\beta_0 d(n-1)}, \quad \beta_0 = k \sin \theta_0 - 2\pi A/d \quad (2.3)$$

Параметр  $A$  имеет смысл номера пространственной гармоники Флоке, на которой излучает антенна [28] и определяется в зависимости от соотношения постоянной распространения линии возбуждения  $\gamma$  и волнового числа  $k$ .

В силу того, что рассматриваемая печатная АР с гибридной системой питания функционирует в режиме медленных волн  $\gamma > k$ , заданное положение угла  $\theta_0$  удовлетворяет равенству (1.6) при значении параметра  $A = -1$  с целью обеспечения действительного его значения. Данное условие соответствует излучению на минус первой гармонике Флоке. Таким образом, направление луча ДН регулируется параметрами линии возбуждения и шагом решётки, при условии  $\gamma = \beta_0$ . Учитывая, что приведённая ранее формула (1.7) устанавливает однозначную связь между  $d$  и  $\gamma$ , получаем значение шага МПАР стоячей волны с нормальным положением луча:

$$d = \frac{2\pi}{\gamma - k \sin(\theta_0)} = [\gamma = k\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}; \theta_0 = 0] = \frac{2\pi}{k\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} = \lambda_{\varepsilon}, \quad (2.4)$$

где  $\varepsilon_{\text{эфф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

Величина  $\varepsilon_{\text{эфф}}$  зависит от толщины подложки и ширины линии микрополосковой структуры; может быть определено аналитически с точностью до 1% [94]. В нашем случае для построения МПАР используется подложка из Ro4003 толщиной 0,813 мм с эpsilon  $\varepsilon = 3,55$ . Данное значение рекомендуется производителем для проведения численных расчётов вплоть до X-диапазона, как

показывает практика, хорошо совпадает с экспериментальными результатами, полученными при его использовании.

Вычислим шаг решётки  $d_E$ ,  $d_H$  в Е и Н-плоскостях соответственно при  $f_0 = 9,35$  ГГц. В качестве первоначального приближения, установим ширину микрополоска  $w_E = 0,45$  мм, возбуждающего антенные элементы в Е-плоскости, соответствующую волновому сопротивлению 100 Ом. Выбор сопротивления обуславливается тем, что такая линия питает параллельные участки последовательных апертур, поэтому её сопротивление должно быть выше 50 Ом. Согласно формулам, приведённым в [94],  $\varepsilon_{\text{эфф}} \cong 2,46$ , отсюда  $d_E = 20,4$  мм. СВЧ линия возбуждения в Н-плоскости является щелевой, что будет подробнее описано в следующем параграфе, поэтому её ширина  $w_H$  и эpsilon эффективное  $\varepsilon_{\text{эфф}}$  вычисляются иначе, но также по известным формулам [95, 96]. Установим  $w_H = 0,4$ , что соответствует волновому сопротивлению около 120 Ом. Выбор обусловлен тем, что меньшее сопротивление требует более узкой щели, чего хотелось бы избежать. Эpsilon эффективное  $\varepsilon_{\text{эфф}} \cong 1,78$ ,  $d_H = 24,5$  мм.

Стоит отметить обратную связь между шириной микрополосковой линии и щелевой линии с их волновым сопротивлением. Как видно из приведённых расчётов увеличение ширины щелевой линии увеличивает её сопротивление в отличие от микрополосковой. Данное свойство применяется при сложностях реализации необходимого высокоомного сопротивления СВЧ линий передачи, когда их размеры становятся неизбежно малыми в условиях имеющихся технологий производства печатных плат, а также ограничений, обусловленных мощностью распространяющегося радиосигнала.

Оценка минимальной длины апертуры  $L_E$ ,  $L_H$  АР для заданной ширины луча  $\Delta\theta_E$ ,  $\Delta\theta_H$  в Е и Н-плоскостях соответственно проведена ниже, при этом длина волны определена нижней границей рабочего диапазона частот:

$$L_E = 51^\circ \frac{\lambda}{\Delta\theta_E} = [\lambda = 32,6; \Delta\theta_E = 4,0] = 415,7 \text{ мм, следовательно, } N_E = 20;$$

$$L_H = 51^\circ \frac{\lambda}{\Delta\theta_H} = [\lambda = 32,6; \Delta\theta_H = 7,5] = 221,7 \text{ мм, следовательно, } N_H = 9.$$

Полученные геометрические параметры МПАР сведены в Таблицу 2.2.

Таблица 2.2 – Расчётные значения минимальных ожидаемых геометрических размеров МПАР

Плоскость поляризации	Параметр МПАР		
	Длина апертуры, мм	Шаг решётки, мм	Количество элементов
Е-плоскость	415,7	20,4	20
Н-плоскость	221,7	24,5	9

Следует заметить, что это лишь первоначальные минимальные размеры без учёта амплитудного распределения. Позже фактор расширения луча ДН в Е-плоскости будет учтён в теоретической двухмерной модели, затем все значения оптимизированы в численном электродинамическом расчёте.

Оценить коэффициент отражения  $R$  рассматриваемой МПАР как СВЧ периодической структуры с постоянной распространения  $\gamma_d$  и волновым сопротивлением  $Z_d$  можно, введя эквивалентную последовательную схему включения её элементов, электрические параметры которых составляют некий параллельный контур. Каждый контур сопротивлением  $R_c$  описывает соответствующий элемент решётки, возбуждаемый линией, характеризующейся  $\gamma_l$ ,  $Z_l$ . Входная линия для лучшей настройки антенны имеет другую постоянную  $\gamma_0$  с волновым сопротивлением  $Z_0$ . Указанная эквивалентная схема МПАР последовательного возбуждения отображена на Рисунке 2.1.

Достаточно проанализировать именно последовательный участок коллинеарной подрешётки, так как диапазонные свойства целой МПАР зависят от количества последовательно включённых элементов. Параллельная их комбинация между собой не влияет на относительную полосу согласования, лишь незначительно изменяет абсолютное значение входного сопротивления. Указанная закономерность позволяет настроить КО итоговой последовательно-параллельной излучающей структуры в достижимый минимум, регулируя

параметры входной линии, которая может быть реализована различными способами.

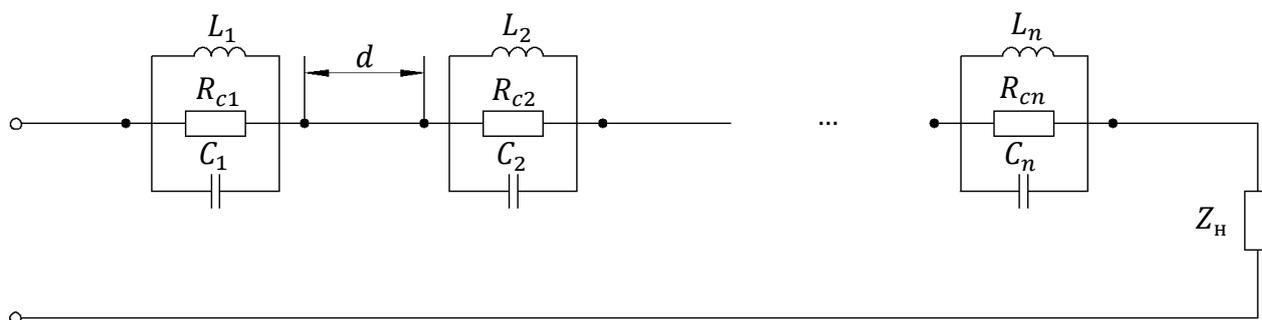


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема МПАР последовательного возбуждения

Таким образом, частотную зависимость коэффициента отражения решётки  $R(f)$  в режиме стоячей волны при отсутствии нагрузки, что эквивалентно её сопротивлению  $Z_{\text{н}} = 0$  или  $Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$ , можно оценить, имея начальные данные на количество идентичных излучателей  $N$ , шаг решётки  $d$ , волновое сопротивление линии возбуждения  $Z_l$  с постоянной распространения  $\gamma_l$ , добротность  $Q$ , связанную с индуктивностью  $L_n$  и ёмкостью  $C_n$ , активное сопротивление  $R_c$ , выбор которого определяется заданным КСВн  $K_0$  на центральной частоте  $f_0$  [28]:

$$R(f) = S_{11} - \frac{S_{12}^2 e^{-2i\gamma_l N d}}{1 - S_{11} e^{-2i\gamma_l N d}} \quad (2.5)$$

$$S_{11} = \frac{Z_d - Z_l}{Z_d + Z_l}, \quad S_{12} = 2 \frac{\sqrt{Z_d Z_l}}{Z_d + Z_l} \quad (2.6)$$

$$Z_d = Z_l N \left( i\alpha_d \xi \left( 1 - \frac{2QR_c}{Z_l(1 + 4Q^2\xi^2)} \right) + \frac{R_c}{Z_l(1 + 4Q^2\xi^2)} \right) \quad (2.7)$$

$$\alpha_d = \frac{R_c}{2Z_l} \left( \frac{N}{1 + 4Q^2\xi^2} \right), \quad \xi = \frac{f - f_0}{f_0}, \quad Q = R_c \sqrt{\frac{C_n}{L_n}}, \quad R_c = \frac{K_0 Z_l}{N} \quad (2.8)$$

Все последовательные антенные элементы настраиваются в резонансный режим подбором  $R_c$  и  $Q$  относительно значения  $Z_l = 120$  Ом, определённого

ранее на этапе вычисления шага решётки  $d_H = 24,5$  мм и  $\varepsilon_{\text{эфф}} = 1,78$ . Постоянная распространения  $\gamma_l(f) = k\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}$  ввиду печатного исполнения антенны.

В соответствии с третьим и четвёртым характерным признаком в схеме возбуждения АР имеется несколько последовательно-параллельных участков, при этом все они являются общим элементом подрешётки стоячей волны. В итоге оценка ожидаемого уровня  $R(f)$  и полосы  $\Delta f_R$  согласования является приблизительной. Теоретическая кривая частотной зависимости коэффициента отражения показана далее на Рисунке 2.2.

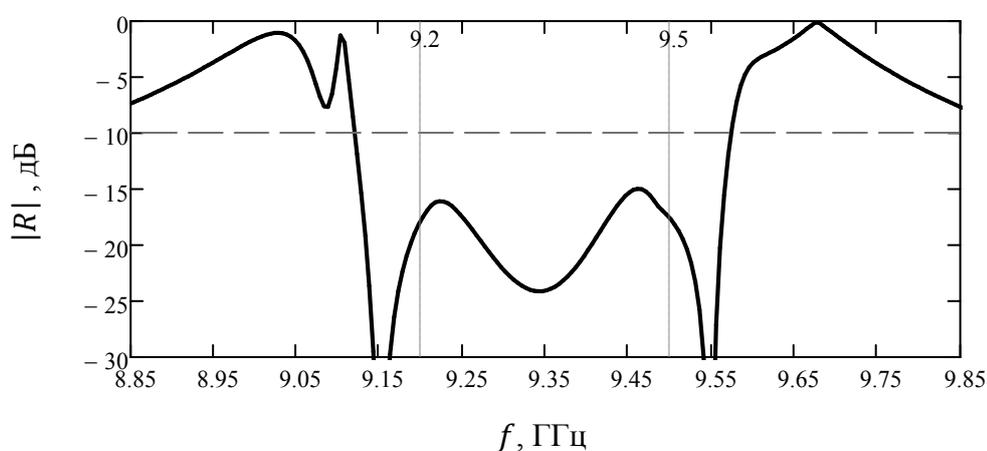


Рисунок 2.2 – Коэффициент отражения МПАР в резонансном режиме излучателей при  $d_H = 24,5$  мм,  $N = N_H/2$

При условии формирования периодической излучающей структуры с оптимальным коэффициентом затухания, необходимого для увеличения энергетического потенциала АР, что на первом этапе достигается максимизацией  $K_{\text{ип}}$ , все последовательные элементы вносят практически одинаковый вклад в общую амплитуду коэффициента отражения. В связи с этим ухудшение  $R(f) \sim N$  при неизменных параметрах линии возбуждения и самих элементов сопротивлением  $R_c$  и добротностью  $Q$ . Повторная настройка антенны позволяет восстановить абсолютное значение  $|R|$ , при этом наблюдается сужение полосы  $\Delta f_R$  по некоторому заданному уровню максимального отражения  $|R_{\text{max}}|$ . По факту  $\Delta f_R$  связана с параметром расстройки частоты  $\xi$  из формулы (2.7). Таким образом, при изменении количества последовательных элементов  $N$  и

правильном выборе значений остальных электрических параметров АР, входящих в соотношения (2.8) можно вычислить  $\xi$  при заданной частоте  $f_0$ , следовательно,  $\Delta f_R = 2f = 2(\xi f_0 + f_0)$ .

Фаза коэффициента отражения  $R(f)$  характеризуется прямо пропорциональной зависимостью скорости её изменения от длины апертуры последовательного питания  $Nd$ . Поэтому ввод дополнительных неоднородностей в конструкцию решёток с большим числом излучателей малоэффективен с точки зрения расширения диапазонных свойств, но успешно может применяться для полос  $\Delta f_R \approx 1 \div 3\%$ . Данный факт имеет сходство с ограничением метода настройки  $|R|$  для зеркальных антенн путём размещения некоторых переотражателей компенсирующих амплитуду обратной волны.

Улучшить диапазонные свойства АР полосой  $\Delta f_R$  можно путём параметров линии возбуждения с постоянной распространения  $\gamma_l(f)$ , входящей в показатель экспоненты формулы (2.5). Для этого необходимо добиться как можно меньшего значения коэффициента фазы  $\beta_l(f)$ , зависящего от типа линии. Например, в печатных антеннах требуется уменьшить  $\varepsilon_{\text{эфф}}$ , определяющую длину волны в подложке, и соответственно уменьшенное значение  $\beta_l(f)$ . При фиксированной длине апертуры последовательного питания применение указанного свойства особенно эффективно за счёт уменьшения количества излучателей минимально необходимого для достижения заданных направленных свойств.

### 2.2.2. Излучающая структура

Известны различные конструкции объёмных и печатных вариантов коллинеарных излучающих структур. Они характеризуются последовательным расположением элементов вдоль одной линии, при этом имеют ограничение в отношении максимальной рабочей длины, что обусловлено снижением коэффициента использования поверхности при наращивании количества элементов. Примерами служат антенна Франклина [97-99], СоСо антенна, являющаяся её подобием в коаксиальном исполнении [100-103], антенна JF [104],

квадратная антенна DJ4VM [105], антенна Брюса [105, 106] и Стербы [107, 108], а также антенна Харченко [109], излучающий элемент которой легко вписывается в общую концепцию коллинеарных решёток. В целом предпосылки создания подобных структур были в 1924 г. реализацией излучателя  $5\lambda/8$ , предложенного Баллантайном [110].

Перечисленные варианты коллинеарных решёток имеют важную особенность касательно синфазности возбуждения. Ввиду того, что элементы расположены через  $\lambda/2$ , появляется необходимость применения дополнительных мер для правильного суммирования поля излучения, формирующего ДН.

Основополагающим примером служит антенна Франклина, британский патент на которую был получен в 1925 г. [111]. Схема расположения её элементов с обозначением направлений текущих токов приведена ниже на Рисунке 2.3.

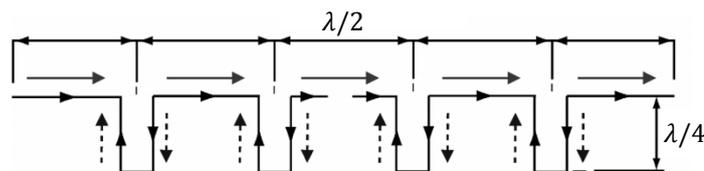


Рисунок 2.3 – Схема антенны Франклина. Синфазные токи (сплошная линия), противофазные токи (пунктирная линия)

Данная схема классически строится на проволочных полуволновых вибраторах. Входное сопротивление решётки  $Z_A$  зависит от способа, места возбуждения и их количества  $N$ . Амплитудное распределение высокочастотного тока по проводнику длиной  $\lambda/2$  имеет пучность в центре, таким образом, при подключении точек питания как указано на Рисунке 2.3, активное сопротивление решётки  $Z_A \approx 73 + 120(N - 1)$  [105]. Синфазность достигается трансформацией соединяющих линий в четвертьволновый короткозамкнутый шлейф. Система шлейфов не излучает ввиду противофазности протекающих токов, а наличие КЗ приводит к дополнительному повороту фазы КП на  $180^\circ$ .

СоСо антенна была предложена спустя почти 50 лет в 1972 г. Её аббревиатура полностью описывает способ реализации «Collinear Coaxial». Схема данной антенны приведена на следующем Рисунке 2.4.

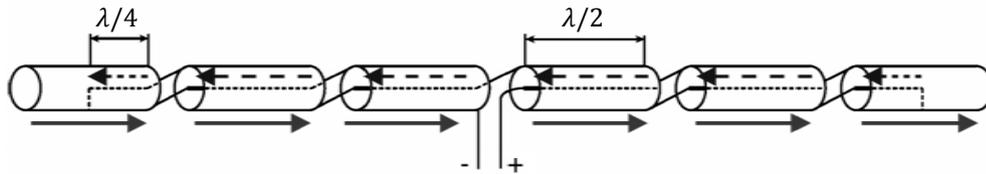


Рисунок 2.4 – Схема CoCo антенны. Синфазные неизлучающие токи вдоль внутренней жилы (пунктирная линия), синфазные излучающие токи вдоль оплётки (сплошная линия)

Указанная схема основывается на переключении электрического соединения внутренней жилы коаксиальной линии и оплётки на каждом следующем полуволновом участке. По факту, имея дифференциальное возбуждение входа решётки, СВЧ сигнал подаётся на пару параллельных противоположно направленных плеч коаксиальных диполей, что задаёт их синфазность. Далее описанная схема смены полярности аналогичным образом поворачивает направление тока, но уже для последовательных отрезков. В итоге формируется общая синфазная апертура, которая может быть образована не только возбуждением из её середины, но также с одного края, при этом включая на входном участке трансформирующий четвертьволновый стакан и несколько ферритовых колец для максимального подавления паразитных токов.

С конца XX века по настоящее время существуют различные микрополосковые аналоги антенны Франклина, а также новые антенны с перекрещивающимися микрополосковыми линиями [47], где в качестве излучателей выступают синфазные их отрезки (сплошная линия), топологически объединённые в коллинеарную решётку как показано на Рисунке 2.5.

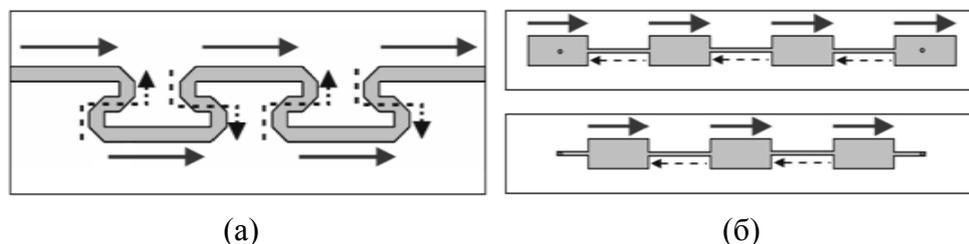


Рисунок 2.5 – Схема печатной антенны Франклина (а) и микрополосковой антенны (б).

Исполнение первого варианта осуществляется на односторонней печатной плате, где общая длина изгибов составляет  $\lambda_g$ . Противоположные их участки

длиной  $\lambda_\epsilon/4$  не излучают, поэтому образуется синфазная дискретная решётка с горизонтальной поляризацией. Исполнение второго варианта осуществляется на двухсторонней печатной плате, где синфазность возбуждения достигается путём перекрещивания микрополосковых участков длиной  $\lambda_\epsilon/2$ , при этом край структуры имеет или КЗ, или нагрузочную ёмкость с целью уменьшения отражения для лучшего согласования. Стоит отметить, что последний из рассмотренных вариантов позволяет регулировать амплитудно-фазовое распределения путём изменения поперечных размеров широких участков линий, введения угловых фасок, а также их вертикального смещения от оси соответственно. Данный способ совместно с введением разделения последовательной апертуры на четыре параллельных участка использован при реализации микрополосковой АР малогабаритной судовой РЛС речной навигации с шириной ДН не более  $1,0^\circ$  при уровне первого бокового лепестка порядка  $-23$  дБ, разработанной АО «НПФ «Микран» [48].

В основе излучающей части МПАР, гибридная система питания которой является объектом исследования данной работы, лежит щелевая периодическая топология. Вид коллинеарной подрешётки, возбуждаемой волной эквивалентного магнитного тока, представлен ниже на Рисунке 2.6. Второе изображение является укрупнённым фрагментом, графически поясняющее принцип работы.

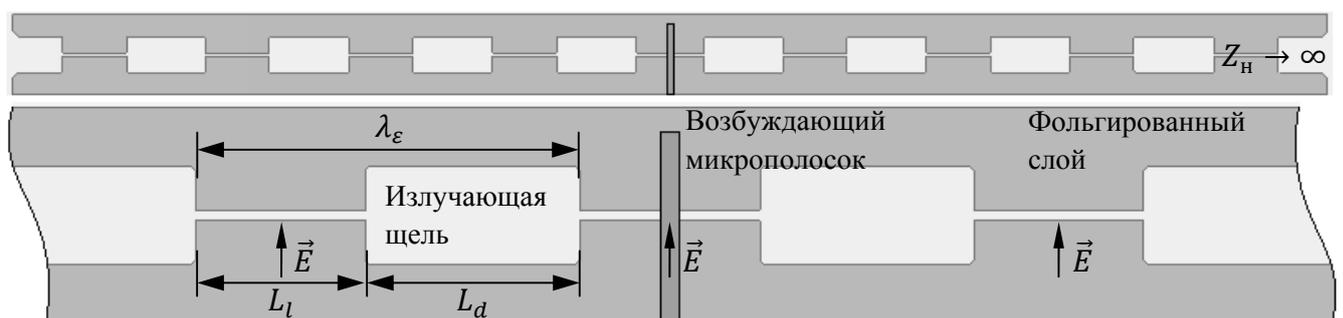


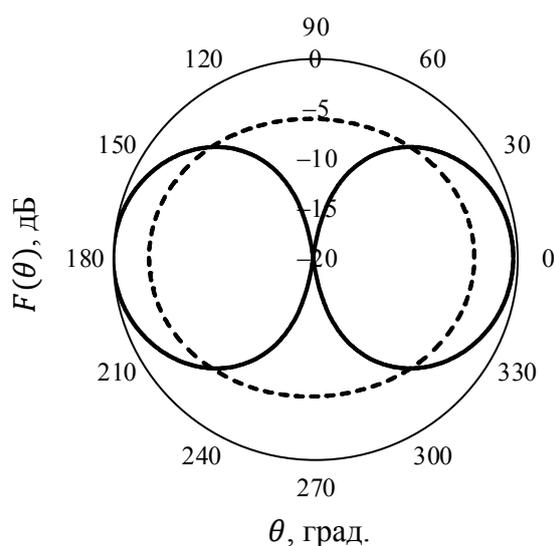
Рисунок 2.6 – Вид предложенной щелевой коллинеарной МПАР, возбуждаемой эквивалентным магнитным током, с последовательно-параллельным питанием в Н-плоскости

Указанная структура имеет похожий механизм формирования направленного излучения относительно микрополоскового варианта на

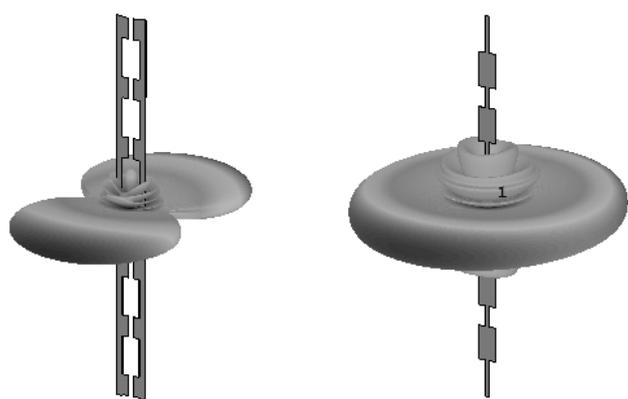
Рисунке 2.5 (б), но значительно проще в технической реализации, так как не требует смены полярности через каждую половину длины волны. Кроме того линия возбуждения не требует специальных приёмов симметрирования, из-за того что металлизированный слой платы, в котором прорезаны щели, автоматически создаёт условия симметрии.

Сравнение направленных свойств на одной и той же частоте предоставляет данные, исходя из которых сформулировано первое утверждение научной новизны, заключающееся в увеличении КНД и соответственно КУ щелевой структуры, возбуждаемой волной эквивалентного магнитного тока относительно такой же структуры с волной электрического тока или микрополосковой периодической структуры.

Два следующих Рисунка 2.7, 2.8 демонстрируют вид ДН коллинеарных антенн щелевого и микрополоскового исполнения одинаковой длины апертуры при наличии и отсутствии рефлектора. Хорошо видно, что применение предложенного варианта с переходом к способу возбуждения эквивалентным магнитным током, позволяет изменить ширину ДН в плоскости ортогональной плоскости решётки, формируя вместо изотропного излучения направленное.



(a)



(б)

Рисунок 2.7 – ДН в плоскости ортогональной плоскости решётки для коллинеарной антенны без рефлектора щелевого типа с волной эквивалентного магнитного тока [(а) – сплошная линия] и микрополоскового типа с волной электрического тока [(а) – пунктирная линия], 3D вид (б)

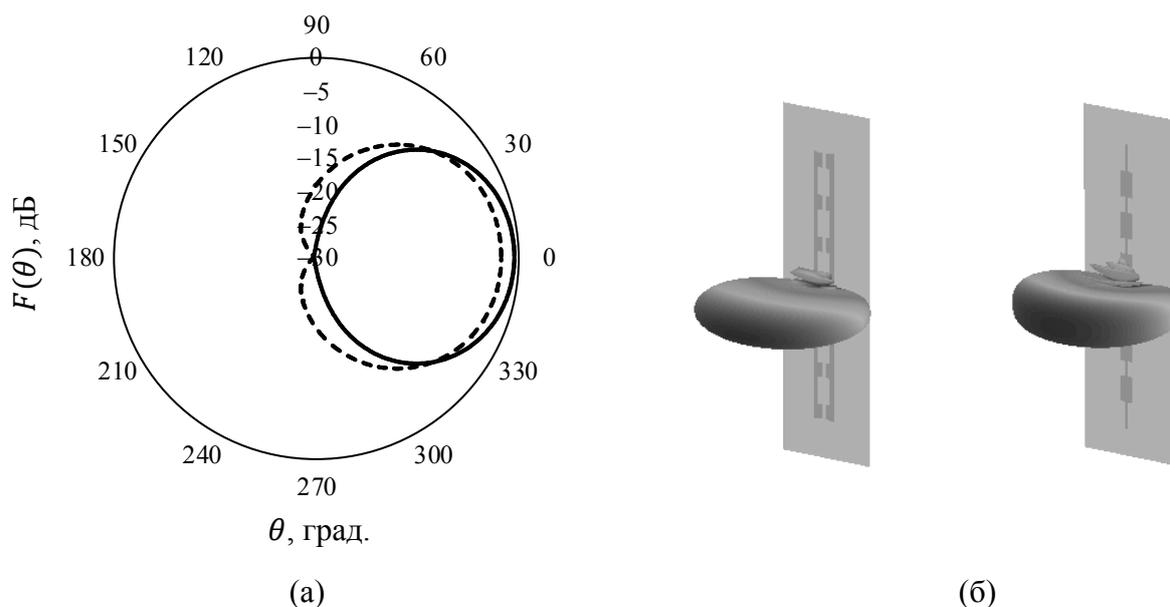


Рисунок 2.8 – ДН в плоскости ортогональной плоскости решётки для коллинеарной антенны с рефлектором щелевого типа с волной эквивалентного магнитного тока [(а) – сплошная линия] и микрополоскового типа с волной электрического тока [(а) – пунктирная линия], 3D вид (б)

Наличие рефлектора уменьшает отличительные свойства ДН ввиду того, что сужение её ширины происходит в обоих вариантах независимо от ориентации вектора напряжённости электрического поля, задающего направленные свойства в каждой плоскости. По факту появление нуля в ДН вида «восьмёрки» азимутального среза при горизонтальной поляризации щелевой топологии, что приводит к уменьшению ширины луча, аналогично наличию рефлектора, что сужает ДН при вертикальной поляризации микрополосковой топологии. В итоге различие КУ представленных вариантов на  $3 \div 4$  дБ без рефлектора уменьшается до  $1,5 \div 2$  дБ при использовании рефлектора.

В целом выбор щелевого типа излучателя и направляющей структуры определён двумя факторами. Первый – расширение диапазоновых свойств по критерию полосы согласования и стабильности формы ДН, второй – оптимальность с точки зрения технической реализации при заданных требованиях на электрические параметры.

Первый фактор обусловлен снижением порога минимального количества элементов при фиксированной длине апертуры  $AP$  и меньшей скоростью

изменения углового положения луча последовательного участка её общей апертуры. В разработанной щелевой топологии постоянная распространения линии питания  $\gamma_l$  и щели  $\gamma_d$  имеет сниженное значение относительно микрополоскового варианта в силу меньшей эффективной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_{\varepsilon\phi\phi}$ , что численно выражается следующими соотношениями при  $\varepsilon = 3,55$ ,  $f_0 = 9,35$  ГГц, иллюстрируемыми Рисунком 2.9.

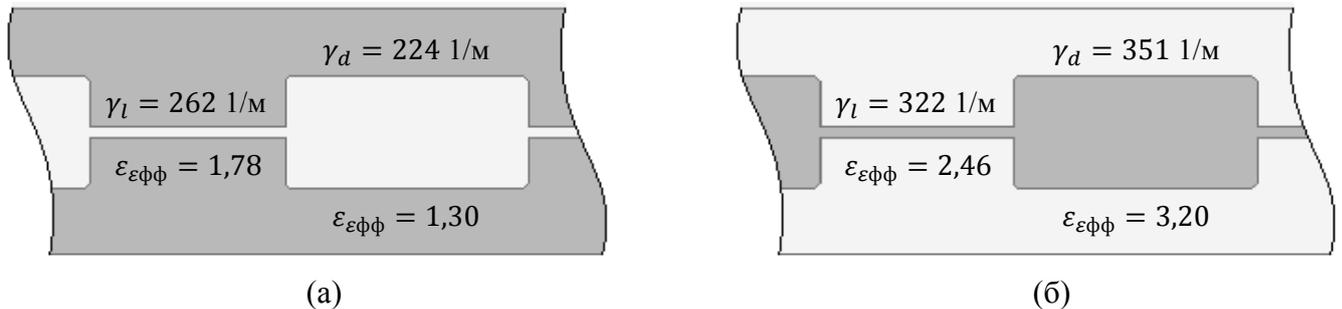


Рисунок 2.9 – Графическое пояснение к расчёту постоянной распространения предложенной щелевой структуры (а) и микрополосковой структуры (б)

Исходя из приведённого расчёта, применение щелевой топологии позволяет уменьшить  $\gamma_l$  в 1,18 раза и  $\gamma_d$  в 1,57 раза, что пропорционально снижает скорость изменения фазы коэффициента отражения и увеличивает резонансный размер излучателей, уменьшая их минимальное количество при заданной длине апертуры.

Второй фактор обусловлен полным исключением четвертьволновых КЗ микрополосковых линий для подрешёток Н-плоскости с целью компенсации противофазы волны тока между соседними излучателями, удобством последовательного возбуждения коллинеарных подрешёток двухмерного массива, ввиду отсутствия необходимости разводки микрополоскового делителя с последовательными Т-образными плечами или схемы Соммерсома [112]. Кроме того требование горизонтальной поляризации в азимутальной плоскости легко обеспечивается в общей конструкции при использовании лишь единственного микрополоска, возбуждающего одну из зеркальных половин МПАР с регулировкой амплитудного взвешивания.

Влияние указанных факторов на подход к реализации печатной структуры позволяет значительно упростить общий вид платы и уменьшить сложность её исполнения по причине отсутствия длинных сверхтонких линий шириной  $120 \div 150$  мкм, что снижает минимальный класс точности до четвёртого. Следует отметить ещё одно преимущество, заключающееся в достаточно плавной зависимости изменения электрических параметров антенны от значения  $\epsilon$  подложки в пределах  $\pm 7\%$ . Это связано с низким значением  $\epsilon_{\text{эфф}}$ , добиться которого удаётся именно в щелевых структурах за исключением подвешенных микрополосковых линий.

Последовательно-параллельное возбуждение рассматриваемой коллинеарной подрешётки с включением микрополоска, как указано на Рисунке 2.6, существенно уменьшает частотную зависимость углового положения максимума ДН. В случае исключительно последовательного питания луч бы отклонился на  $1,7^\circ$ , что составляет порядка 23% от номинальной его ширины. Это соответствует спаду усиления по нормали на  $-0,6$  дБ. Использование одной точки параллельного возбуждения обусловлено невысокой протяжённостью последовательной апертуры, следовательно, незначительным искажением формы и ширины основного луча в рабочей полосе частот за счёт встречного наклона фазовой плоскости зеркально расположенных половин общей апертуры подрешётки. Слабое затухание на коротком отрезке  $Nd/2$  является причиной очень высокого значения  $K_{\text{ин}}$ , который стремится к единице при почти равномерном амплитудном распределении, из-за чего не требуется дополнительных регулировочных точек питания. Кроме того отсутствует необходимость формирования сложного закона амплитудного распределения в соответствии с требованием на УБЛ в Н-плоскости из ТЗ Таблицы 2.1.

Синфазность возбуждения рассматриваемых последовательных щелевых элементов предложенной СВЧ структуры достигается правильным выбором параметров линии питания длиной  $L_l$  и щели длиной  $L_d$ . Должно выполняться следующее равенство при центральной частоте  $f_0$ :

$$\gamma_l L_l + \gamma_d L_d = \frac{\lambda_\varepsilon}{L_l + L_d} \quad (2.9)$$

Ориентация вектора напряжённости электрического поля оказывается одинакова, как показано на Рисунке 2.6. Таким образом, непосредственно линия передачи не излучает, в свою очередь питаемые ей антенные элементы находятся в фазе, формируя ДН, обозначаемую  $F(\theta)$ , вид которой демонстрирует Рисунок 2.10, 2.11.

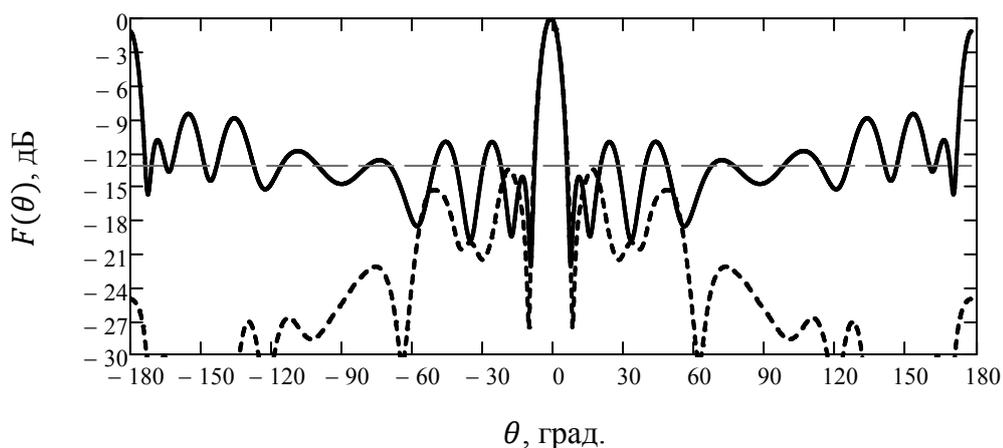


Рисунок 2.10 – Рассчитанная ДН линейной МПАР,  $f_0 = 9,35$  ГГц.

Н-плоскость без рефлектора (сплошная линия), с рефлектором (пунктирная линия)

Ширина ДН в Н-плоскости линейной МПАР составляет  $7,4 \div 7,5^\circ$ , что полностью удовлетворяет условию ТЗ. Особенностью ДН является слабо спадающие боковые лепестки вдали от максимума. Причиной тому являются разомкнутые участки крайних щелей, функционирующих в режиме холостого хода, излучение которых складывается с основным полем высокочастотных колебаний, увеличивая его значение на дальних угловых направлениях. Указанная форма ДН допустима ввиду прямого назначения антенного узла с использованием рассматриваемой подрешётки в радиосистемах обнаружения и слежения за движущимися целями, где преимущественно критическими антенными параметрами выступают ДН в Е-плоскости азимутального среза и КУ.

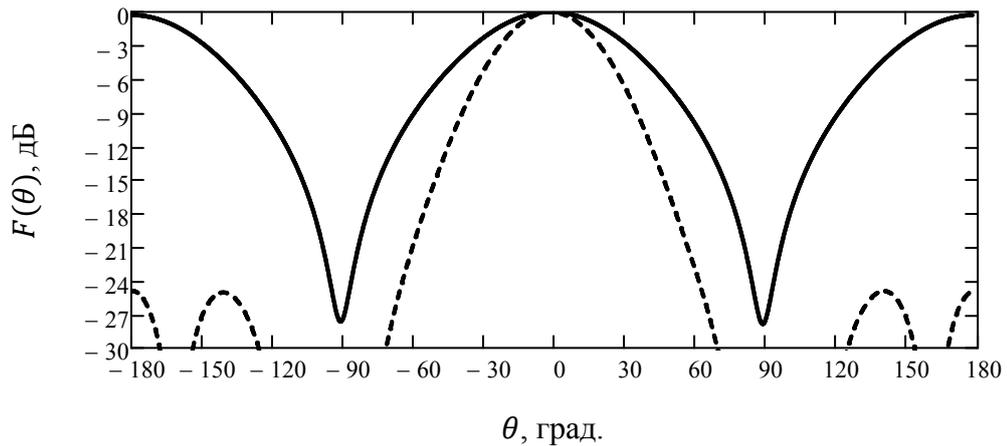


Рисунок 2.11 – Рассчитанная ДН линейной МПАР,  $f_0 = 9,35$  ГГц.

Е-плоскость; без рефлектора (сплошная линия), с рефлектором (пунктирная линия)

Как было определено ранее на сравнительном этапе рассмотрения направленных свойств щелевой и микрополосковой структуры Рисунка 2.7, максимум излучения направлен в обе полуплоскости, поэтому МПАР образует два основных луча. Установка рефлектора позволяет получить однонаправленное излучение, при этом ширина ДН в Е-плоскости уменьшается с  $70$  до  $45^\circ$ , что будет использовано при аналитическом способе оценки ДН двухмерной решётки.

Ввиду функционирования антенны в режиме стоячей волны при её апертуре последовательного возбуждения длиной около пяти элементов и общей протяжённости последовательно-параллельного включения порядка десяти элементов, коэффициент затухания имеет практически оптимальное значение, из-за чего поле излучения каждой щели почти одинаково. Наглядно данное утверждение доказывается численным расчётом амплитуды тангенциальной компоненты вектора напряжённости  $E_\tau$  вдоль антенны с рефлектором, представленной на Рисунке 2.12. Расчёт проведён для двух расстояний до апертуры: рядом с границей ближней зоны и в промежуточной зоне.

По факту рассмотренное свойство является положительным с точки зрения энергетического потенциала антенны, так как при малом КО по входу вся подводимая мощность, образуя равномерную стационарную картину стоячих

волн, максимально отбирается щелями, перераспределяясь в свободном пространстве и формируя ДН с увеличенным КУ.

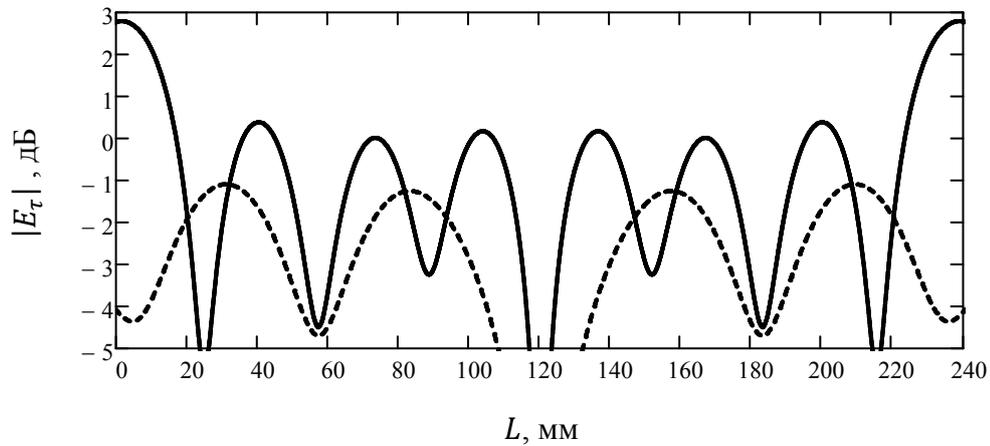


Рисунок 2.12 – Рассчитанное амплитудное распределение линейной МПАР. Н-плоскость; расстояние до апертуры  $6\lambda$  (сплошная линия) и  $15\lambda$  (пунктирная линия).

В общей сложности наблюдается восемь пучностей, несмотря на протяжённость апертуры в количестве десяти излучателей. Это объясняется укороченными крайними элементами, излучающими не строго по нормали, в режиме холостого хода, что является средством образования стоячей волны в соответствии со вторым характерным признаком АР.

### 2.3. Двухмерная антенная решётка

Двухмерная антенная решётка должна обеспечивать весь комплекс заданных характеристик антенного узла малогабаритной РЛС в соответствии с Таблицей 2.1. Для этого требуется решить две связанные задачи: выбор и обеспечение амплитудно-фазового распределения в Е-плоскости, формирование гибридной системы питания. Достижение диапазонных свойств, включающих в себя полосу согласования, частотную стабильность ширины и углового положения ДН, УБЛ и достижение энергетического потенциала, определённого диссипативными потерями и соответственно КПД, возможно в случае правильного выбора параметров гибридной системы питания и её технической реализации в условиях доступных технологий производства.

Последующий анализ двумерной излучающей структуры проводится при матричной записи амплитуд возбуждения её элементов  $A_{nm}$ , привязанных к прямоугольной сетке координат, оси которой соответствуют плоскости поляризации антенны  $E, H$  при шаге  $d_E, d_H$ , что иллюстрирует Рисунок 2.13.

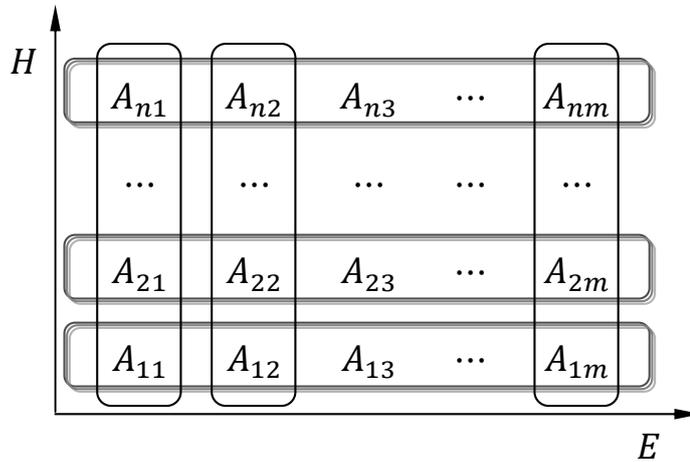


Рисунок 2.13 – Матричное отображение структуры двумерной МПАР

Интерпретация указанной структуры заключается в следующем: рассматриваемая двумерная МПАР состоит из набора  $M$  коллинеарных подрешёток размером  $Nd_H$ , включённых последовательно-параллельным способом [113] в соответствии с четвёртым характерным признаком рассматриваемой АР с гибридной системой питания. В силу того, что амплитудное распределение в  $H$ -плоскости имеет равномерный характер, как показано на Рисунке 2.12, то для анализа ДН двумерной решётки справедливо принять амплитуды  $A_{nm}$  одинаковыми при номере излучателя подрешётки  $n = 1, \dots, N$  и индексе  $m = const$ ,  $m \in [1, M]$ . Основываясь на данном утверждении и пунктов ТЗ из Таблицы 2.1 дальнейшие требования к амплитудно-фазовому распределению выдвигаются для  $E$ -плоскости, где формируется закон  $A_{nm}$  при  $m = 1, \dots, M$  и  $n = const, n \in [1, N]$ .

### 2.3.1. Требования к амплитудно-фазовому распределению

Использование любого амплитудного распределения, отличного от равномерного, всегда расширяет луч АР. Выбранный закон формирования

распределения и максимальный спад амплитуды излучения крайних элементов определяет коэффициент расширения луча и соответственно  $K_{\text{ип}}$  антенны [11]. Существует множество оконных функций, реализующих то или иное распределение в зависимости от требований на УБЛ и КНД при фиксированной апертуре [7]. Распространённым вопросом исследования в этой области является оптимизация вида амплитудного распределения при двух различных целевых функциях. Математическое решение сводится к применению методов вариационного исчисления, где целевой функцией является УБЛ при заданном максимальном значении КНД, или КНД при заданном минимальном значении УБЛ [114, 115]. Известно, что в последнем случае оптимальным распределением является Дольф-Чебышевская оконная функция вследствие того, что уровень всех боковых лепестков ДН находится на одном уровне первого бокового лепестка [116]. Разработаны различные алгоритмы нахождения коэффициентов указанного распределения в задачах синтеза ДН [117, 118], модификации классического распределения Дольф-Чебышева [119, 120] и «косинус на пьедестале» [121], позволяющие незначительно повысить КИП решёток.

В виду достаточно малого количества антенных элементов  $M \leq 30$  нецелесообразно применять амплитудные распределения сложного вида, так как любая ошибка реализации, которая влечёт отклонение в несколько десятых долей децибела от заданного взвешивающего окна, значительно ухудшает оптимизирующиеся параметры ДН. В случае рассматриваемой МПАР с гибридной системой питания каждый её излучатель не имеет непосредственного возбуждения от соответствующего независимого канала по определению с третьим и четвёртым характерным признаком, что не позволяет регулировать амплитуду излучения с точностью до 0,3-0,5 дБ.

Таким образом, с целью максимально эффективного использования выбранного амплитудного распределения при реализации в условиях характерных признаков АР длиной  $L$  и доступных современных технологий производства его огибающая должна повторять функцию  $\cos^2(x)$ , где область определения  $x \in [-L/2, L/2]$ .

Аналитическое представление непрерывного закона «косинус на пьедестале» имеет следующий вид [11]:

$$A = (1 - \Delta) + \Delta \cos^2 \left( \pi \frac{x}{L} \right), \quad (2.10)$$

где  $\Delta$  – параметр, определяющий максимальный спад амплитуды,  $(1 - \Delta)$  задаёт фактический «пьедестал» распределения.

Варьируя значение  $\Delta$  можно построить зависимость максимального УБЛ, отображённую ниже на Рисунке 2.14:

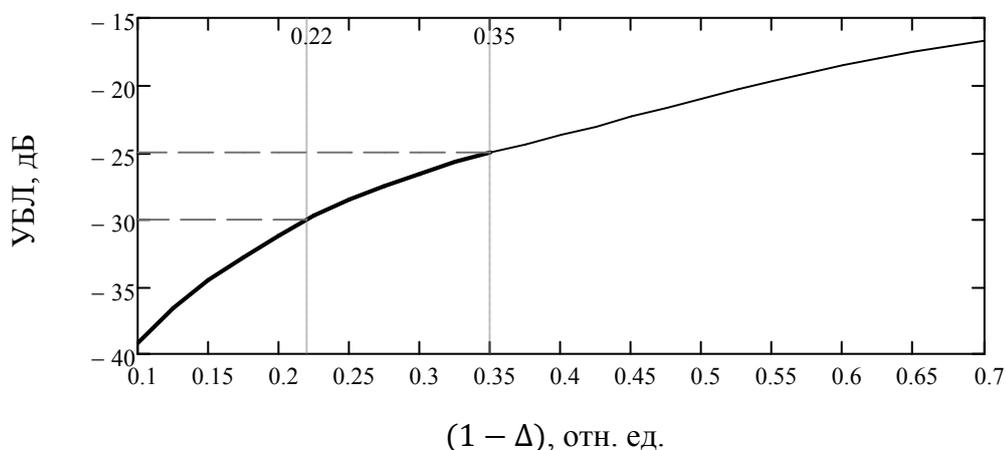


Рисунок 2.14 – Зависимость максимального УБЛ от высоты «пьедестала»  $(1 - \Delta)$

Интересующая область УБЛ находится в пределах  $\Delta = 0,22 \div 0,35$  по причине того, что график указывает теоретический предел достижения при заданном значении  $\Delta$ . В процессе проектирования следует обязательно предусмотреть неизбежное наличие погрешности исполнения амплитудного распределения и неидеально синфазного сложения мощности излучения всех участков апертуры, обеспечиваемых гибридной системой питания и рядом других факторов, таких как взаимодействие элементов, влияние конструктива, фактор ручной сборки составных узлов и деталей.

Решётка имеет конечный межэлементный шаг, поэтому формула непрерывного амплитудного распределения (2.10) преобразуется в дискретный вид  $A \rightarrow A_m$  заменой множителя  $\cos^2(\pi x/L)$  на  $\cos^2(\pi m d/L + \pi/2)$ , что графически представлено на Рисунке 2.15.

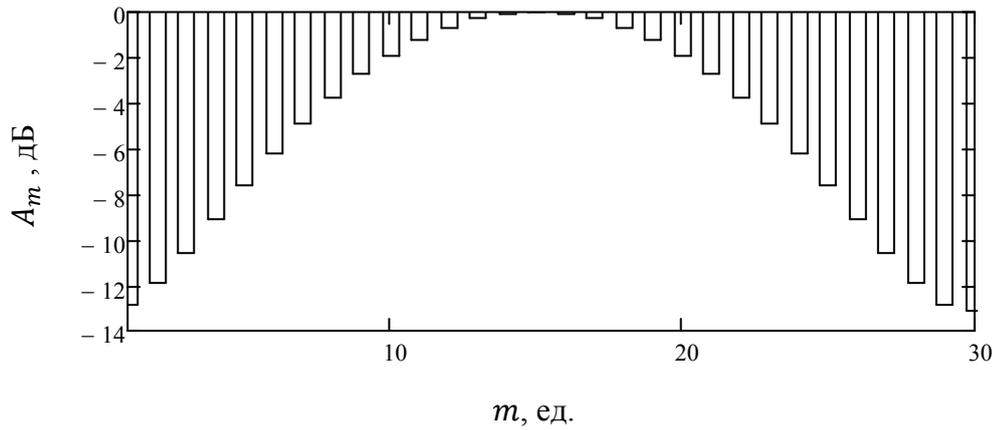


Рисунок 2.15 – Идеальное дискретное амплитудное распределение двухмерной МПАР.

Е-плоскость;  $\Delta = 0,78$  со спадом на краях  $-13,15$  дБ

Общая запись ДН любой решётки  $F(\theta, \varphi)$  соответствует формулам (2.11), (2.12); вторая из них выражает множитель решётки [122, С. 286] для эквидистантной сетки расположения её элементов, ДН которых описывается функцией  $f(\theta, \varphi)$ :

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \quad (2.11)$$

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \left| \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M A_{nm} e^{-i\{k \sin \theta [(n-1)d_H \cos \varphi + (m-1)d_E \sin \varphi] + \Delta \Phi_{nm}\}} \right|, \quad (2.12)$$

где  $k$  – волновое число свободного пространства,

$\theta, \varphi$  – углы сферической системы координат,

$\Delta \Phi_{nm}$  – дополнительный фазовый сдвиг между излучателями.

Как было отмечено, исследуемая МПАР формируется из  $M$  количества коллинеарных антенн, вытянутых в Н-плоскости, путём их размещения с шагом  $\lambda_E$  и последовательно-параллельным возбуждением. Фазовый сдвиг  $\Delta \Phi_m = 0$  ввиду отсутствия требования электрического сканирования в соответствии с Таблицей 2.1. ДН  $f(\theta, \varphi)$  определена ранее на этапе анализа направленных свойств линейной АР, при этом её ширина  $\Delta \theta_E = 45^\circ$ , что для обсуждения вопроса направленных свойств двухмерной структуры можно заменить аппроксимирующей функцией  $f(\theta) = \cos(\theta)^{4,5}$ .

Таким образом, ДН МПАР с шагом  $d_E = 20,4$  мм и амплитудным распределением при  $\Delta = 0,78$ ,  $\Delta = 0$  принимает вид как на Рисунке 2.16.

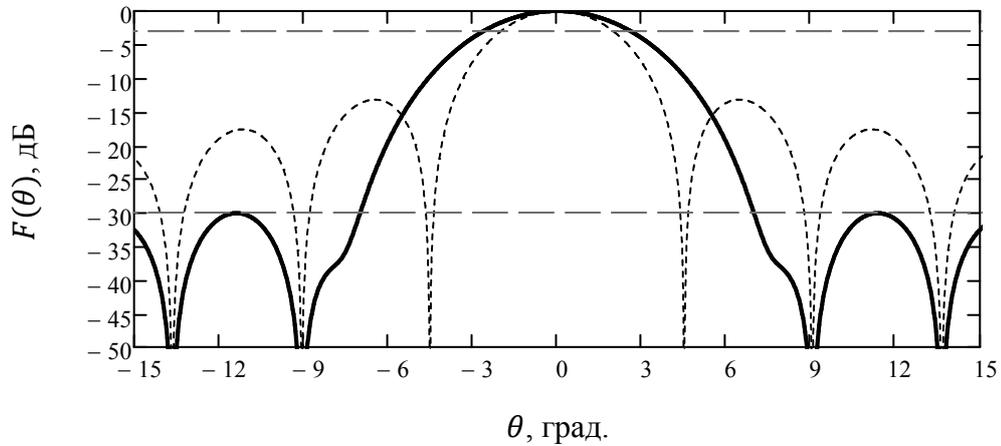


Рисунок 2.16 – Аналитически рассчитанная ДН двухмерной МПАР при  $M = 20$ ,  $f_0 = 9,35$  ГГц. Е-плоскость;  $f(\theta) = 1$ ,  $\Delta = 0,78$  (сплошная линия),  $\Delta = 0$  (пунктирная линия)

Стоит отметить, что значение  $M$ , определённое ранее без учёта взвешивающего окна, недостаточно для удовлетворения требования ширины луча, поэтому при обязательном условии сохранения шага решётки необходимо удлинить апертуру путём увеличения количества подрешёток  $M = 20 \rightarrow 30$ , как показано на Рисунке 2.17. Коэффициент расширения луча составляет 1,31 при значении первого бокового лепестка  $-30$  дБ, что предоставляет технологический запас на практическую реализацию УБЛ не хуже  $-25$  дБ.

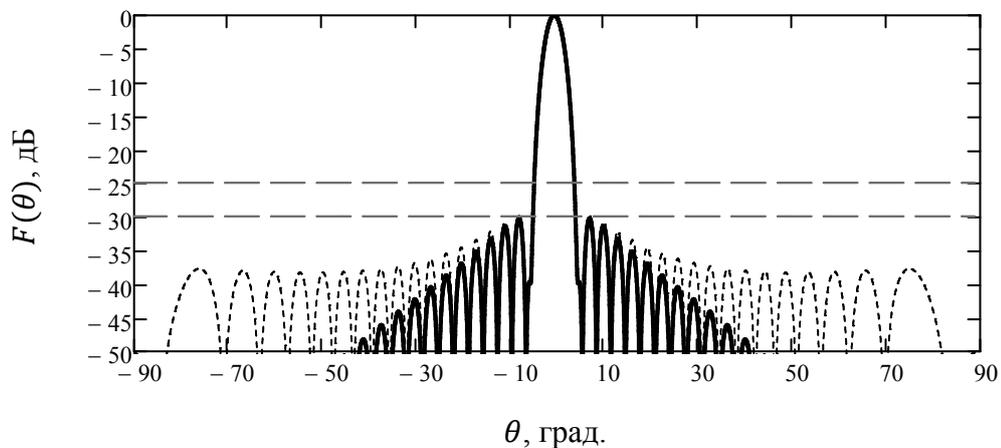


Рисунок 2.17 – Аналитически рассчитанная ДН двухмерной МПАР при  $M = 30$ ,  $f_0 = 9,35$  ГГц. Е-плоскость;  $\Delta = 0,78$ ,  $f(\theta) = \cos(\theta)^{4,5}$  (сплошная линия),  $f(\theta) = 1$  (пунктирная линия)

Диапазонные свойства решётки, связанные с частотной стабильностью углового положения луча без появления провалов в его центре по направлению нормали к апертуре, определяются количеством последовательно питаемых элементов  $N_{\text{пп}}$  в последовательно-параллельной схеме [113]. Данное утверждение выражается следующими неравенствами в общей форме записи:

$$|\theta_{0f}| < \Delta\theta_{\text{пп}}/2 \quad (2.13)$$

$$\left| \sin\left(\frac{\gamma - 2\pi d}{k}\right) \right| < \frac{51}{2} \frac{\lambda}{N_{\text{пп}}d} d\theta, \quad (2.14)$$

где  $\theta_{0f}$  – направление луча апертуры последовательного питания при изменении частоты,

$\Delta\theta_{\text{пп}}$  – ширина луча апертуры последовательного питания на центральной частоте,

$d\theta$  – коэффициент расширения луча при введении определённого амплитудного взвешивания.

Графическая интерпретация указанного критерия в рассматриваемом варианте МПАР выглядит в соответствии с Рисунком 2.18, построенного при двух значениях последовательного числа элементов  $N_{\text{пп1}}$ ,  $N_{\text{пп2}}$ .

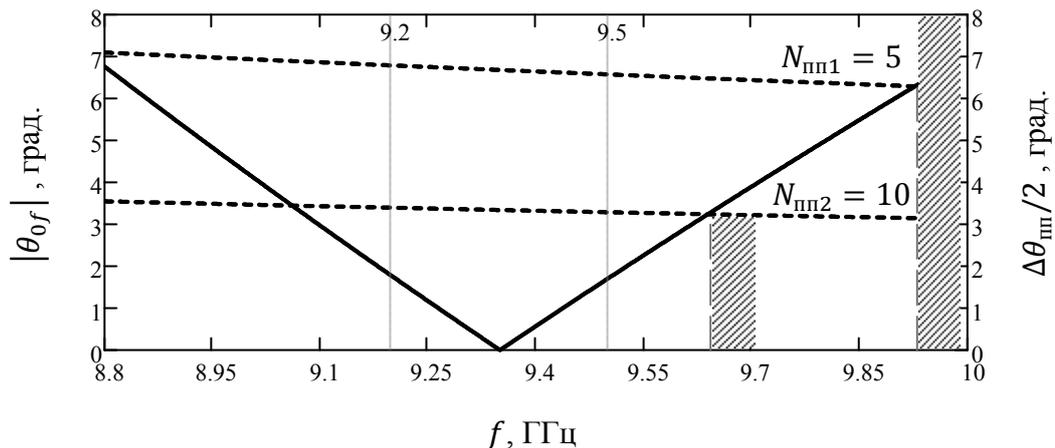


Рисунок 2.18 – Графическое решение выбора длины последовательной апертуры.  
(сплошная линия – направление максимума ДН, пунктирная линия – полуширина ДН)

При  $N_{\text{пп}} = 10$  происходит смещение границы критической зоны вплотную к рабочему диапазону МПАР, поэтому выбор такого значения не допустим ввиду изменения формы основного луча, и как следствие, заметного снижения КНД. Наглядным примером служат две построенные на Рисунке 2.19 ДН для одинаковой длины общей апертуры, но разного количества последовательных элементов. В одном случае она содержит четыре параллельных участка, каждый из которых имеет  $N_{\text{пп}} = 5$ , в другом случае два параллельных участка, каждый из которых имеет  $N_{\text{пп}} = 10$ . Частотная расстройка составляет 200 МГц, таким образом, частотная точка анализа располагается вблизи границы критической зоны.

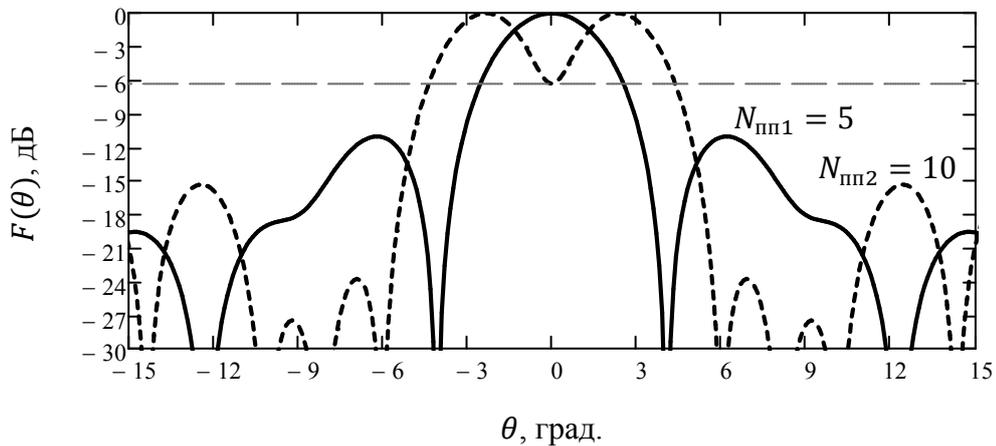


Рисунок 2.19 – Аналитически рассчитанная ДН при разном соотношении последовательных и параллельных участков общей апертуры МПАР. Частотная расстройка 2,1%,  $f = 9,55$  ГГц

Оценка значения КНД, выраженного в децибелах, может быть проведена в соответствии с формулой, полученной по методу Крауса [123, С. 188], числитель которой определён пониженным коэффициентом, вследствие использования вышеуказанного амплитудного распределения:

$$D = 10 \log \left( \frac{32000}{\Delta\theta_E \Delta\theta_H} \right) = [\Delta\theta_E = 3,6; \Delta\theta_H = 7,5] \cong 30,7 \text{ дБ} \quad (2.15)$$

На основе проведённых теоретических расчётов составлена обобщённая таблица 2.3 ожидаемых геометрических размеров МПАР и соответствующих направленных характеристик.

Таблица 2.3 – Расчётные значения ожидаемых геометрических и электрических параметров МПАР

Плоскость поляризации	Параметр МПАР						
	Геометрический			Электрический			
	Длина апертуры, мм	Шаг решётки, мм	Количество элементов	Ширина ДН, град.	УБЛ, дБ	КНД, дБ	КО, дБ
Е-плоскость	612,0	20,4	30	3,6-3,8	-30	30,7	$\leq -15$
Н-плоскость	245,0	24,5	10	7,0-7,5	-12		

### 2.3.2. Топология

Печатная топология МПАР расположена на подложке Ro4003 толщиной 0,813 мм над рефлектором при расстоянии 4,6 мм. Общий вид представлен на Рисунке 2.20, верхний и нижний слои показаны одновременно с контуром волноводной системы параллельного деления.

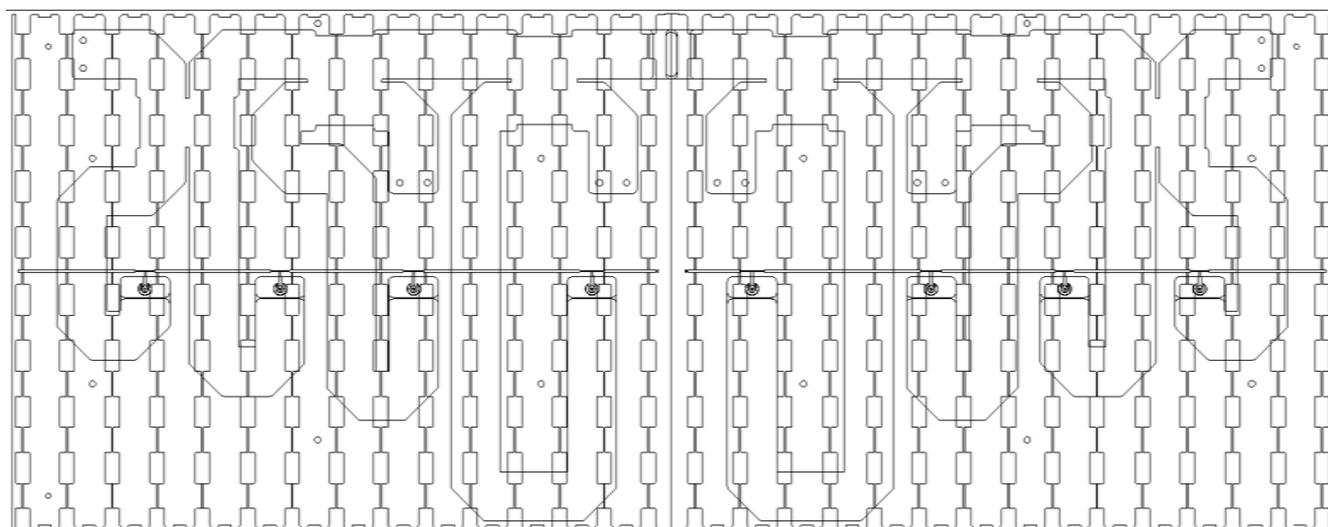


Рисунок 2.20 – Вид печатной топологии двумерной МПАР

Верхний слой содержит только два несимметричных микрополоска волновым сопротивлением 65 Ом, каждый из которых является линией возбуждения одной из подрешёток стоячей волны в соответствии со вторым

характерным признаком. Каждая подрешётка состоит из 15 коллинеарных антенн длиной 10 элементов в соответствии с третьим характерным признаком. Нижний слой платы содержит указанные коллинеарные антенны с излучателями магнитного типа и аналогичной щелевой линией возбуждения волновым сопротивлением 140 Ом, являющихся частью общей гибридной системы питания, при этом их пространственная ориентация вертикальна для обеспечения горизонтальной линейной поляризации.

Микрополосковая линейная система возбуждения включает в себя четыре точки питания для каждой из двух зеркальных подрешёток МПАР, в соответствии с четвёртым характерным признаком, что поясняется Рисунком 2.21, при этом подрешётки объединены параллельной неравновесной волноводной системой в соответствии с пятым характерным признаком.

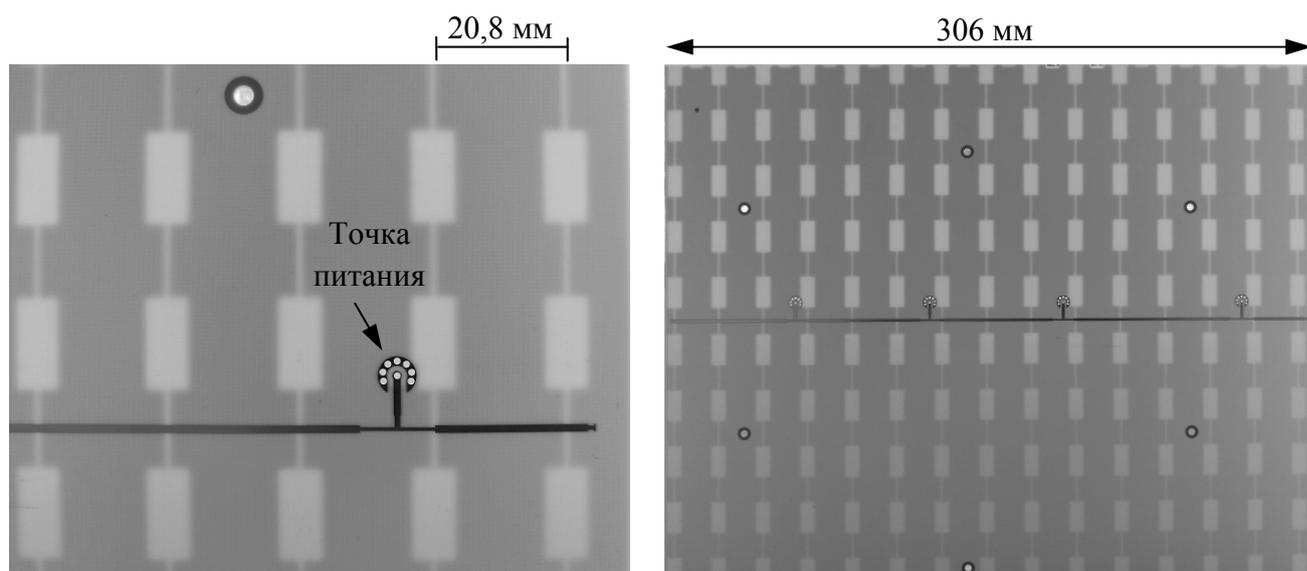


Рисунок 2.21 – Изображение печатной платы подрешётки двухмерной МПАР, состоящей из щелевой коллинеарной структуры, возбуждаемой последовательно-параллельным способом

Каждая точка питания имеет заданный вес возбуждения для реализации дискретного амплитудного распределения в  $E$ -плоскости, которое отображено на Рисунке 2.15. Сопоставимое ему непрерывное распределение поля  $E_z$ , полученное при численном расчёте на центральной частоте, и теоретически идеальное построено ниже на сравнительном графике Рисунка 2.22.

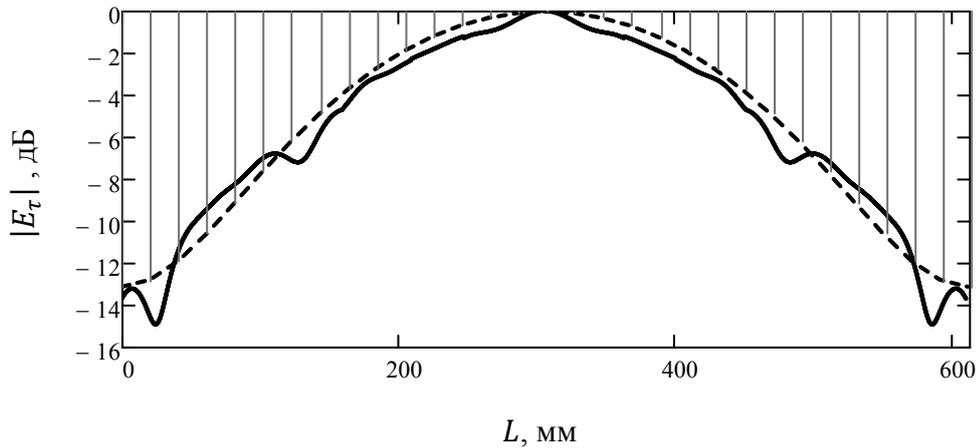


Рисунок 2.22 – Амплитудное распределение в Е-плоскости, полученное моделированием на расстоянии до апертуры  $6\lambda$  (сплошная линия), и теоретически идеальное (пунктирная линия)

Фазовое распределение поля  $arg(E_\tau)$ , аналогично полученное при моделировании, изображено на Рисунке 2.23. Всплески характеристики в начале и конце апертуры связаны с конечной величиной её размеров и наличием краевых эффектов, что является неизбежным артефактом при построении любых АР.

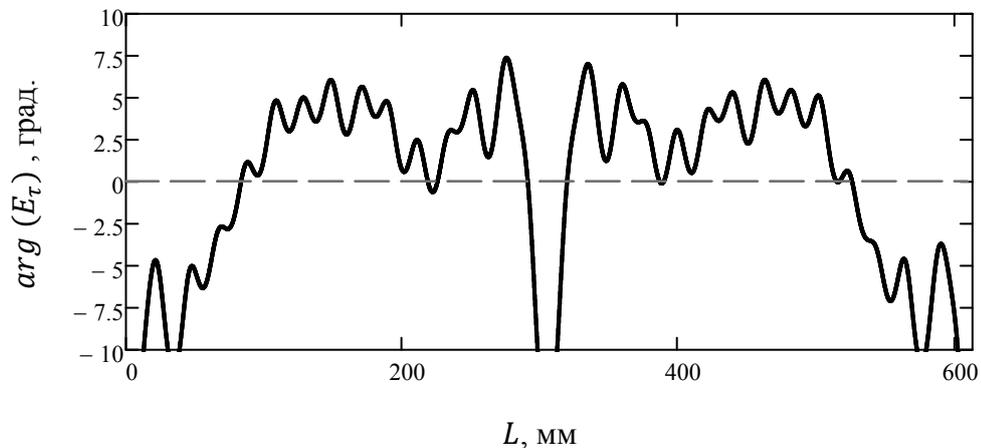


Рисунок 2.23 – Фазовое распределение в Е-плоскости, полученное моделированием на расстоянии до апертуры  $6\lambda$

При данном амплитудно-фазовом распределении формируется ДН, удовлетворяющая требованиям ТЗ из Таблицы 2.1

Закон амплитудного распределения дополнительно задаётся выбором величины разноса точек питания с шагом, кратным  $\lambda_\varepsilon$ , включённых в общий микрополосок. Это позволяет максимально точно добиться требуемого УБЛ,

так как указанная регулировка обеспечивает закон поля излучения с точностью не хуже 1,0 дБ над каждым из 15 элементов подрешётки МПАР, хотя напрямую неравновесное деление осуществляется для четырёх точек. Стоит отметить, что максимальный шаг разноса не должен превышать значение  $5d$ , найденное из Рисунков 2.18, 2.19 ввиду обязательного выполнения рассмотренного ранее условия из формул (2.13), (2.14), налагаемого ограничение на длину последовательной апертуры, определяющей частотную стабильность ДН.

Выполнение требования синфазности последовательных апертур друг относительно друга при их параллельном возбуждении задаётся следующим равенством при центральной частоте  $f_0$ :

$$\gamma_{l1}L_{l1} - \gamma_{l2}L_{l2} = \frac{1}{2} \frac{\lambda_\epsilon}{(L_{l1} + L_{l2})} \quad (2.16)$$

Формула (2.16) напоминает условие синфазности последовательного питания из соотношения (2.9), но с отличительной особенностью, которая связана с противоположной ориентацией векторов  $\vec{E}_1, \vec{E}_2$ , относительно соответствующей точки питания из восьми, как показано на поясняющем Рисунке 2.24 фрагмента двухмерной МПАР.

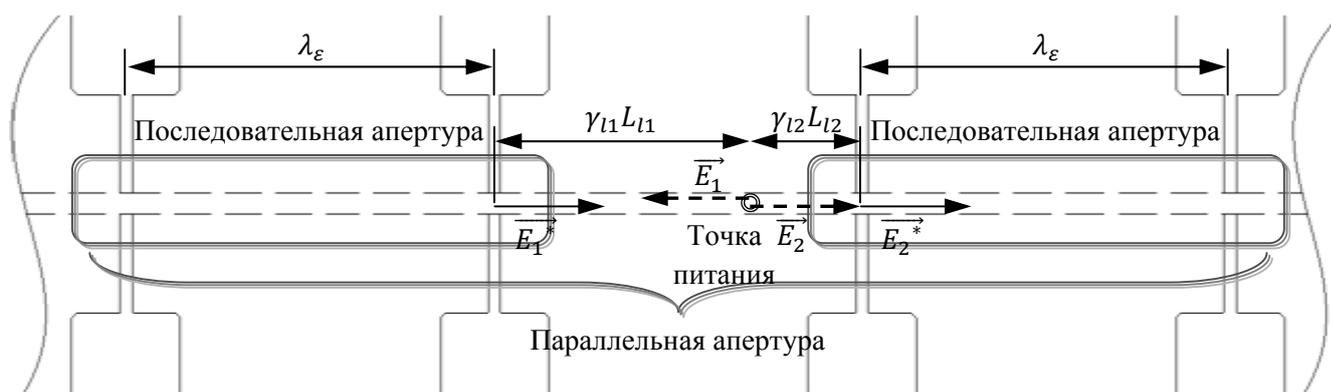


Рисунок 2.24 – Графическое пояснение условия синфазного параллельного возбуждения последовательных апертур

Обеспечивая дополнительный набег фазы, равный  $180^\circ$ , ориентация векторов  $\vec{E}_1^*, \vec{E}_2^*$  оказывается одинакова, но с короткой временной задержкой

$\tau(f) = \lambda_\varepsilon / 2v_\phi$ . Таким образом, все последовательно-параллельные участки МПАР находятся в фазе, формируя ДН, обозначенную  $F(\theta)$ , вид которой демонстрирует Рисунок 2.25. Ширина численно рассчитанной ДН обозначена  $\Delta\theta_{Eч}$ , аналитически рассчитанной –  $\Delta\theta_{Ea}$ .

Согласование МПАР показано на Рисунке 2.26 в виде КО пары четырёх параллельных точек питания  $R_m(f)$  двух зеркальных подрешёток, объединение которых неравновесной волноводной системой деления формирует антенное устройство с гибридной системой питания.

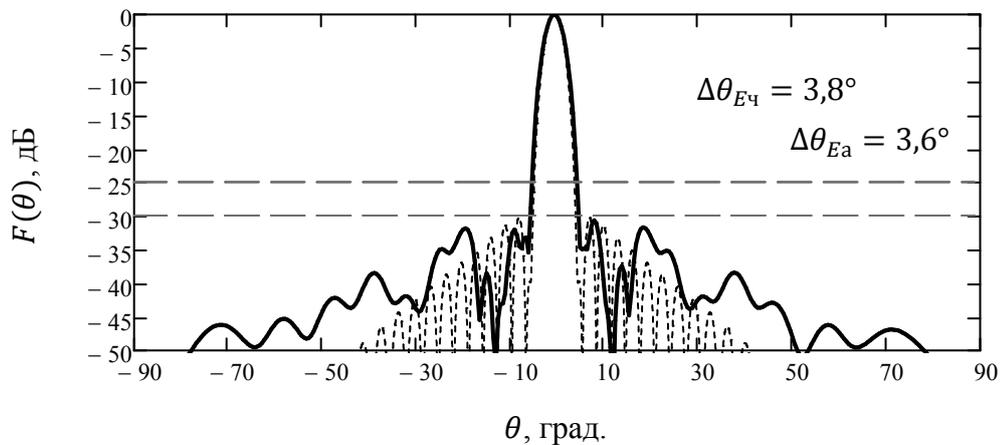


Рисунок 2.25 – Рассчитанная ДН двухмерной МПАР,  $f_0 = 9,35$  ГГц.

E-плоскость; моделирование (сплошная линия), аналитический расчёт (пунктирная линия)

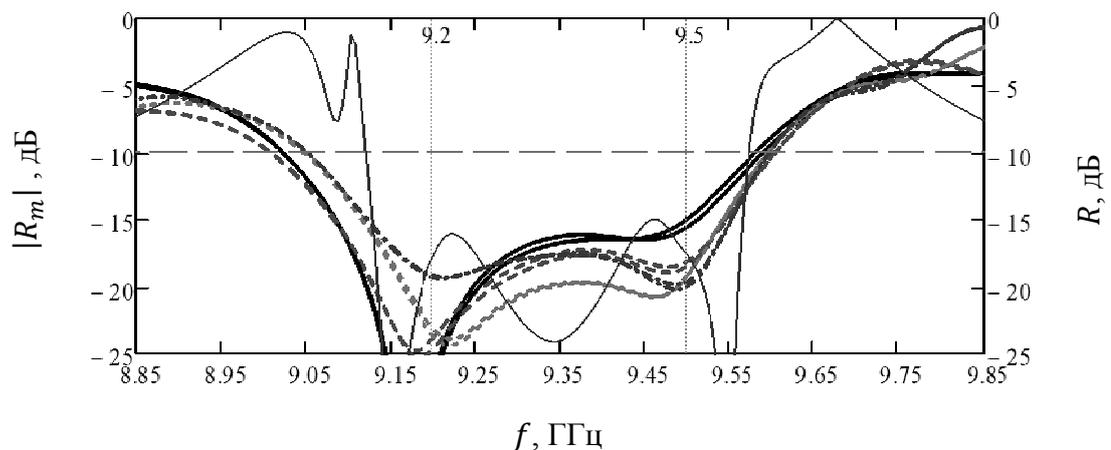


Рисунок 2.26 – Рассчитанный коэффициент отражения двухмерной МПАР.

Моделирование (жирные линии), аналитический расчёт (тонкая линия)

Построенный график ДН соответствует упрощённой 3D модели без учёта деталей крепления печатной платы над рефлектором, а также радиопрозрачного укрытия (РПУ) и его конструкции. Далее все указанные опущения будут заменены на реальные конструктивные узлы со своими электрическими параметрами материалов, оказывающих воздействие на направленные характеристики антенны.

Видно, что значение КО в рабочей полосе частот составляет порядка  $-17$  дБ. В процессе ручной оптимизации параметров гибридной системы питания, где входные линии двумерной МПАР реализованы волноводно-коаксиально-микророскоковыми переходами, КО по общему входу можно настроить до лучшего значения.

### 2.3.3. Особенности технической реализации в условиях современных технологий

В общей сложности имеется три существенных особенности реализации двумерной МПАР.

- Осуществление точек питания решётки в виде трёхступенчатого СВЧ перехода «волновод-коаксиал-микроросковок».

Топология печатной платы, отвечающая за последовательно-параллельное возбуждение из восьми точек, определяется коаксиально-микророскоковой частью. Общий вид такого перехода изображён на Рисунке 2.27.

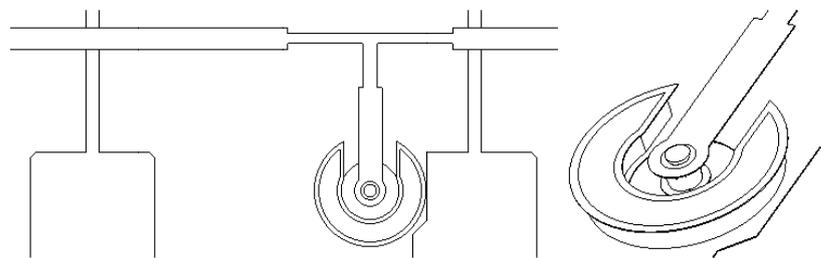


Рисунок 2.27 – Вид коаксиально-микророскокового перехода двумерной МПАР

В связи с тем, что указанный переход является частью системы переноса мощности из волновода, то соединение нижнего и верхнего слоя платы

осуществляется проводником переменного сечения, являющегося продолжением волноводного зонда. Указанный проводник соединяется через сквозное отверстие с микрополоском точечной пайкой, при этом использованы ёмкостные диафрагмы в виде металлизированного пояска и диэлектрического кольца, компенсирующие индуктивный характер перехода. Вокруг формируется ряд металлизированных отверстий, образующих закрытый канал относительно внутреннего пространства подложки с целью направленной передачи СВЧ энергии без её объёмного рассеяния и исключения возможности зарождения паразитных волн, отбирающих мощность основного колебания. Отверстия также участвуют в гальваническом соединении с металлическими крепёжными стойками – через них осуществляется пайка платы по «земле».

Переход параллельно включается в основную линию возбуждения Т-образным делителем. Использование неравновесного делителя позволяет дополнительно регулировать наклон амплитуды между параллельными точками питания одной двумерной подрешётки. Излучающая щель смежная с переходом имеет небольшое искривление своей формы ввиду его геометрического расположения и размера. Указанное локальное изменение периодической структуры не влияет на электрические параметры антенны в целом.

Ввиду взаимного влияния излучателей друг на друга при неравнозначных условиях окружения, как в любой решётке, каждая точка питания имеет различное комплексное входное сопротивление. Это обусловлено появлением добавочной части наведённого сопротивления перераспределением поля ближней зоны для выполнения граничных условий. Данный факт учитывается в процессе проектирования гибридной системы питания. Все СВЧ переходы одной двумерной подрешётки настроены индивидуально при одновременном контроле коэффициента отражения каждого из них, так как изменение параметров одного вызывает изменение параметров остальных.

- Разделение апертуры антенны на две отдельные печатные платы.

Общий размер апертуры составляет  $613,7 \times 242,2$  мм. Диэлектрические листы подложки, выпускаемые заводом-изготовителем, имеют стандартный

размерный ряд, среди них существуют заготовки  $609,6 \times 914,4$  мм. В России такая величина является специфической, и приобретение сводится к длительным временным срокам, обычно сопровождающееся условием крупной партии – количеством в тысячи единиц. Основная сложность заключается в ограничении максимальных размеров печатных плат на их производстве, что обусловлено габаритами вспомогательных технологических ёмкостей, обрабатывающих станков, точностью трафарета и механическими свойствами самой платы. Толщина подложки, равная около 1 мм, при необходимом габарите обладает слабой жёсткостью и выгибается в различных направлениях с разной степенью, что категорически исключает её использование. По этим причинам печатная апертура двухмерной МПАР предметно разбивается на два отдельных сегмента вдвое меньшей длины, каждый из которых содержит подрешётку стоячей волны с четырьмя точками питания.

Неизбежное появление зазора между зеркальными половинами плат при их стыке приводит к негативным последствиям в отношении направленных свойств решётки в диапазоне частот. В большей степени ухудшается УБЛ в Е-плоскости и КНД. Ввиду того, что платы имеют металлизацию нижнего слоя, происходит возбуждение щели длиной во весь поперечный размер плат протяжённостью порядка  $7,5\lambda$ . Вторичное поле излучения нарушает амплитудно-фазовое распределение в центральной области решётки, внося резкие скачки.

Наличие зазора, обуславливается двумя факторами. Первый фактор – неточность позиционирования плат относительно оси, лежащей в Н-плоскости симметрии антенны, второй – допуск на габаритный размер плат  $\pm 0,2$  мм. Последний фактор наиболее критичен, так как не поддаётся воздействию с целью уменьшения его влияния. Метод совмещения торцов плат, путём их перемещения навстречу друг другу до касания, не допустим к применению ввиду того, что в этом случае изменяется положение отверстий СВЧ переходов, относительно волноводных зондов при том, что все изготовлены и располагаются с некоторым допуском на отдельных деталях. Таким образом, конструкция становится несобираемой, тем более это полностью не избавляет от зазора. Решение

проблемы состоит в использовании металлической пластины определённой толщины и ширины, устанавливаемой под платами на четырёх крепёжных стойках, что полностью перекрывает зазор при правильном выборе соответствующих допусков. Иллюстрация этого представлена на Рисунке 2.28.

Перегораживающая пластина искажает картину поля, первоначально настроенную в процессе проектирования, поэтому в конструкцию введены две дополнительные канавки, прорезанные в пластине рефлектора. Располагаясь в центральной области существенного влияния, они восстанавливают прежнее состояние амплитудно-фазового распределения и, соответственно, направленные свойства решётки.



Рисунок 2.28 – Вид конструкции, перегораживающей зазор между платами двумерной МПАР

График зависимости максимального УБЛ от параметра  $\Delta$  ширины зазора между торцами плат двумерных подрешёток  $w_s$  при отсутствии перегораживающей пластины, а также вертикального зазора  $z_s$  между платами и пластиной при её наличии показан на Рисунке 2.29.

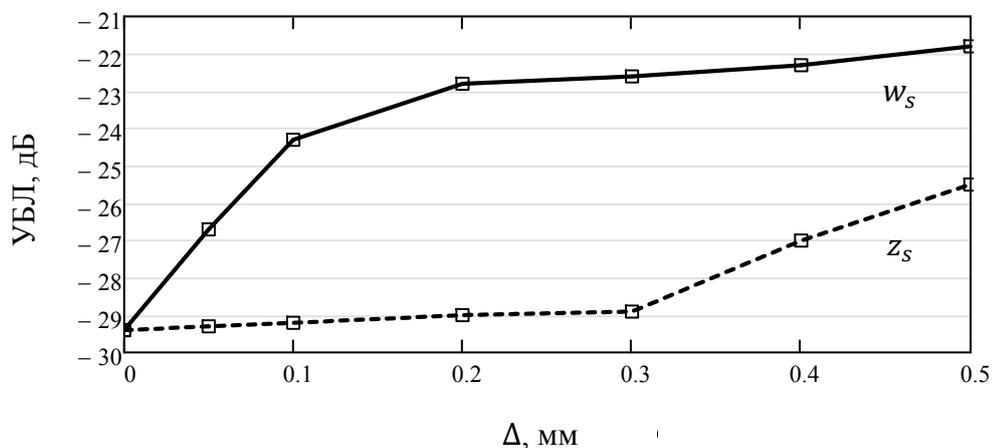


Рисунок 2.29 – Зависимость рассчитанного УБЛ в Е-плоскости от точности установки плат двумерной МПАР (сплошная линия) и перегораживающей пластины (пунктирная линия)

Как видно применение специальных мер перекрытия паразитной щели при реализации решётки является необходимым условием для удовлетворения требованию ТЗ из Таблицы 2.1 в отношении УБЛ.

- Выбор расположения коаксиальной части СВЧ переходов и крепежа плат.

Неверно выбранное расстояние  $dx$  от продольной оси антенны до коаксиальной части СВЧ переходов ухудшает общее значение УБЛ на  $10 \div 15$  дБ. Использование крепежа в виде металлических стоек диаметром 5,5 мм под винт М2,5 оказывает воздействие на УБЛ, расположенных вдалеке от максимума ДН на уровне порядка  $\leq -30$  дБ. Поэтому требуется обязательная оптимизация геометрического расположения конструктивных элементов. Примером служат несколько ДН на Рисунке 2.30.

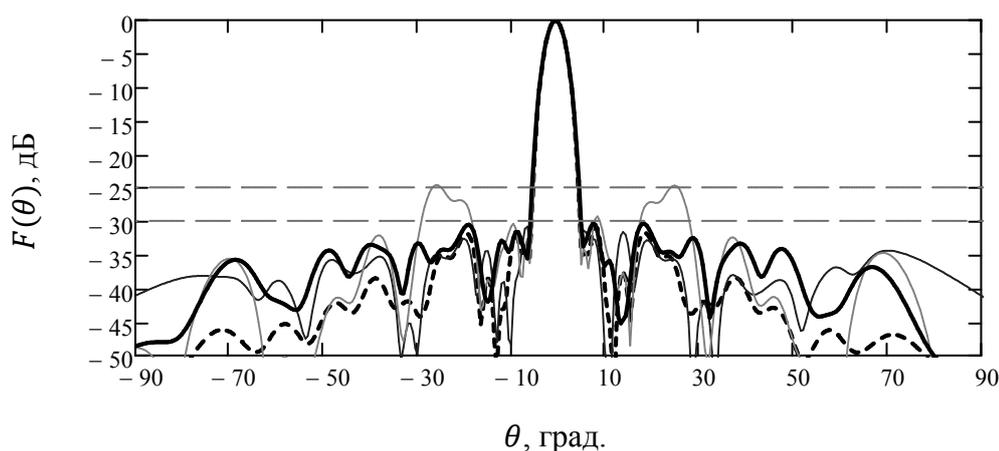


Рисунок 2.30 – Рассчитанная ДН в зависимости от расположения конструктивных элементов.

Е-плоскость; правильно настроенная ДН (жирная сплошная линия), идеальная ДН (жирная пунктирная линия), неправильное расположение коаксиальной части СВЧ переходов (тонкая светлая линия), неправильное расположение крепежных стоек (тонкая темная линия)

Правильно подобранное значение  $dx$  позволяет без потерь качества параметров ДН использовать металлические конструктивные элементы МПАР.

## 2.4. Заключение

Диапазонные свойства любой антенны включают в себя все электрические характеристики, которые должны иметь стабильное, мало изменяющееся

значение в максимально возможной полосе частот. Таким образом, в зависимости от области применения набор существенных параметров включает в себя лишь наиболее важные, достижение которых является первоочерёдной задачей при проектировании определённой антенной системы. Основной целью данной главы стало исследование связи стабильности формы ДН и уровня согласования при изменяющейся длине волны в рамках принятых характерных признаков АР и переходе от возбуждения волной электрического тока к возбуждению волной эквивалентного магнитного тока излучающей структуры.

Критерий выбора максимально допустимого числа последовательно включённых элементов общей последовательно-параллельной апертуры, заданный формулами (2.13), (2.14), основан на природной закономерности электромагнитных волн наклонять свой фазовый фронт от дискретно расположенных источников при изменении частоты. Соотношение угла наклона, прямо связанное с направлением максимума ДН, и её полуширины, зависящей от электрической длины апертуры, позволяет производить оценку максимально допустимой расстройки частоты, при которой не происходит раздвоение луча. В случае контроля не только формы основного луча, но и УБЛ с ближайших направлений стоит отступить от критической границы дополнительно на 5%. Как показала теоретическая оценка в случае рассматриваемой двухмерной МПАР, максимальное количество последовательных элементов необходимо ограничить значением  $\leq 5$  единиц. В связи с этим все имеющиеся в излучающей структуре последовательные участки соответствуют данному условию, достоверность которого подтвердилась расчётами, проведёнными численным электродинамическим методом конечных разностей.

В соответствии с формулой (1.6) наличие подложки усиливает свойство последовательной апертуры в  $\sqrt{\epsilon}$  раз изменять направление максимума ДН при изменении частоты. Данный фактор ухудшает эффективность применения последовательно-параллельной схемы возбуждения с целью стабилизации формы ДН. В соответствии с первым характерным признаком АР использование печатной технологии формирования излучающей структуры является

обязательным требованием гибридной системы питания. Следует вывод, что единственным способом повышения эффективности последовательно-параллельной схемы возбуждения при фиксированной длине последовательной апертуры является уменьшение значения  $\varepsilon_{\text{эфф}}$ . Данного эффекта можно достичь путём замены электрического типа излучателя и направляющей линии магнитным аналогом в виде щелевой периодической структуры, изображённой на Рисунке 2.6. Коэффициент замедления волны в среднем уменьшается в  $1,2 \div 1,3$  раза. Ровно во столько раз уменьшается значение отклонения луча на рассматриваемой частоте, следовательно, отодвигается критическая граница, оценка которой производится по графику, отображённому на Рисунке 2.18.

В целом введение в общую апертуру решётки областей последовательного возбуждения элементов по коллинеарному принципу имеет ряд достоинств и недостатков. Главное преимущество относительно параллельной схемы состоит в снижении протяжённости линий питания, и как следствие, уровня диссипативных потерь, а также в компактности конструкции и удобстве формирования не только одномерных, но и двумерных массивов. В определённых случаях такое решение может быть единственным, например, когда отсутствует достаточное пространство для разводки системы деления.

Неизбежно ухудшение диапазонных свойств по заданному уровню максимальной амплитуды КО при наращивании последовательной апертуры путём увеличения количества элементов. Особо важную роль играет не просто электрическая длина апертуры, влияющая на скорость изменения фазы КО, а именно число элементов, участвующих в формировании ДН, что наиболее сильно сказывается в решётках с высоким значением коэффициента использования поверхности  $K_{\text{ип}}$  при достижении оптимального или близкого к оптимальному коэффициента затухания  $\alpha_d$ . Применение предложенной щелевой структуры, снижает минимально необходимое количество излучателей ввиду уменьшения постоянной распространения. Это приводит к увеличению геометрического шага решётки и резонансного размера излучателя, что в общей сложности уменьшает число  $N$  элементов при фиксированной длине апертуры  $Nd = \text{const}$ . В результате

щелевая коллинеарная антенна имеет примерно на 20% меньшее количество элементов по сравнению с обычным микрополосковым вариантом, что расширяет диапазонные свойства двухмерной АР, построенной на её основе. Следует отметить, что параллельное возбуждение настроенных последовательных апертур практически не влияет на итоговую частотную характеристику КО ввиду того, что их суммарная мощность обратной волны распределена в некоторой пропорции, заданной распределительной системой питания, относительно мощности общего входа. При этом большему влиянию подвержено значение активной составляющей полного входного сопротивления, что определяет требуемое волновое сопротивление входной линии возбуждения и техническую реализацию СВЧ переходов к конкретному типу разъёма или иного радиотракта.

Все перечисленные утверждения согласно приведённой доказательной базе являются аргументом, обосновывающим состоятельность *первого научного положения*, утверждающего о преимуществах перехода от стандартного способа возбуждения элементов АР линией с волной электрического тока к новому способу возбуждения линией с волной эквивалентного магнитного тока:

*Использование коллинеарных щелевых излучающих структур позволяет упростить систему питания, уменьшить диссипативные потери, а также на величину до 3 дБ увеличить коэффициент усиления двухмерных антенных решёток в сравнении с микрополосковыми структурами.*

При этом главный тезис в отношении научной новизны можно сформулировать следующим образом:

Переход от линейной микрополосковой излучающей структуры к коллинеарной щелевой излучающей структуре позволяет дополнительно увеличить коэффициент усиления такой системы до 3 дБ.

### **3. НЕРАВНОВЕСНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ**

#### **3.1. Введение**

Настоящая глава содержит решение задачи разработки неравновесной системы деления, которое обеспечивает правильное возбуждение антенны и повышение энергетического потенциала широкополосных АР с гибридной системой питания.

В соответствии с пятым характерным признаком распределительная система деления мощности параллельных апертур АР, задающая амплитудные веса возбуждения, реализуется волноводным исполнением. Известно, что волноводные линии являются одними из самых высокодобротных СВЧ структур [124], поэтому обладают низким уровнем диссипативных потерь, что является неоспоримо ценным свойством в вопросах достижения максимально увеличенного КПД.

Неравновесное волноводное деление может быть выполнено различными способами в зависимости от рабочей полосы, отношения амплитуд волн напряжения с выхода соседних плеч, условия наличия развязки и т.п. Таким образом, глава раскроет суть выбора и важные особенности реализации с представлением измеренных данных.

#### **3.2. Выбор и обоснование реализации способа волноводного деления**

Теоретически существует два общих подхода к реализации волноводного деления. Первый – это Т-соединение, называемое тройником, которое может быть построено в Е или Н-плоскости, определяющие максимальные габаритные размеры; второй – соединение с направленной связью, уровень которой регулируется через широкую или узкую стенку волновода с использованием

разного вида и количества диафрагм, влияющих на экстремальные значения уровня переходного ослабления и диапазонные свойства [124].

Веса всех восьми точек питания планарной МПАР должны формировать заданный ряд нормированных КП для удовлетворения вида амплитудного распределения, показанного на Рисунке 2.21. Структурная схема соответствующего деления в децибелах находится ниже на Рисунке 3.1.

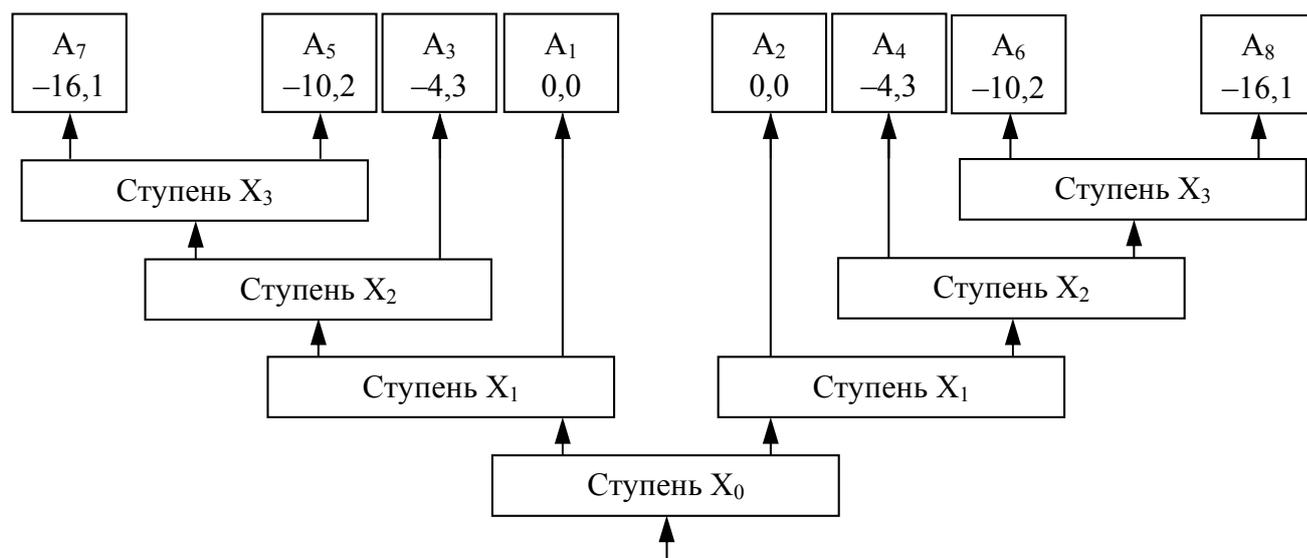


Рисунок 3.1 – Структурная схема волноводного деления

Гибридная система питания АР должна обладать минимальными массогабаритами, поэтому Т-соединение в Е-плоскости для ступеней  $X_1 \div X_3$  исключено. Направленное ответвление со связью через широкую стенку волновода применяется для больших переходных ослаблений  $C > 20$  дБ, кроме того такой способ аналогичен первому в отношении плоскости деления и соответственно увеличенным размером толщины. Ввиду указанных причин рассмотрению подлежат три других варианта:

1. Н-тройник без развязки [вариант (а)];
2. Направленный ответвитель (НО) с сильной связью в узкой стенке через ряд отверстий [вариант (б)];
3. Направленный ответвитель с сильной связью в узкой стенке через индуктивное окно [вариант (в)].

Известно, чем более неравнозначное отношение амплитуд комплексных КП требуется обеспечить, тем сложнее достичь высоких диапазонных свойств СВЧ устройств на прямых Т-соединениях. В свою очередь малое переходное ослабление  $C < 10$  дБ проблематично достичь в соединениях с направленной связью, где значения выходной мощности побочного канала обычно составляет единицы, доли процентов, за исключением гибридных синфазно-противофазных мостов, имеющих неподходящее равновесное деление и сильную частотную зависимость разности фаз волн напряжений рабочих каналов [125].

В связи с указанными факторами, ограничивающими рамки практического построения широкополосных неравновесных систем деления полосой более 3% [124], линии связи соответствующей структурной схемы Рисунка 3.1 образованы по принципу последовательного включения элементарных ступеней в плечи с наименьшей амплитудой, где выход свободных плеч продолжается до точек питания МПАР. Данный приём позволяет минимизировать неравновесность амплитуд между рабочими каналами одной ступени по сравнению с классическим способом попарного включения в каждое плечо следующего звена деления. В процессе сравнения S-параметров волноводных вариантов элементарных ячеек деления  $X_1 \div X_3$  с амплитудой КП  $S_{12}$  и  $S_{13}$  в качестве целевой функции использовано максимально переходное ослабление, измеряемое для удобства в децибелах,  $C(f) = 20 \log(S_{21}/S_{31}) \rightarrow const$  и соответствующая разность фаз в градусах,  $arg(C(f)) = arg(S_{21}) - arg(S_{31}) \rightarrow const$ .

В первом варианте технически осуществление неравновесного деления заключается в сдвиге металлической перегородки в виде прямоугольной диафрагмы параллельной вектору  $\vec{E}$  относительной оси входного волновода в сторону одного из плеч. Очевидно, что чем сильнее сдвиг, тем меньше энергии поступает в канал, при этом требуется обязательная настройка такого разветвления для каждого выбранного веса. В задачах, касающихся полндиапазонного перекрытия, например, полоса 8-12 ГГц, что достижимо только при равновесном делении, используется диафрагма усложнённой формы с

П-образным вырезом, при этом требуется хороший гальванический контакт со стенками волновода во избежание появления узких полос запираения. Такой метод актуален при построении твердотельных усилителей мощности до нескольких сотен Ватт с пассивным суммированием волноводных каналов, что применяется в устройствах фирмы АО «НПФ «Микран», разработанных в рамках Федеральной целевой программы [126].

Во втором варианте ответвление мощности происходит через узкие отверстия, расположенные с переменным шагом в Н-плоскости, при этом с целью расширения рабочей полосы размер отверстий симметрично изменяется относительно центрального. Такой приём также успешно применяется в ответвителях, построенных на связи в широкой стенке, при этом шаг зачастую выбирается равным четверти длины волны относительно некоторого набора частотных точек всего интересующего диапазона для достижения максимальной направленности [127], что обеспечивается противофазным сложением мощностей между смежными отверстиями.

Третий вариант отличается от второго номинальным размером окна, что закономерно ведёт к другим электрическим свойствам. Использование широкой индуктивной диафрагмы существенно увеличивает область связи узкой стенки параллельных волноводов, как следствие, эффективно реализуется высокое ответвление вплоть до соотношения 1:1, чего нельзя достичь связью в широкой стенке, где ответвление обычно составляет порядка  $0,1 \div 1,0$  %.

Наглядное изображение описанных вариантов изображено ниже на Рисунке 3.2

Любые виды НО характеризуются наличием развязанного плеча, что делает их применение в некоторых радиосистемах чувствительных к уровню согласования, а также в узлах измерительной СВЧ техники особо выигрышным [124]. Стоит учитывать квадратурное соотношение разности фаз КП прямого и ответвлённого каналов при необходимости синфазного распределения мощности путём введения дополнительных линий задержки.

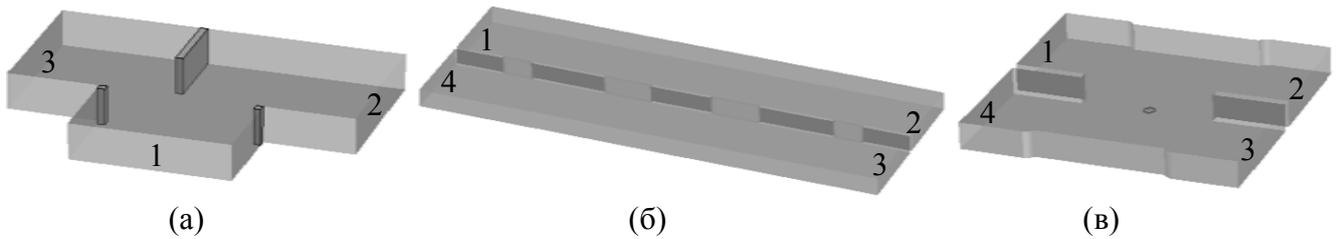


Рисунок 3.2 – Изображение 3D моделей вариантов волноводных неравновесных ступеней

Возбуждаемый канал входа обозначается №1. Вариант (а) делит общую мощность, перераспределяя бóльшую её часть  $P_{пр}$  в канал №2; вариант (б, в) также имеет прямой канал №2 с мощностью  $P_{пр}$  и ответвлённый канал №3 с мощностью  $P_{от}$ , канал №4 является развязанным, куда поступает минимальная доля общей энергии. Внимание уделяется частотной равномерности переходного ослабления  $C(f)$ , а также соответствующей разности фаз  $arg(C(f))$  между рабочими каналами, так как требуется обеспечение не только амплитудного распределения, соответствующего Рисунку 2.21, но синфазности излучения раскрыва АР с гибридной системой питания во всей заданной полосе, занимаемой радаром с широкополосными зондирующими сигналами.

Сравнительные графики  $C(f/f_0)$  и  $arg(C(f/f_0))$  собраны на Рисунке 3.3, 3.4 соответственно. Значение разности фаз нормировано к нулю при  $f_0$  для удобства сравнения, так как играет роль только частотная зависимость.

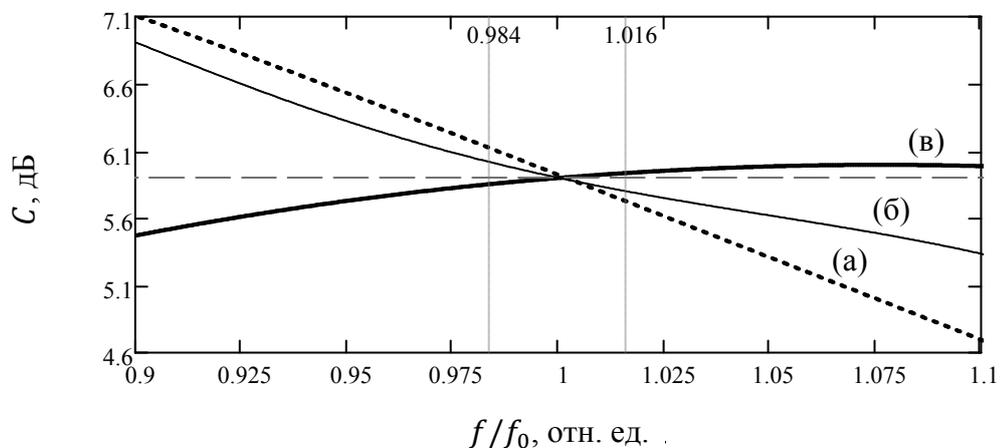


Рисунок 3.3 – Рассчитанная частотная зависимость переходного ослабления для различных вариантов волноводных ступеней

Как видно наихудшее качество деления соответствует варианту (а) обычного тройника; вариант (б), (в) близки в рабочем диапазоне частот, но существенно отличаются в более широкой полосе, где равномерность также важна ввиду наличия расчётных и производственных погрешностей на реализацию S-параметров. Кроме того стоит учитывать аддитивную ошибку из-за последовательного расположения элементарных ступеней, что накладывает жёсткие требования на точность исполнения заданных S-параметров каждого звена волноводного делителя.

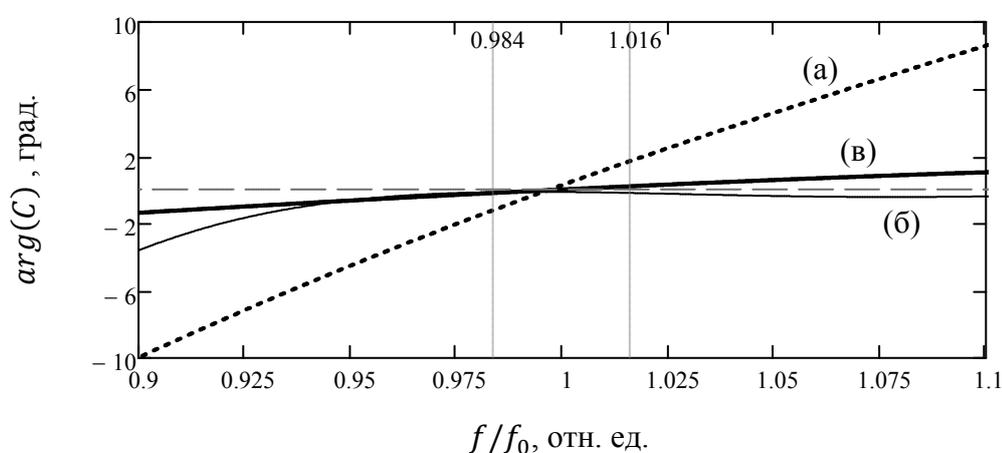


Рисунок 3.4 – Рассчитанная частотная зависимость разности фаз разделяемых каналов для различных вариантов волноводных ступеней

Можно сделать вывод, что применение неравновесного Н-тройника недопустимо в связи с сильной частотной нестабильностью разности фаз разделяемых каналов и чуть менее слабого разброса заданного веса. Варианты (б), (в) схожи между собой, при этом НО со связью через ряд четырёх отверстий в целом имеет более узкую полосу пропускания по критерию веса деления. Главный его недостаток – это очень протяжённые продольные размеры, в 2,5 раза превышающие вариант (в). В связи с этим наиболее подходящим с точки зрения частотной стабильности электрических параметров и технического удобства общей конструкции построения 8-канального волноводного делителя для гибридной системы питания является НО со связью в узкой стенке через единственное индуктивное окно.

### 3.3. Результаты расчёта S-параметров волноводного делителя

Волноводный делитель состоит из четырёх ступеней, три из которых являются неравновесными и выполняются в виде НО с одним окном сильной связи в узкой стенке волновода, как было отмечено ранее, при этом соответствующее обозначение записывается как  $X_1, X_2, X_3$ . Для осуществления заданного деления соответствующего Рисунку 3.1, результирующий вес которого обеспечивает регулировку амплитудного распределения вдоль апертуры в Е-плоскости двухмерной МПАР, требуется выполнение следующего переходного ослабления, выраженного в децибелах, где индекс показывает номер ступени:

$$|C_0| = 0,0, \quad |C_1| = 3,1, \quad |C_2| = 4,9, \quad |C_3| = 5,9 \quad (3.1)$$

#### 3.3.1. Результаты расчёта направленных ответвителей в качестве элементарных ступеней

Все S-параметры получены путём численного электродинамического моделирования. Далее приведены графики переходного ослабления  $C(f)$  и разности фаз  $arg(C(f))$  соответствующих каналов трёх НО, а также коэффициенты отражения по входу. Контур ответвителей, показанный на Рисунке 3.5 полностью повторяет горизонтальный срез 3D модели.

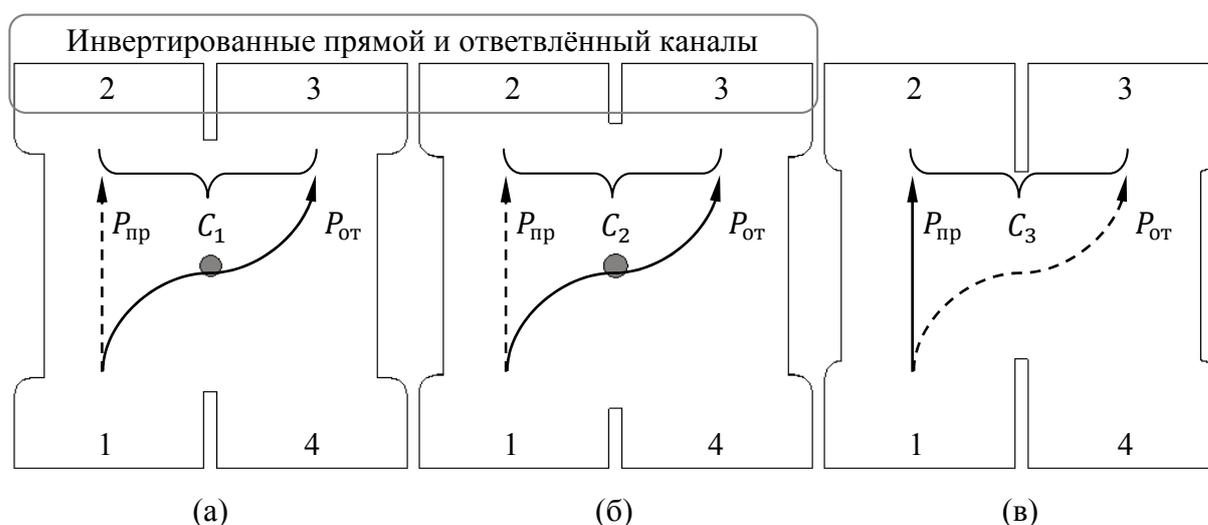


Рисунок 3.5 – Контур волноводных направленных ответвителей, соответствующих ступеням  $X_1$  (а),  $X_2$  (б) при  $P_{\text{пр}} < P_{\text{от}}$  и  $X_3$  (в) при  $P_{\text{пр}} > P_{\text{от}}$

Особенностью вариантов (а), (б) является взаимное инвертированное соотношение мощности прямого канала №2 и побочного канала №3. Добиться следующего эффекта позволяет применение окна связи увеличенного размера с дополнительным настроечным штырём [12, С. 93]. Указанный приём формирует высокочастотные колебания первого и второго порядка, суммарная энергия которых перераспределяется так, что прямой канал с большей мощностью  $P_{пр}$  преобразуется в побочный с меньшей мощностью  $P_{от}$ , при этом  $90^\circ$ -ая задержка фазы сохраняется в связанном канале №3. Исходя из математической записи коэффициента ослабления, можно сделать вывод, что инвертирование эквивалентно отрицательному значению ослабления и формально записывается:

$$C(f) = 10 \log(P_{пр}/P_{от}) \rightarrow -10 \log(P_{от}/P_{пр}) \quad (3.2)$$

Отмеченная реализация первых двух ступеней обусловлена повышенным требованием к частотной стабильности разности фаз КП чего невозможно добиться обычным НО с сильной связью. Численно данное утверждение демонстрируется графиком на Рисунке 3.9, где видно отличие варианта (в) от остальных, являющегося заключительным звеном  $X_3$  в цепи неравновесного деления. Его выходные каналы соответствуют классической схеме ответвления для удовлетворения заданного вида амплитудного распределения (Рисунок 2.19, 3.1) в условиях конструктивных ограничений. В целом требование максимально строгой синфазности каждой точки питания последовательно-параллельных апертур вытекает по причине высокой чувствительности УБЛ к неточности дискретного фазового распределения, которое, как показывает численная оценка, должно быть в среднем не более  $\pm 5^\circ$  по критерию первого бокового лепестка не хуже  $-25$  дБ.

Рисунки 3.6-3.8 содержат графики веса каждой ступени, Рисунок 3.9 демонстрирует три кривых, соответствующей разности фаз, Рисунок 3.10 отображает амплитуду КО по входу. Перечисленные S-параметры являются наиболее существенными среди электрических характеристик волноводного 8-канального делителя.

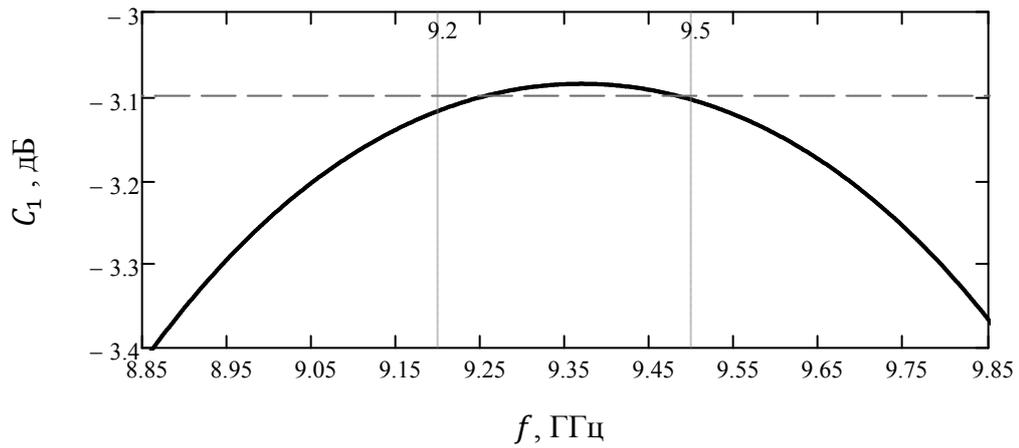


Рисунок 3.6 – Рассчитанное переходное ослабление инвертированной ступени  $X_1$

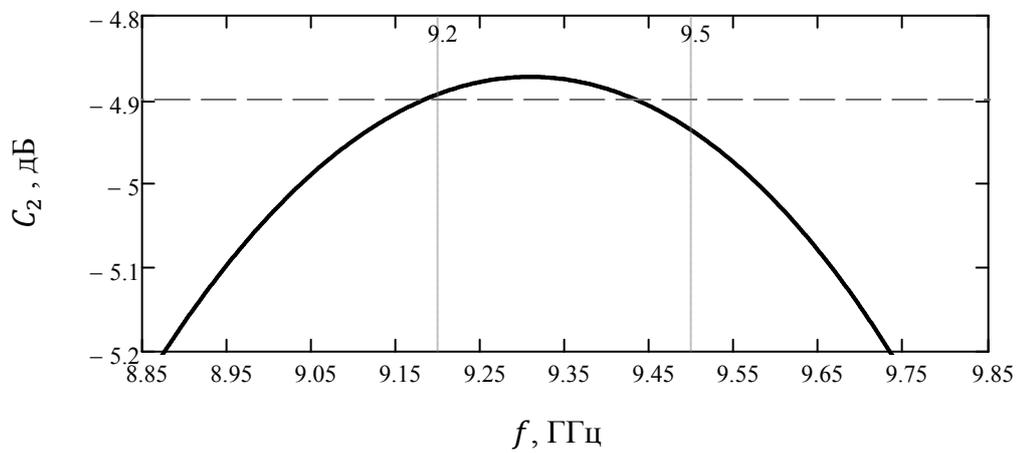


Рисунок 3.7 – Рассчитанное переходное ослабление инвертированной ступени  $X_2$

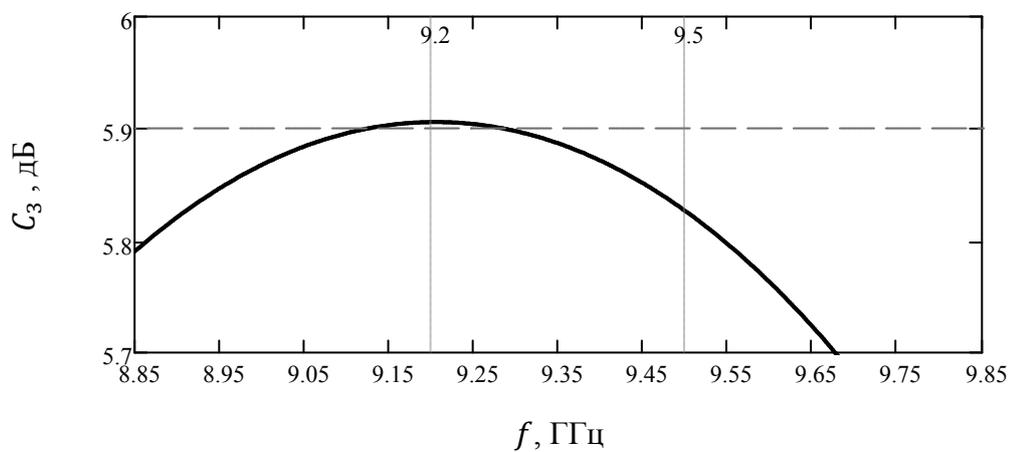


Рисунок 3.8 – Рассчитанное переходное ослабление стандартной ступени  $X_3$

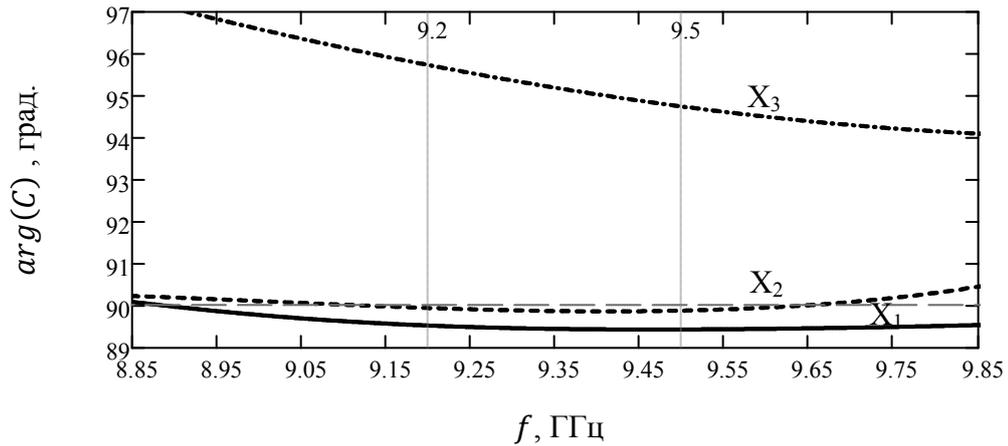


Рисунок 3.9 – Рассчитанная разность фаз разделяемых каналов ступеней  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$

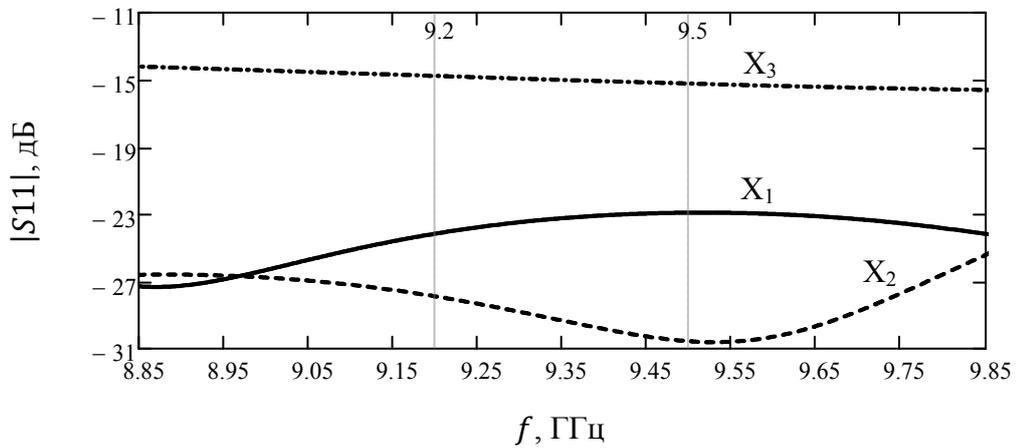


Рисунок 3.10 – Рассчитанный коэффициент отражения по входу ступеней  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$

Как видно из вышепредставленных рисунков обычный вариант НО (в) выделяется в худшую сторону среди тех, что имеют модифицированное окно связи с инвертированным прямым и побочным каналом (а), (б). Наблюдается бóльшая частотная зависимость  $\arg(C(f))$ , при этом абсолютное значение в среднем отличается на  $5^\circ$  от идеальной квадратуры. Уровень согласования минимум на 6 дБ хуже, при том, что амплитуда КО значительно превышает 0,01. В общей сложности такое поведение S-параметров данного НО не критично вследствие его расположения в канале с наименьшей ответвлённой мощностью целого неравновесного делителя, где общее влияние на суммарное обратное отражение сверхмало.

### 3.3.2. Общие результаты расчёта делителя

Правильно спроектированный волноводный неравновесный делитель, являющийся частью гибридной системы питания в соответствии с пятым характерным признаком АР, обеспечивает требуемую амплитуду и фазу КП каждого параллельного канала. Амплитуда задана весами каждой элементарной ступени деления, рассмотренных в предыдущем подпараграфе, фаза определяется электрической длиной соединительных линий.

Как было отмечено ранее, апертура МПАР составлена парой двухмерных подрешёток стоячей волны, каждая из которых возбуждается несимметричным микрополоском с четырьмя точками питания, образующих последовательно-параллельную схему. Указанные подрешётки зеркальны относительно Н-плоскости, а микрополосковые линии возбуждения находятся на одной оси, поэтому начальная ориентация вектора напряжённости электрического поля  $\vec{E}$  соответствующих половин МПАР противоположна друг другу. Формирование общей синфазной апертуры достигается противофазным возбуждением подрешёток, что обеспечивается конструкцией волноводного делителя, равновесное звено  $X_0$  которого выполнено в виде Е-тройника, задающего противоположно направленную взаимную ориентацию  $\vec{E}$  [124, С. 42]. Таким образом, фазы КП удовлетворяют нижезаписанным равенствам. Номера каналов обозначены на следующем рисунке 3.11.

$$\varphi_1 = \varphi_3 = \varphi_5 = \varphi_7 = \Phi, \quad \varphi_2 = \varphi_4 = \varphi_6 = \varphi_8 = \Phi + 180^\circ \quad (3.3)$$

Ввиду того, что схема неравновесного деления построена по принципу последовательного включения элементарных ступеней, то электрическая длина всех каналов различна. Дополнительное отличие вносит квадратурное соотношение между прямым и побочным каналами используемых НО. С целью выравнивания фазы волн напряжений выходных чётных и нечётных каналов распределительной системы в пределах одной её половины во всей рабочей полосе частот вводится дополнительная временная задержка путём удлинения линии между выходом последнего звена деления и местом расположения

волноводного зонда, передающим мощность к точкам питания антенны. В итоге обязательно отсутствие разности электрической длины волноводных линий от общего входа делителя до каждого выхода. Нарушение условия влечёт к разному наклону частотной зависимости фазы комплексных КП.

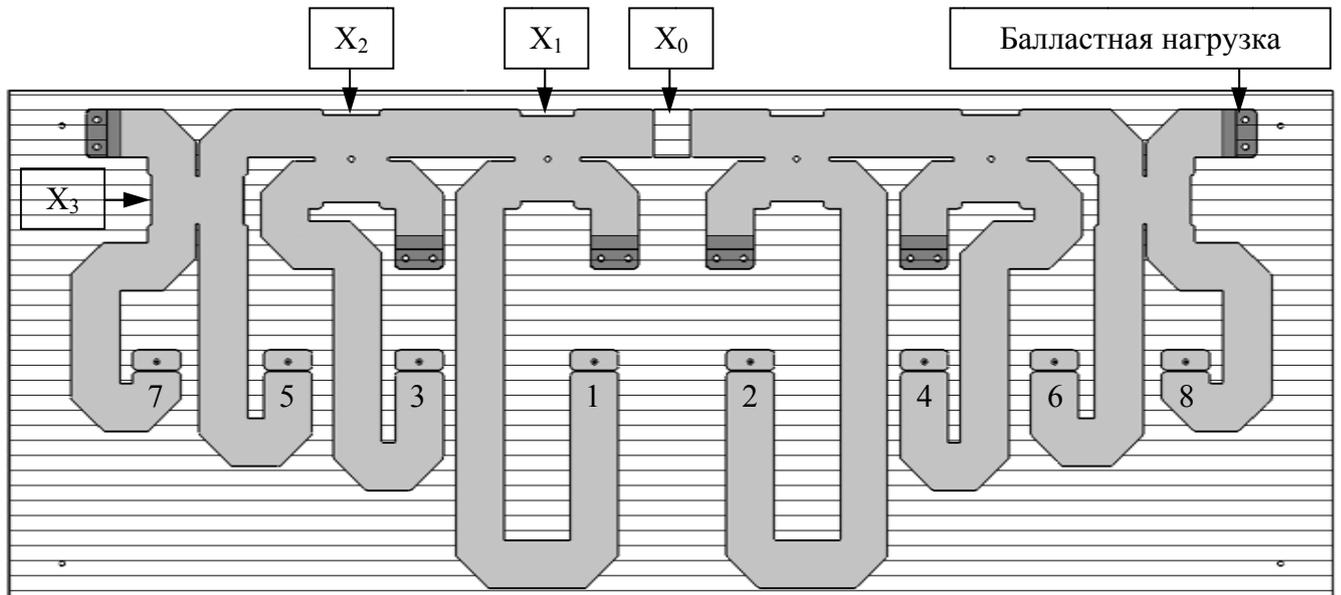


Рисунок 3.11 – Сечение 3D модели 8-канального волноводного неравновесного делителя

Измерение S-параметров делителя проводилось при помощи векторного анализатора цепей P4M-18 производства АО «НПФ «Микран», при этом требовалась подготовка измеряемого образца, состоящая из четырёх этапов:

1. Установка в отведённые места развязанных плеч НО заранее проверенных балластных нагрузок с КО не хуже  $-26$  дБ, 6 шт.

2. Установка волноводных зондов при помощи технологической оснастки обеспечивающей гарантированный зазор до дна волноводной линии с точностью не менее  $0,05$  мм ввиду его сильного влияния на S-параметры коаксиально-волноводного перехода (КВП) из-за резко изменяющейся ёмкости на «землю» при уменьшенной высоте волновода до  $5$  мм.

3. Установка 3-миллиметровой крышки, играющей роль широкой стенки волновода, крепление которой осуществлялось винтами М3 вдоль периметра каналов в количестве более  $100$  шт., так как обязательно наличие непрерывного

гальванического контакта с целью предотвращения появления резонансов и увеличенных диссипативных потерь ввиду разрыва узкой стенки.

4. Установка восьми временных разъёмов трактом 3,5 дюйма с использованием дополнительной оснастки на выход КВП, разработанного под конструкцию антенны, 8 шт.

Все свободные порты были нагружены на согласованные коаксиальные нагрузки. Далее приведены сравнительные графики расчётных и измеренных S-параметров указанного делителя.

Рисунок 3.12-3.15 демонстрируют веса  $\Delta A_n$ , заданные как разность амплитуд КП между опорным каналом №1 и остальными, при этом кривая  $\Delta A_1$  данного канала нормирована на одно максимальное значение из всей полосы для отображения собственной частотной равномерности. Рисунок 3.16, 3.17 показывают аналогично построенную разность фаз  $\Delta\varphi_n$  за исключением  $\Delta\varphi_1$  из-за того, что значение фазы этого канала является опорным. Качество согласования, определяемое КО по общему входу, представлено на Рисунке 3.18. Все измеренные кривые выделены тёмным цветом, расчётные – светлым цветом. Значения  $\Delta A_n$  для зеркальных каналов делителя, полученные из расчёта, идентичны друг другу, поэтому на соответствующих графиках построены единожды.

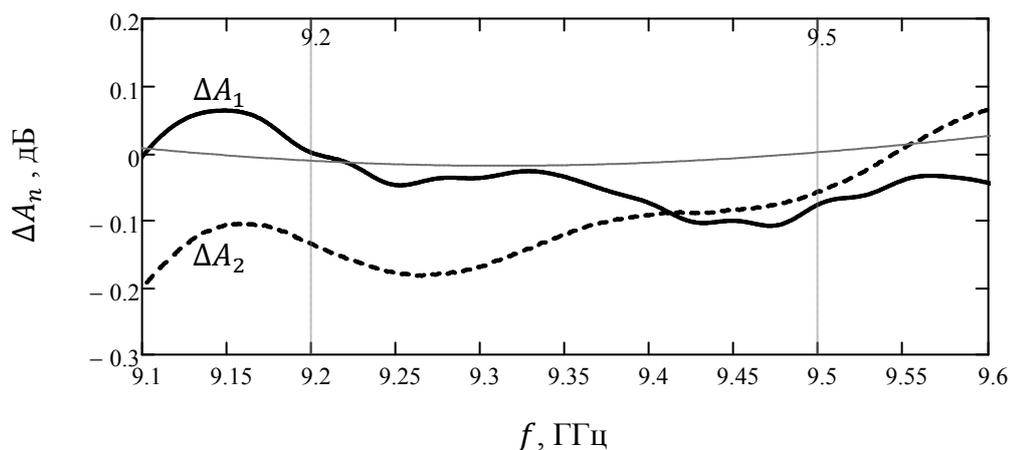


Рисунок 3.12 – Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_1$ ,  $\Delta A_2$

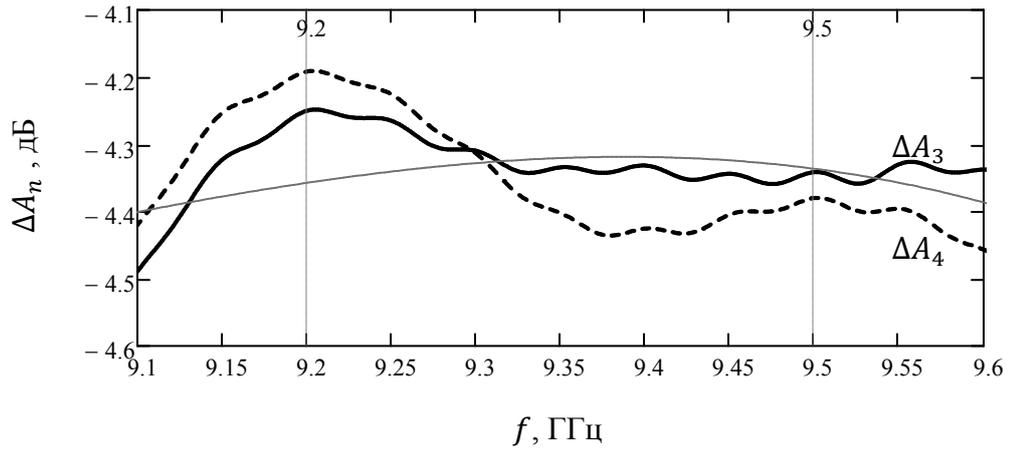


Рисунок 3.13 – Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_3$ ,  $\Delta A_4$

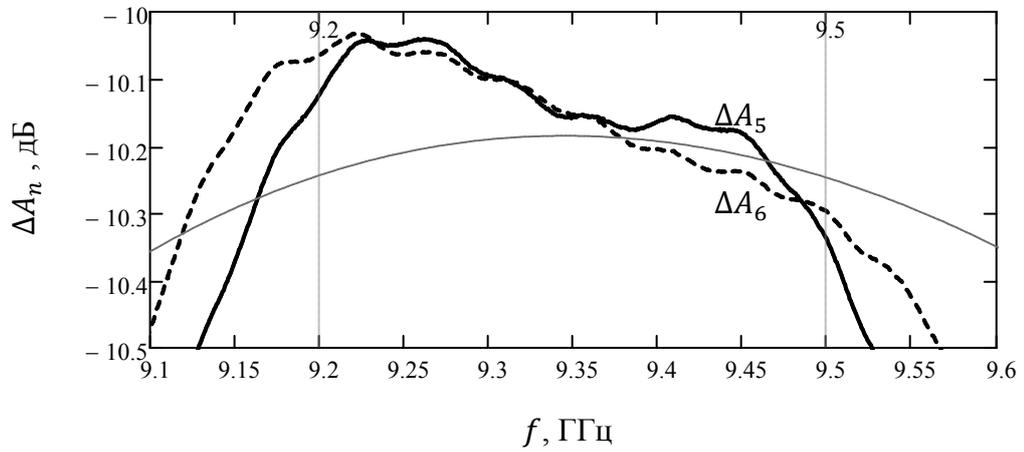


Рисунок 3.14 – Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_5$ ,  $\Delta A_6$

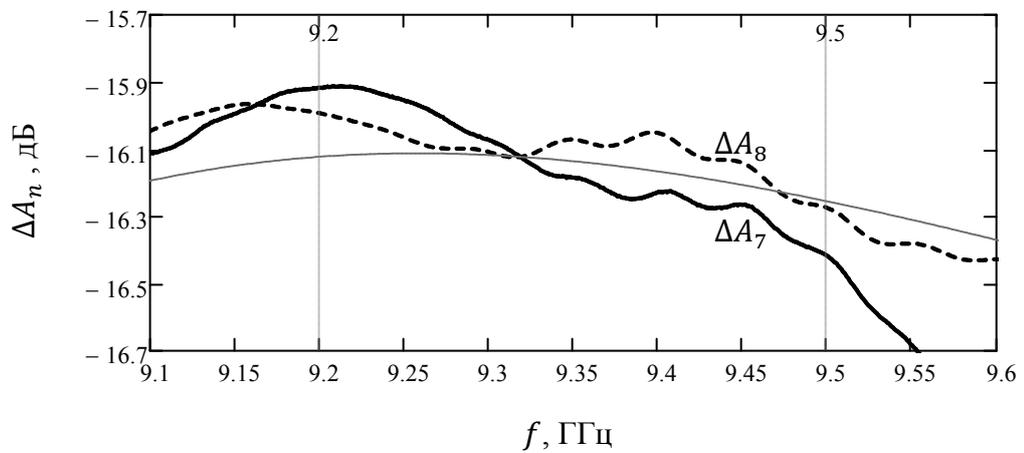


Рисунок 3.15 – Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_7$ ,  $\Delta A_8$

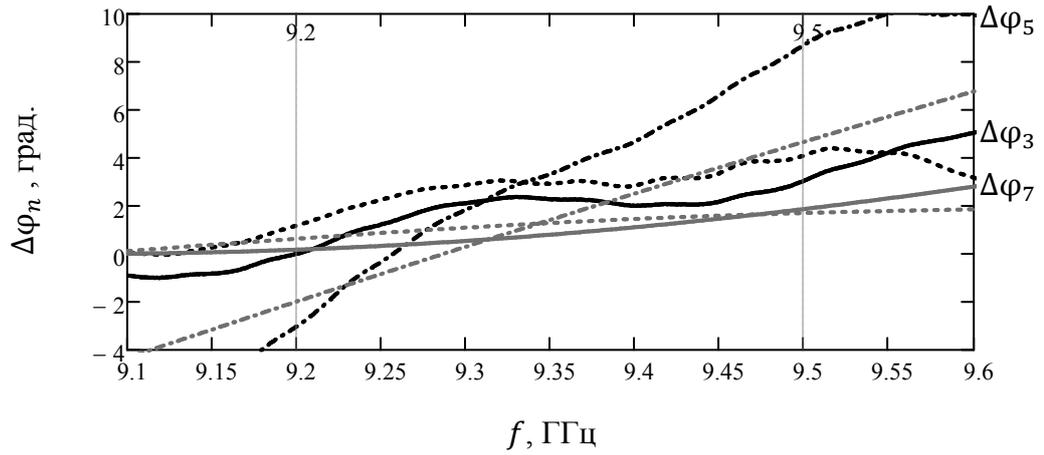


Рисунок 3.16 – Частотная зависимость измеренной и расчётной разности фаз нечётных каналов

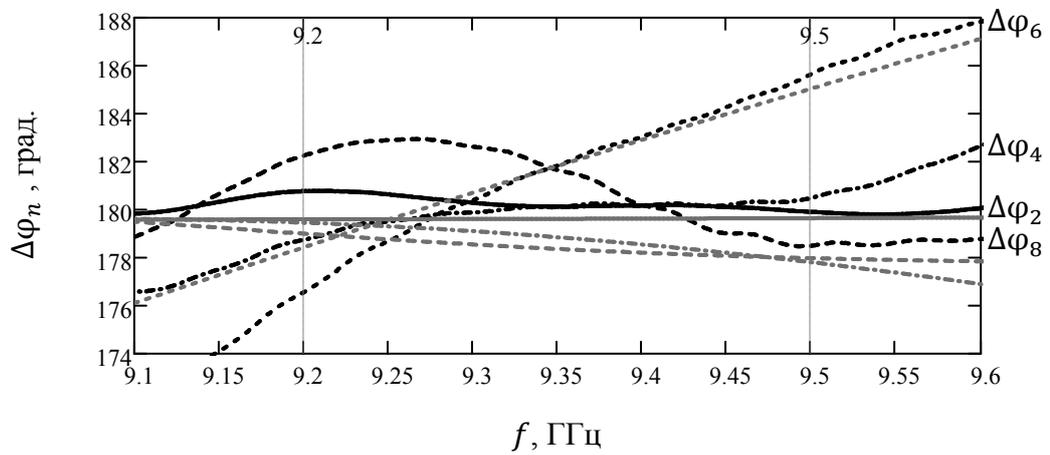


Рисунок 3.17 – Частотная зависимость измеренной и расчётной разности фаз чётных каналов

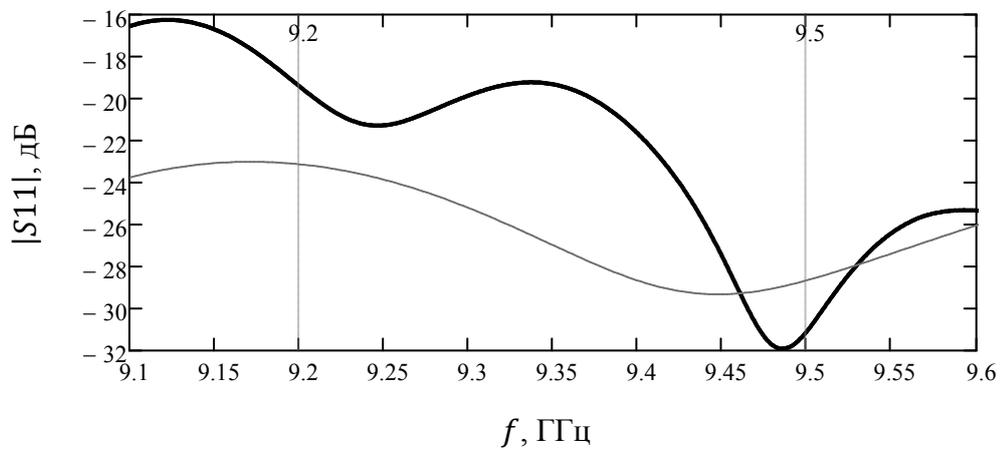


Рисунок 3.18 – Частотная зависимость измеренного и расчётного коэффициента отражения по входу

Как видно веса, достигнутые в образце волноводного неравновесного 8-канального делителя, совпадают с расчётными значениями не хуже  $\pm 0,3$  дБ, что полностью удовлетворяет необходимой точности для достижения заданного уровня УБЛ. Частотная зависимость разности фаз каналов синфазной части и каналов противофазной части делителя имеет максимальное отклонение не более  $\pm 3^\circ$ , что формирует практически идеальное синфазное возбуждение точек питания каждой двухмерной подрешётки МПАР. Исключение составляют зеркальные каналы №5, 6, соответствующая кривая которых обладает более сильным наклоном и, как следствие, увеличенной расфазировкой до  $6 \div 8^\circ$  на границах рабочей полосы. Причиной тому служит стандартный способ ответвления, характеризующийся слабой частотной стабильностью разности фаз выходных волн напряжений, что подтверждено расчётами на Рисунке 3.9 для ступени  $X_3$ , а также обстоятельство того, что общая электрическая длина указанных каналов состоит из последовательных участков неответвлённых плеч без постоянной задержки фазы в частотной области, как в случае с набегом  $90^\circ$  через окно связи. В целом это не является существенным фактором, ограничивающим качество амплитудно-фазового распределения вдоль апертуры МПАР с гибридной системой питания, так как не вносит значительных искажений в направленные характеристики.

### **3.3.3. Особенности технической реализации в условиях современных технологий**

Неравновесный 8-канальный делитель выполнен в зауженном волноводе высотой узкой стенки 5 мм в задней части пластины рефлектора антенны размером 630(Д) x 285(Ш) x 7(В) мм из алюминиевого сплава Д16 с целью улучшения массогабаритных показателей. Соединение волноводного входа делителя с коаксиальным трактом осуществляется 3-хступенчатым КВП, гальванический контакт которых гарантируется прижимом через резиновый проводящий жгут, проложенный в канавке по периметру волноводного

выхода КВП. Крышка волновода, в которой выполнена часть первой ступени равновесного деления в виде Е-тройника, устанавливается на диагонально размещённые штифты с целью максимально точной собираемости конструкции, что влияет на  $180^\circ$ -ый разворот фазы КП, обеспечение которого формирует синфазное излучение двух подрешёток МПАР и воздействует на УБЛ.

В общей сложности имеется две существенных особенности реализации.

- Использование нагрузки резонансного типа в развязанных плечах НО.

Для того чтобы развести систему деления в ограниченных размерах пластины рефлектора балластные нагрузки имеют максимально укороченный продольный размер, определяемый резонансной длиной волны в волноводе и относительной диэлектрической проницаемостью материала заготовки. Вид нагрузки представлен на Рисунке 3.19 с последующим КО. Нагрузка имеет два сквозных отверстия, предназначенных для однозначного позиционирования и фиксации в волноводе, при этом они не оказывают влияния на её свойство поглощения.

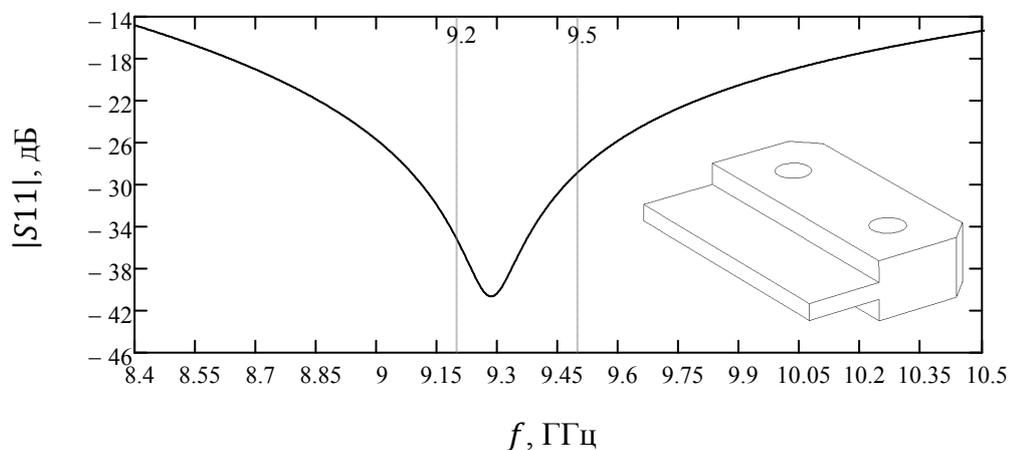


Рисунок 3.19 – Измеренный коэффициент отражения волноводной резонансной нагрузки

Теоретический расчёт проводился для материала ECCOSORB MF-117, значения реальной, мнимой части диэлектрической и магнитной проницаемости которого известны вплоть до 18 ГГц. Стоит отметить, что данный материал является дорогостоящим и попадает под стандарты двойного назначения в гражданском и военном применении, что усложняет его ввод в реальное КД.

Поэтому на основе моделирования было изготовлено несколько образцов из другого состава с разным соотношением массовых долей компонентов: карбонильное железо и эпоксидная смола. Измерение набора КО разных вариантов позволило выбрать образец с наиболее близкими результатами относительно расчётной модели, после чего доработка геометрии снизила уровень отражения до  $-26$  дБ во всём рабочем диапазоне частот. В итоге материал заготовки имеет состав: 75% массовой доли карбонильного железа, 25% эпоксидной смолы с отвердителем, при этом максимальный продольный размер нагрузки не превышает 15 мм.

- Использование ёмкостной диафрагмы в конструкции КВП по выходу делителя.

Известен способ расширения полосы и улучшения уровня КО применением настроечных винтов или аналогичных индуктивных диафрагм [128], что особенно актуально для КВП измерительного класса. В данном случае, по причине сильного влияния допусков в пределах  $0,1 \div 0,15$  мм на обратное отражение из-за реализации перехода в зауженном волноводном тракте сечением  $23 \times 5$  мм, максимально улучшить согласование в рамках конструкции позволяет применение ёмкостной диафрагмы в виде несимметричной перегородки поперёк широкой стенки, что отображает Рисунок 3.20.

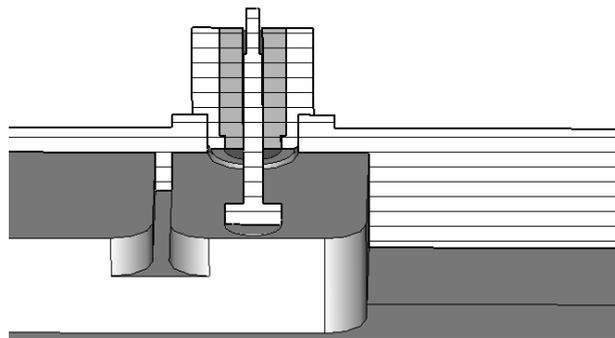


Рисунок 3.20 – Сечение КВП по выходу волноводного 8-канального делителя

Стоит обратить внимание на исполнение коаксиального тракта в составе волноводно-коаксиального-микроразветвляющего перехода, внешний экран которого является отдельной деталью в виде металлической стойки, запрессовываемой с

заданным зазором до поверхности широкой стенки волновода, в которой заедино изготовлена диафрагма. Это позволяет избавиться от двух проблем. Первая из них – крепление коаксиала с погрешностью общей высоты до рефлектора АР не более 0,1 мм, в который не представляется возможным произвести установку путём резьбового соединения ввиду ограничения толщины металла. Вторая проблема, связанная с сильным влиянием любых геометрических неточностей и неоднородностей внутри пространства волновода в области вокруг зонда, исчезает при заранее выбранном расстоянии, с которым торцевая часть внешнего экрана КВП гарантированно не достаёт до широкой стенки. Данный технический приём позволяет устранить не только потенциальное влияние соединительной части с внешним экраном, но и фторопластового заполнения, которое в пределах поля допуска может иметь выступающую часть.

Частотная зависимость КО приведена ниже на Рисунке 3.21 с примером влияния положения зонда  $h_0$  относительно широкой стенки волновода. Как видно даже одна и ряда возможных неточностей значительно ухудшает КО. Величина  $-40$  дБ и  $-20$  дБ очень низкая и в целом не отличается между собой, что справедливо для соответствующего КП. В действительности наложение нескольких геометрических неточностей может исказить качество перехода, существенно ухудшив S-параметры, что в совокупности погрешностей исполнения остальных узлов может уменьшить как КУ АР, так и увеличить УБЛ.

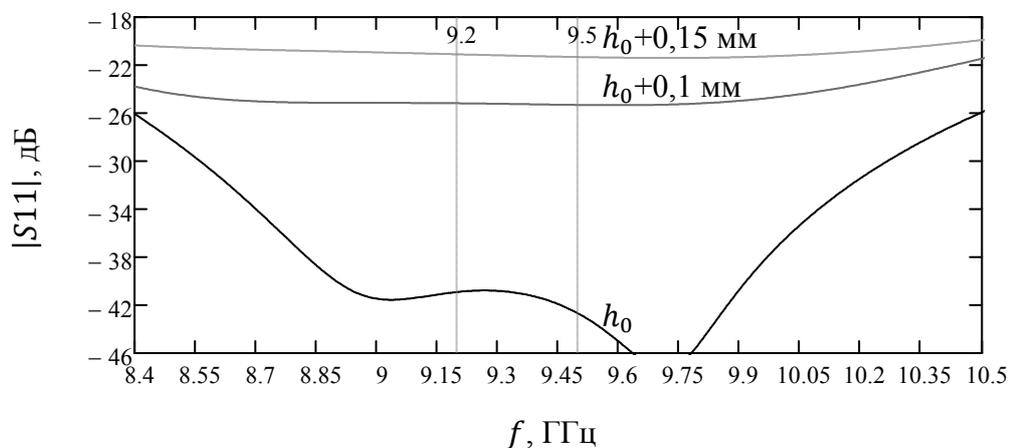


Рисунок 3.21 – Расчётный коэффициент отражения КВП в зависимости от  $h_0$

### 3.4. Заключение

Основной целью данной главы стало исследование факторов, определяющих частотные свойства волноводного неравновесного деления в рамках заданного во второй главе амплитудно-фазового распределения, обеспечивающего требуемый УБЛ в рабочей полосе частот  $9,2 \div 9,5$  ГГц, при этом являющейся максимально широкой для гражданских РЛС X-диапазона, выделенная полоса которых соответствует решению ГКРЧ от 2012 г.

При разработке соответствующего волноводного неравновесного 8-канального делителя использовано два важных способа достижения диапазонных характеристик. Первый – построение логики деления в соответствии со схемой Рисунка 3.1, где элементарные ступени последовательно включаются в плечи с наименьшей амплитудой, а выход свободных плеч продолжается до точек питания  $1 \div 8$  МПАР, что снижает требуемое максимальное переходное ослабление используемых НО и минимизирует ухудшение амплитуды КО по входу целого неравновесного делителя при добавлении следующего звена. Последнее свойство особенно полезно в многозвенных делителях любого типа исполнения с количеством ступеней больше или равным трём единиц. Второй – инвертированное построение каналов НО при их сильной связи с целью достижения максимально постоянной разности фаз в полосе частот выходных волн напряжений, что требуется для синфазного возбуждения всех последовательно-параллельных участков МПАР в составе широкополосной гибридной системы питания.

Полученные результаты позволили создать волноводный неравновесный делитель, формирующий начальные амплитуды и фазы из набора заданных комплексных КП для удовлетворения требования на амплитудно-фазовое распределение по апертуре МПАР в E-плоскости. При соответствующем качестве изготовления решётка малогабаритного радара полностью исключает необходимость какой-либо настройки по причине практически 100%-ой повторяемости электрических характеристик в условиях квалифицированной

сборки. Таким образом, предельный допуск критических размеров до 0,03 мм рассмотренной волноводной распределительной системы устанавливает высокие требования к механической точности обработки, что в совокупности с применением специализированной несложной оснастки гарантирует их выполнение на этапе технического контроля и в процессе монтажа.

Все перечисленные утверждения согласно приведённой доказательной базе, а также рассчитанное ранее амплитудное распределение поля излучения МПАР на Рисунке 2.21, конструкция которой содержит несколько точек возбуждения, соединённых с выходами анализируемого волноводного делителя, являются аргументом, обосновывающим состоятельность *второго научного положения* о количественной оценке точности формирования закона амплитудного распределения в последовательно-параллельных схемах питания [113] как части гибридной системы:

*Использование в питающей линии антенной решётки чётного числа точек возбуждения с заданными амплитудами, разнесённых на расстояния кратные электрической длине волны, позволяет управлять амплитудным распределением с отклонением от заданного не более 1,0 дБ.*

При этом главный тезис в отношении научной новизны можно сформулировать следующим образом:

Использование в распределительной системе волноводного направленного ответвителя с инвертированными прямым и побочным каналами позволяет добиться частотной неравномерности амплитудного взвешивания не более 0,3 дБ и стабильности разности фаз коэффициентов передачи не хуже  $\pm 3,0^\circ$  во всей выделенной полосе 300 МГц, занимаемой радаром.

## **4. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННОГО УСТРОЙСТВА**

### **4.1. Введение**

Данная глава является заключительной и содержит описание измерений заданных электрических характеристик МПАР как законченного антенного устройства разрабатываемой малогабаритной РЛС. Результаты сведены в ряд графиков, отражающих существенные параметры. Ввиду жёстких требований на УБЛ до  $-30$  дБ выбор способа измерений и обеспечение соответствующих условий – непростая задача, осложнённая ограничениями доступных к использованию открытых полигонов и безэховых камер. Поэтому измерения проведены двумя различными методами с целью подтверждения сходимости итоговых результатов.

В завершении главы дано обоснование третьего научного положения, достоверность которого определена измеренными данными в отношении эффективности гибридной системы питания для АР, свойства которых должны удовлетворять общим качествам, составляющим современный облик широкополосных радаров различных областей применения.

### **4.2. Методика измерений**

Существует множество методов измерения направленных характеристик антенн, основополагающее отличие которых состоит в размерах области пространства, выделенной для разнесения исследуемой и вспомогательной антенн. Каждый метод и его разновидности имеют собственные им преимущества и недостатки, изложенные в классических работах по измерению

параметров антенн и СВЧ устройств [129, 130], а также в статьях, посвящённых техническим особенностям проведения экспериментов [131].

Основной эксперимент по измерению ряда характеристик трёх собранных образцов антенной системы выполнен в дальней зоне, дополнительные измерения в ближней зоне голографическим методом проведены только для верификации ближних к основному лучу боковых лепестков в Е-плоскости.

#### 4.2.1. Полевые испытания в дальней зоне

В качестве измерительной площадки использован имеющийся в распоряжении наклонный полигон [130, С. 77] со следующими географическими координатами N56,379°, E84,962° и размером около 150 × 40 м, расположенный на территории общей площадью 2,9 га, что удовлетворяет минимальному расстоянию дальней зоны 25 м для исследуемой антенны апертурой 612 × 242 мм. Схема измерений показана на Рисунке 4.1.

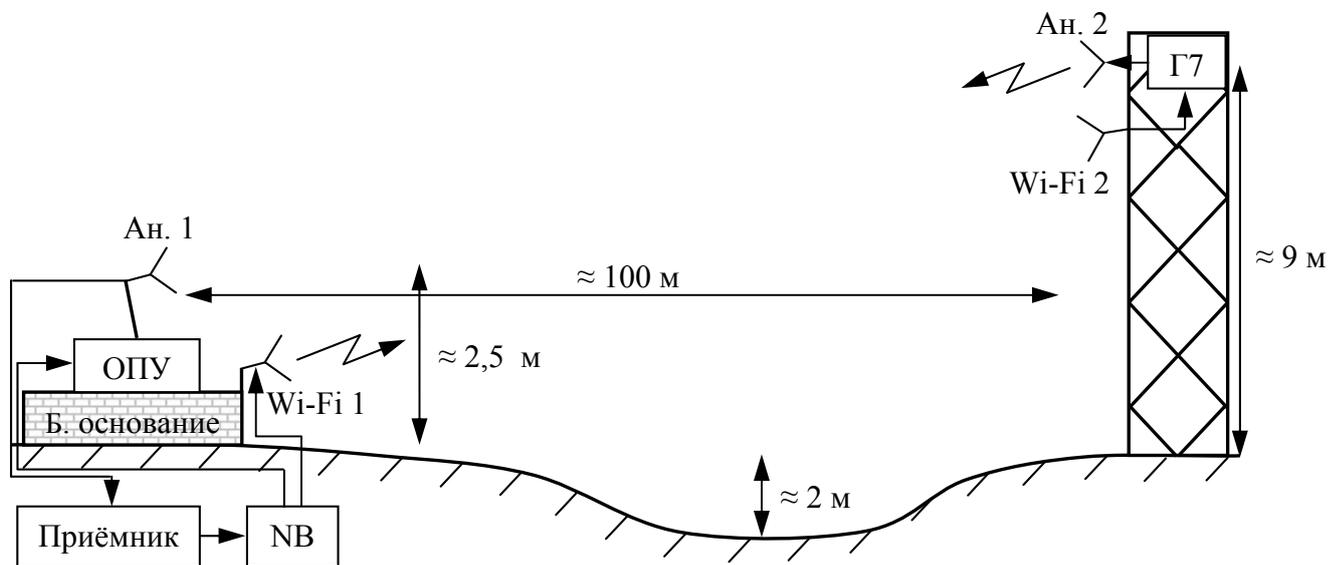


Рисунок 4.1 – Структурная схема измерений характеристик антенны в дальней зоне.

Ан. 1 – исследуемая антенна, Ан. 2 – вспомогательная антенна, Г7-18 – СВЧ генератор, Wi-Fi 1, Wi-Fi 2 – активный модуль беспроводной связи для управления СВЧ генератором, ОПУ – опорно-поворотное устройство, Б. основание – бетонное основание, NB - ноутбук

Исследуемая антенна помещена на ОПУ, прикреплённое к бетонному основанию, выровненному в плоскости горизонта, при этом ось вращения имеет

наклон порядка нескольких единиц градусов для установки правильного среза ДН при выполненной юстировке. Угловая скорость вращения антенны зависит от требуемой точности измерения ширины основного луча, при том, что время повторения детектирования уровня принимаемой мощности составляет 3,5 мс. Таким образом, угловая скорость выбрана равной 4,8 об/мин, что обеспечивает шаг между отсчётами в ДН не более  $0,1^\circ$ . Управление всеми электрическими устройствами осуществляется с одного рабочего места посредством ноутбука, соединённого с ОПУ, приёмником и Wi-Fi модулем, последний из которых решает задачу удалённого доступа к внутреннему интерфейсу СВЧ генератора, расположенного на башне. Специальное программное обеспечение в совокупности с конкретным приёмным трактом и ОПУ, разработанными АО «НПФ «Микран» позволяет автоматически построить ДН и рассчитать все её параметры после каждого нового оборота.

Измерение характеристик реализовано в режиме приёма при сухой летней погоде, когда травяной покров не превышает 8 см. Максимальное отношение сигнал/шум составило около 60 дБ при мощности передатчика 10 дБм. Значение КУ получено путём использования пирамидального рупора шириной луча  $20^\circ$  методом сравнения [130, С. 134]. Вид собранного стенда изображён ниже на Рисунке 4.2.



Рисунок 4.2 – Изображение стенда для измерения характеристик антенны в дальней зоне

Стоит обратить внимание на то, что антенна представляет собой полностью законченное устройство, состоящее из двух планарных решёток со всеми деталями, оказывающими воздействие на параметры ДН. В итоге результаты измерений должны продемонстрировать корректность учёта сложных технических особенностей и инженерных решений в численном трёхмерном моделировании на уровне не хуже  $-30$  дБ при контролируемых геометрических и электрических параметрах сборочных узлов, что является показателем умения и квалификации разработчика – автора данной диссертационной работы.

#### 4.2.2. Лабораторные испытания в ближней зоне

В качестве измерительной камеры выступил небольшой полубезэховый объём размером  $1295(Д) \times 505(Г) \times 1000(В)$  мм, ранее созданный для калибровки конформной АР [132] в рамках проекта АО «НПФ «Микран» при поддержке Федеральной целевой программы [133]. Внутри расположена стойка крепления исследуемой антенны и позиционера M227 фирмы «DriveSets», позволяющего перемещать используемый волноводный зонд с минимальным шагом 1 мм. На входе зонда установлен вентиль с целью подавления переотражённых волн и минимизации влияния на принимаемое поле. Камера обшита поглотителем марки MT25 фирмы «DMAS», внешний вид которого содержит Рисунок 4.3.

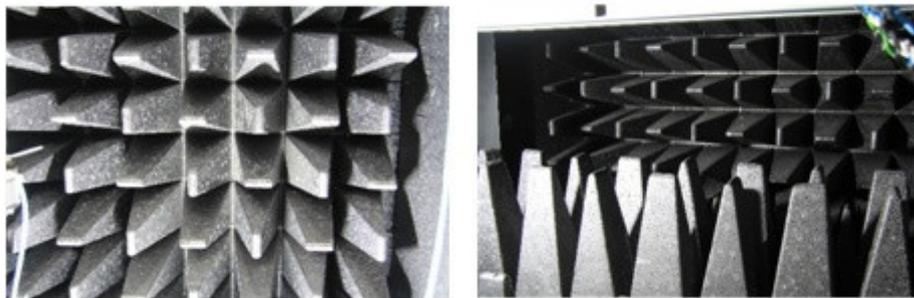


Рисунок 4.3 – Поглотитель, используемый в полубезэховой камере для антенных измерений в ближней зоне

Схема измерений показана на следующем Рисунке 4.4. Визуальное пояснение общей картины размещения исследуемой антенны находится

на Рисунке 4.5. Измерение характеристик реализовано в режиме передачи. Стационарное положение антенны и перемещаемого зонда вдоль линейного участка АР настроены по горизонтальному уровню для повышения точности траектории, на которой измеряется дискретное амплитудно-фазовое распределение с шагом  $2 \text{ мм} \ll \lambda/2$  в соответствии с теоремой Котельникова, а также взаимного выравнивания ориентации поляризации.

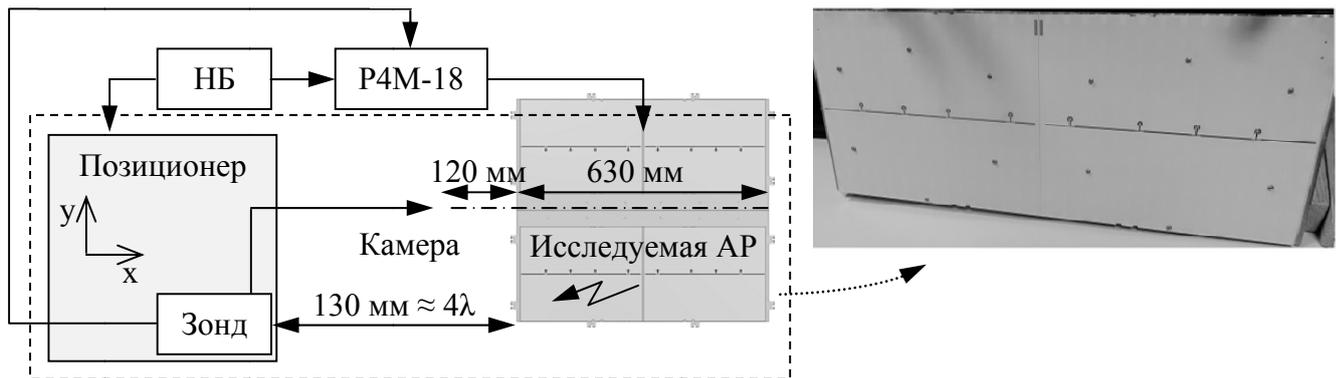


Рисунок 4.4 – Структурная схема измерений характеристик антенны в ближней зоне.

НБ – ноутбук, P4M-18 – векторный анализатор цепей



Рисунок 4.5 – Расположение исследуемой антенны в измерительном стенде

Восстановление ДН произведено в программном обеспечении, разработанном АО «НПФ «Микран» [133], методом интегральных преобразований [129]. Существенным недостатком измерений в ближней зоне

является необходимость анализа амплитудно-фазового распределения за пределами апертуры антенн, в частности для получения правильного УБЛ низкого уровня, особенно на удалённых углах от максимума ДН. В силу ограничений сканируемой области, доступной для проведения эксперимента, восстановление ДН выполнено только в передней полуплоскости, что достаточно для определения уровня первых боковых лепестков, так как после них должен наблюдаться естественный спад.

### 4.3. Результаты испытаний

В процессе измерений контролю подлежат следующие электрические характеристики исследуемой МПАР с гибридной системой питания:

- Амплитуда коэффициента отражения (Рисунок 4.6);
- Ширина луча (Рисунок 4.7);
- Уровень первых боковых лепестков (Рисунок 4.8);
- Коэффициент усиления (Рисунок 4.9);
- Общий вид ДН (Рисунок 4.10, 4.11);
- Развязка между приёмной и передающей АР (Рисунок 4.14).

Все графики, полученные путём измерений, отображены жирной линией; с помощью моделирования, учитывающего влияние защитного кожуха из полимерного ударопрочного пластика ABS толщиной 1,5 мм – тонкой линией.

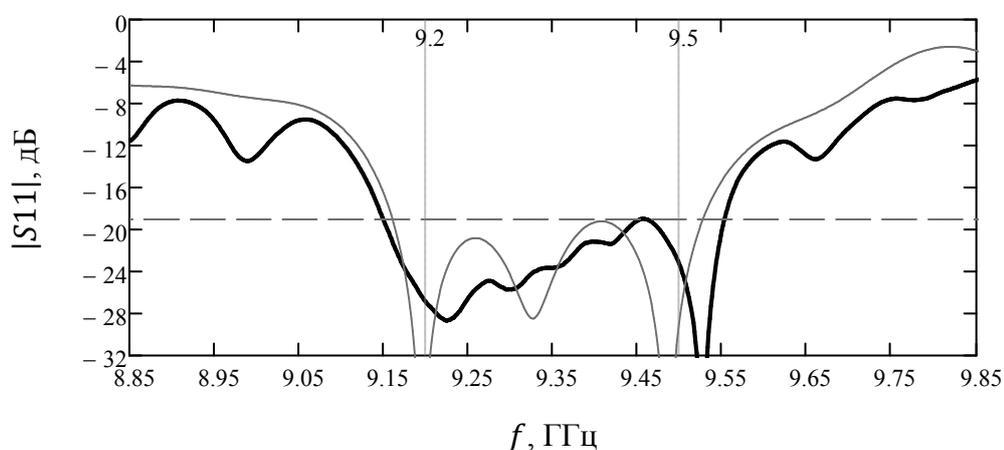


Рисунок 4.6 – Частотная зависимость измеренного и расчётного коэффициента отражения при наличии защитного кожуха

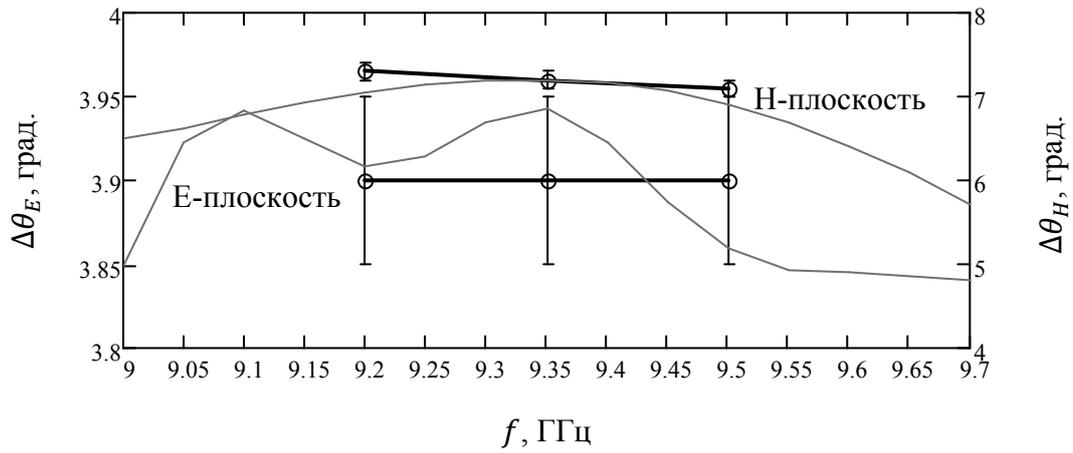


Рисунок 4.7 – Частотная зависимость измеренной и расчётной ширины ДН в Е-плоскости и Н-плоскости при наличии защитного кожуха

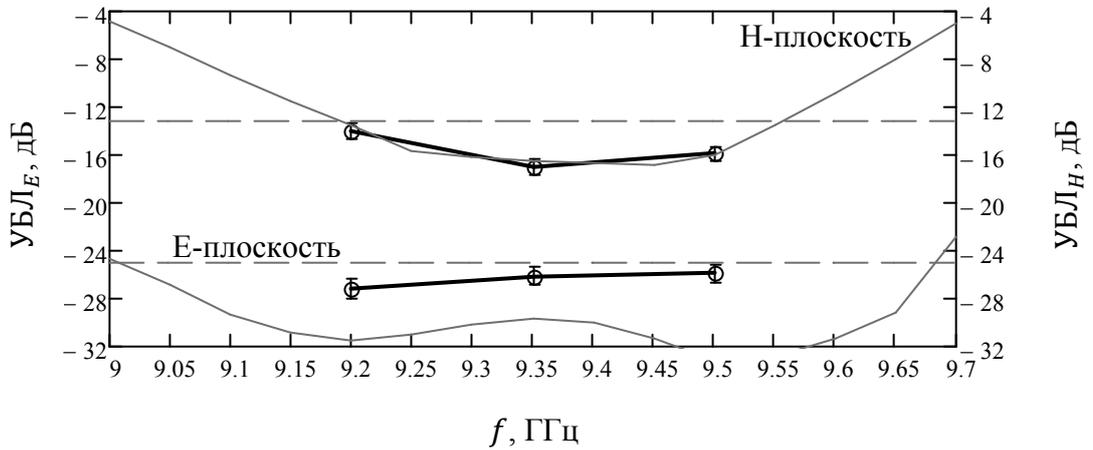


Рисунок 4.8 – Частотная зависимость измеренного и расчётного УБЛ в Е-плоскости и Н-плоскости при наличии защитного кожуха

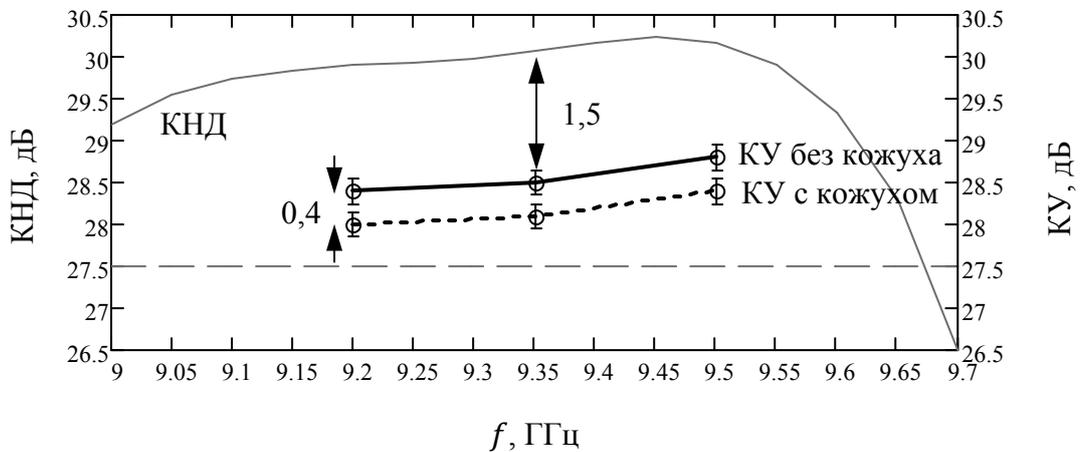


Рисунок 4.9 – Частотная зависимость измеренного КУ и расчётного КНД

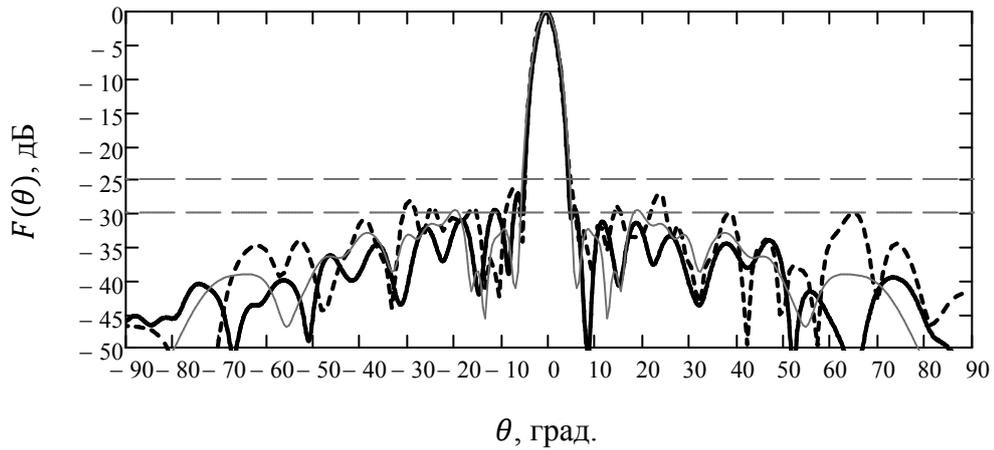


Рисунок 4.10 – Типичный вид измеренной и расчётной ДН,  $f_0 = 9,35$  ГГц.

Е-плоскость; дальняя зона (жирная сплошная линия), ближняя зона (жирная пунктирная линия)

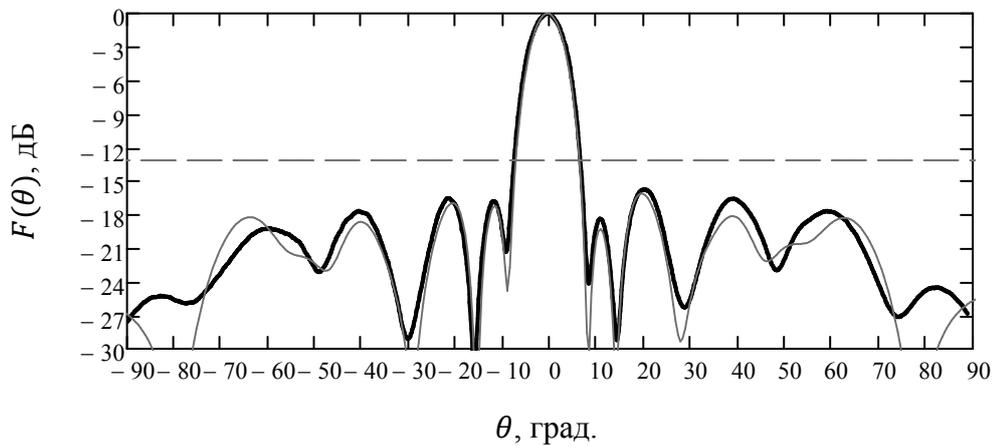


Рисунок 4.11 – Типичный вид измеренной и расчётной ДН,  $f_0 = 9,35$  ГГц.

Н-плоскость; дальняя зона (жирная сплошная линия)

Исходя из вышеприведённых графиков, можно сделать следующие выводы касательно каждого электрического параметра широкополосной планарной антенной системы малогабаритных РЛС, создание которой завершило ряд поставленных задач при разработке гибридной системы питания:

- Амплитуда измеренного КО в рабочей полосе частот  $9,2 \div 9,5$  ГГц сходится с расчётным значением на уровне, не хуже 0,01; вне полосы также наблюдается высокая степень совпадения, что говорит не только о корректном расчёте, но и о точном производстве, монтаже антенного устройства, обеспеченных продуманными техническими решениями, заложенными в КД.

- Ширина измеренной ДН сходится с расчётным значением на уровне погрешности, не превышающей 1,5% в Е-плоскости и 2,9 % в Н-плоскости, что свидетельствует о правильно выбранном размере апертуры и реализации амплитудного распределения, зависящего от печатной топологии АР и волноводной распределительной системы.

- Требование на УБЛ в каждой плоскости поляризации удовлетворено во всей рабочей полосе частот, что подтверждает ожидаемые диапазонные свойства относительно ДН.

- Расчётный уровень КНД имеет резкий спад в частотной зависимости вне рабочей полосы, что объясняется формой ДН в Н-плоскости, которая является слабонаправленной, без выраженного основного луча вследствие использования одной точки питания последовательно-параллельных апертур, состоящих из пяти излучающих элементов каждая. Как было показано на этапе теоретических оценок в соответствии с граничным условием (2.13, 2.14) для улучшения диапазонных свойств [113] необходимо уменьшать длину последовательных участков общей апертуры, что графически продемонстрировано Рисунком 2.18. Данное утверждение поясняется нижерасположенным Рисунком 4.12, где видно отличие стабильности формы ДН в Е-плоскости с более короткой последовательной апертурой и бóльшим числом параллельных участков по сравнению с ДН в Н-плоскости.

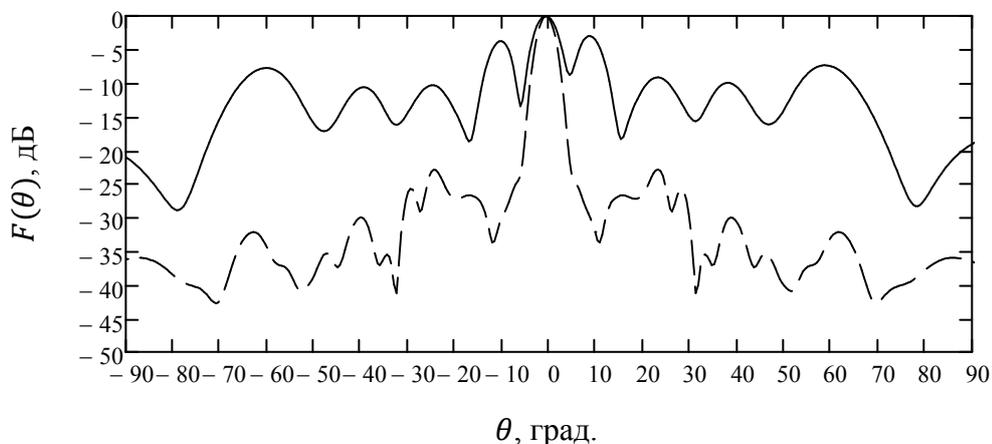


Рисунок 4.12 – Вид расчётной ДН за пределами рабочей полосы частот,  $f = 9,7$  ГГц.  
Н-плоскость (сплошная линия), Е-плоскость (пунктирная линия)

Как было отмечено, важной характеристикой всех антенных систем с непрерывным излучением является развязка между приёмной и передающей АР. В данном случае добиться нужного значения, минимальный порог которого задан электрическими параметрами используемой схемы компенсации помех [21, 22], путём применения различных индуктивных дроссельных канавок не удалось, и только введение в конструкцию металлической пластины, определённой высоты и ширины при подобранном расстоянии между АР, привело к положительному результату. Два следующих Рисунка 4.13, 4.14 отображают конструкцию и численное значение полученной развязки. Важно, что наличие развязывающего узла влияет на амплитуду КО и ДН в Н-плоскости из-за разомкнутых крайних щелевых элементов, связанных полем с наведёнными токами на его поверхности.

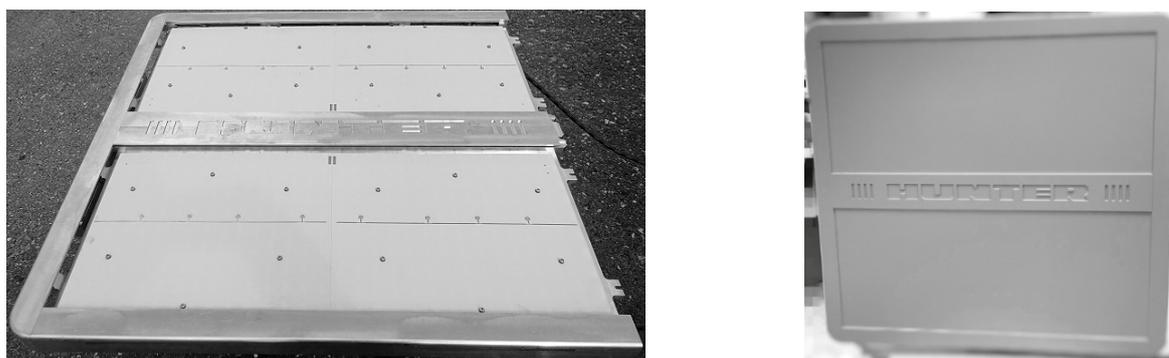


Рисунок 4.13 – Конструкция разработанной антенной системы квазинепрерывного излучения, обеспечивающей развязку не хуже  $-50$  дБ

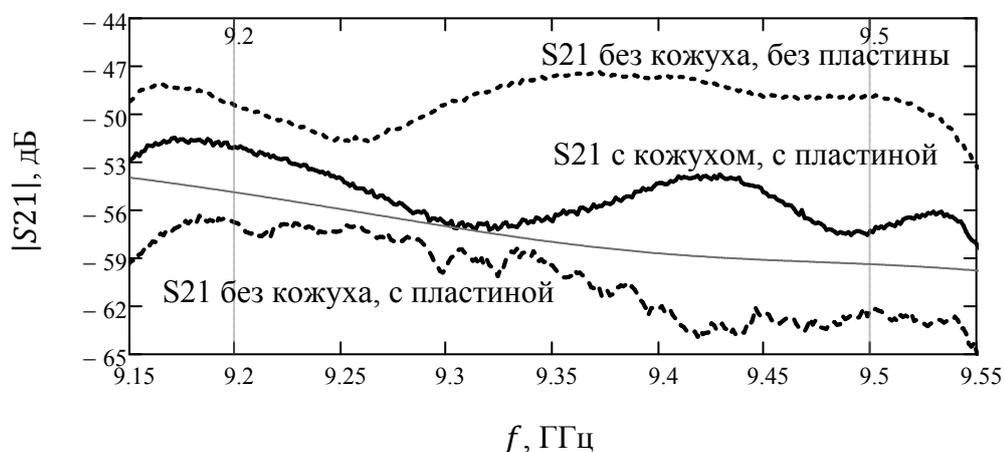


Рисунок 4.14 – Частотная зависимость измеренного и расчётного уровня развязки. Используемый вариант (жирная сплошная линия)

#### 4.4. Заключение

Использование предложенной гибридной системы питания позволяет достичь заданных направленных характеристик АР в соответствии ТЗ из Таблицы 2.1 в полосе частот не менее 300 МГц, выделенной ГКРЧ в X-диапазоне для гражданских РЛС, с высокой эффективностью излучения.

КПД значением  $\eta$  рассматриваемой антенны определяется двумя факторами: диссипативными потерями в параллельном неравновесном делителе  $P_d$ , возбуждающим параллельно-последовательные участки общей апертуры, и диссипативными потерями в печатной плате решётки излучателей  $P_{пп}$ . Мощность потерь  $P_d$  вычисляется путём суммирования измеренных абсолютных амплитуд всех восьми КП, полученных при контроле S-параметров на этапе макетирования. Величина  $P_{пп}$  в децибелах вычисляется косвенно через следующее алгебраическое выражение:

$$P_{пп} = D - G - P_d, \quad (4.1)$$

где  $D$  – расчётный КНД исследуемой АР,

$G$  – измеренный КУ исследуемой АР.

Соответствующая частотная характеристика  $P_d(f)$ ,  $P_{пп}(f)$  изображена ниже на Рисунке 4.15.

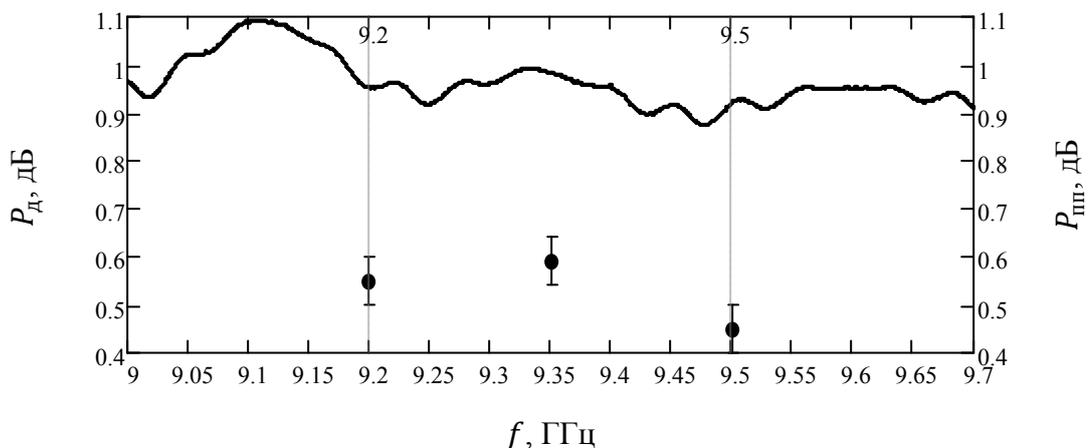


Рисунок 4.15 – Частотная зависимость измеренных диссипативных потерь в волноводном делителе (сплошная линия) и вычисленных диссипативных потерь в печатной плате излучателей (точки)

Качественно частотное поведение обоих графиков потерь идентично друг другу и повторяет форму измеренного уровня согласования волноводного делителя на Рисунке 3.18. Таким образом, свойства эффективности излучения решётки в данном случае почти не изменяются от частоты при низком обратном отражении, так как вклад проводимости металла и диэлектрика в общее значение затухания постоянен. Это является следствием не только достаточно узкой полосы с точки зрения стабильности электрических параметров материалов, но и количественного проявления физических эффектов, уменьшающих энергию высокочастотных колебаний, что определяется как их природой, так и технической реализацией радиоустройства.

КПД антенны вычисляется как отношение суммарной мощности потерь к подводимой мощности [67], что эквивалентно отношению  $\eta = G/D$ , где входящие энергетические параметры записаны в разгах или  $\eta = 10^{(G-D)/10}$ , где входящие энергетические параметры записаны в децибелах. Подставляя значения соответствующих кривых из Рисунка 4.9 для любой точки рабочего диапазона, КПД широкополосной планарной антенной системы малогабаритных РЛС, созданной с использованием предложенной гибридной системы питания составляет:

$$\eta = 0,7 \quad (4.2)$$

Существует практическая возможность улучшения КПД с помощью покрытия внутренних стенок волноводной распределительной системы высокопроводящим слоем или их полировки. Например, нанесение нескольких микрон серебра, проводимость которого в два раза выше используемого алюминиевого сплава Д16 [124, С. 21], ориентировочно снизит потери на  $0,3 \div 0,4$  дБ, что увеличит КПД до  $0,75 \div 0,77$ .

Все перечисленные утверждения согласно приведённой доказательной базе, а также непосредственно рассчитанное значение КПД из данных, полученных в натурном эксперименте по измерению направленных свойств исследуемой антенны, являются аргументом, обосновывающим состоятельность *третьего*

научного положения о количественной оценке эффективности излучения АР с гибридной системой питания:

*Применение гибридной системы питания, объединяющей преимущества волноводных устройств, печатных технологий и последовательно-параллельных схем возбуждения, увеличивает эффективность антенных решёток, обеспечивает коэффициент полезного действия не хуже 0,7 и улучшает диапазонные свойства относительно стандартных решений при апертурах до 20 длин волн.*

При этом главный тезис в отношении научной новизны можно сформулировать следующим образом:

Гибридная система питания позволяет обеспечить полосу пропускания антенной решётки с КПД не менее 0,7 для малогабаритных радаров, использующих широкополосные зондирующие сигналы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работа носит выраженный прикладной характер, так как содержание всех научных положений направлено на практический способ улучшения диапазонных и направленных свойств печатных решёток для обеспечения высокой эффективности излучения. Каждая глава содержит ряд тезисов, что формирует поэтапное представление о комплексном подходе к решению вопросов, связанных с основной целью и поставленными теоретическими, практическими задачами.

Предложенная гибридная система питания позволяет лучшим образом реализовывать общий потенциал пассивных многоэлементных антенных решёток в широкой полосе частот при ограниченных массогабаритных характеристиках.

Сформулировано и обосновано пять характерных признаков любой антенной решётки, которые она должна иметь в случае использования гибридной системы питания:

1. Печатная топология излучающей части.
2. Режим стоячей волны.
3. Коллинеарное расположение излучателей.
4. Последовательное питание излучателей с разбиением на параллельно возбуждаемые участки апертуры.
5. Волноводная распределительная система деления мощности параллельных апертур.

Наиболее важные результаты данной работы представлены следующими выводами:

1. Предложена новая излучающая структура, возбуждаемая волной эквивалентного магнитного тока, одновременно обладающая несколькими характерными признаками.

2. Показано реальное применение с описанием расчёта предложенной излучающей структуры, возбуждаемой волной эквивалентного магнитного тока, что позволило обеспечить расширение полосы согласования, стабильность формы

ДН и снижение диссипативных потерь многоэлементной планарной антенной решётки, в сравнении с микрополосковыми структурами, возбуждаемыми волной электрического тока.

3. Показана возможность максимального отбора подводимой мощности в антенной решётке с последовательно-параллельной схемой питания при использовании режима стоячей волны в ограниченной полосе частот.

4. Приведена печатная топология двумерной антенной решётки, состоящей из набора коллинеарных щелевых антенн, элементы которых возбуждаются эквивалентным магнитным током, при этом не требуется разветвлённой системы деления / суммирования, снижающей эффективность излучения.

5. Разработано волноводное устройство деления / суммирования, являющееся важнейшей частью гибридной системы питания. Приведены результаты измерений S-параметров, отличающиеся от расчётных на  $2 \div 3\%$ , что при гарантируемой точности производства и монтажа позволяет применять его в составе антенных решёток без дальнейшего контроля электрических параметров.

6. Разработана широкополосная планарная двумерная антенная решётка X-диапазона с гибридной системой питания, имеющая полосу пропускания не менее 300 МГц. Экспериментально получено значение КУ, по крайней мере, на 1,5 дБ превышающее КУ обычных микрополосковых антенных решёток таких же размеров.

В итоге подробно описан практический способ реализации каждого характерного признака, которые демонстрируют состоятельность и высокую эффективность применения гибридной системы питания в современных антенных устройствах широкополосных малогабаритных РЛС.

Разработанная решётка с гибридной системой питания входит в антенную систему, состоящую из приёмной и передающей антенн, которая является частью малогабаритной РЛС «Hunter» с квазинепрерывным излучением серийного производства АО «НПФ «Микран».

В целом результаты работы позволили создать печатные решётки К-диапазона с использованием некоторых характерных признаков, что указывает на гибкость применения гибридной системы питания.

Дальнейшие научные исследования и инженерные решения для реализации возбуждения излучающих СВЧ структур эквивалентным магнитным током могут позволить существенно уменьшить количество микрополосковых узлов с волной электрического тока в последовательно-параллельных схемах питания.

*Actum atque tractatum*

Сделано и обсуждено

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АР	Антенная решётка
АФАР	Активная фазированная антенная решётка
ВЩАР	Волноводно-щелевая антенная решётка
ДН	Диаграмма направленности
КД	Конструкторская документация
КЗ	Короткое замыкание
КНД	Коэффициент направленного действия
КО	Коэффициент отражения
КП	Коэффициент передачи
КПД	Коэффициент полезного действия
КУ	Коэффициент усиления
МПАР	Микрополосковая антенная решётка
МШУ	Малошумящий усилитель
НО	Направленный ответвитель
ОПУ	Опорно-поворотное устройство
РЛС	Радиолокационная станция
РПУ	Радиопрозрачное укрытие
СВЧ	Сверхвысокие частоты / сверхвысокочастотный
ТЗ	Техническое задание
УБЛ	Уровень боковых лепестков
ЭИИМ	Эквивалентная изотропно излучаемая мощность
EBG	Electromagnetic Bandgap – электромагнитная структура в полосе запираания
F/B Ratio	Front/Back Ratio
PWW	Post Wall Waveguide – волновод со штыревыми стенками
SIW	Substrate Integrated Waveguide – волновод, интегрированный в подложку
XPD	Cross Polar Discrimination

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Кищинский А.А. Твердотельные СВЧ усилители мощности на нитриде галлия – состояние и перспективы развития // Материалы 19-ой Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь. – 2009. – С. 12–16.
2. Y. Niida, Y. Kamada, T. Ohki, S. Ozaki, K. Makiyama, N. Okamoto et al. “X-Ku Wide-Bandwidth GaN HEMT MMIC Amplifier with Small Deviation of Output Power and PAE,” in IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), La Jolla, pp. 1–4, 2014.
3. Белов Л. Мощные усилители сверхвысоких частот // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – №6. – С. 66–70.
4. D.F. Wait. A Study of the Measurement of G/T Using Cassiopeia A / D.F. Wait, W.C. Daywitt, M. Kanda, C.K.S. Miller. – Boulder, Colorado: U.S. Department of Commerce, 1974. – 199 p.
5. Кищинский А.А. Широкополосные квадратурные делители / сумматоры для применения в усилителях СВЧ мощности / А.А. Кищинский, А.В. Радченко, В.В. Радченко // Материалы 23-ей Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь. – 2013. – С. 6–10.
6. A.N. Bratchikov, A.V. Dorofeev, N.A. Pantelyuk. “Problem of Insertion Power Loss in Fiber Links for Antenna Signal Transmission,” in Materials of 17th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”. – Sevastopol. – 2007.
7. Д. Бартон, Г. Вард. Справочник по радиолокационным измерениям / Перевод с англ. под ред. М.М. Вейсбейна. – М.: Советское радио, 1976. – 392 с.
8. М. Сколник. Справочник по радиолокации. Том 1 / Перевод с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова. – М.: Советское радио, 1976. – 456 с.
9. М. Сколник. Справочник по радиолокации. Том 2 / Перевод с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова. – М.: Советское радио, 1977. – 408 с.

10. Дж.А. Стреттон. Теория электромагнетизма / Перевод с англ. М.С. Рабиновича, В.М. Харитонова под ред. С.М. Рытова. – М.-Л.: ОГИЗ, Гостехиздат, 1948. – 539 с.
11. Марков Г.Т, Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
12. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
13. Кессених В.М. Распространение радиоволн. – М: ГИТТЛ, 1952. – 489 с.
14. Р. Миллер, Л. Боксер. Последовательные и параллельные алгоритмы / Перевод с англ. – М.: Бином. Лаборатория знаний, 2009. – 406 с.
15. Боресков А.В., Харламов А.В. Основы работы с технологией CUDA. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 232 с.
16. Гергель В.П. Проблемы и перспективы достижения экзафлопного уровня производительности суперкомпьютерных систем / В.П. Гергель, А.В. Линёв // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2012. – №3 (1). – С. 189-198.
17. Сиркели А.И. Обзор САПР моделирования СВЧ устройств / А.И. Сиркели, В.Е. Драч // Интерактивная наука. – 2017. – №11. – 2 с.
18. Банков С.Е., Курушин А.А. История САПР СВЧ (1950-2010). – М., 2016. – 90 с.
19. Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. – М.: МЭИ, 2011. – 155 с.
20. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, А.А. Курушин, Ю.В. Потапов. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 496 с.
21. A.V. Khristenko, M.O. Konovalenko, M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, A.V. Marchenko, N.D. Malyutin. “Magnitude and Spectrum of Electromagnetic Wave Scattered by Small Quadcopter in X-Band,” in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 4, pp. 1977-1984, April 2018.

22. Khristenko A.V. Magnitude and Spectrum of Electromagnetic Wave Scattered by Small UAVs / A.V. Khristenko, M.O. Konovalenko, M.E. Rovkin [et al] // XIII International Siberian Conference on Control and Communications, (SIBCON 2017). – Astana, 2017. – PP. 217-221.
23. Rovkin M.E. Radar Detection of Small-Size UAVs / M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, M.O. Konovalenko [et al] // Proceedings – 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, (USBREIT 2018). – Yekaterinburg, 2018. – PP. 371-374.
24. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2012. – 432 с.
25. M. Bozzi, L. Perregrini, K. WU, P. Arcioni. “Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology,” in *Radioengineering*, vol. 18, no. 2, pp. 201-209, June 2009.
26. Y. J. Cheng, W. Hong, K. WU. “Design of a Monopulse Antenna Using a Dual V-Type Linearly Tapered Slot Antenna (DVL TSA),” in *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 56, No. 9, pp. 2903-2909, October 2008.
27. J. Xiao, Z. Qi, X. Li, H. Zhu. “Broadband and High-Gain SIW-Fed Slot Array for Millimeter-Wave Applications,” in *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 67, No. 5, pp. 3484-3489, October 2018.
28. Банков С.Е. Антенные решётки с последовательным питанием. – М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
29. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 664 с.
30. ГОСТ 2789-73. Шероховатость поверхности. Параметры и характеристики. – М.: Стандартиформ, 1975. – 14 с.
31. Заргано Г.Ф. Волноводы сложных сечений / Г.Ф. Заргано, В.П. Ляпин, В.С. Михалевский. – М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
32. Lars Josefsson, Sembiam R. Rengarajan. *Slotted Waveguide Array Antennas: Theory, Analysis and Design*. – London: SciTech Publishing, 2018. – 377 p.

33. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
34. H. Mosallaei, Y. Rahmat-Samii. “Periodic Band-Gap and Effective Dielectric Materials in Electromagnetics: Characterization and Applications in Nanocavities and Waveguides,” in IEEE Trans, vol. AP-51, no 3, pp. 549-563, May 2003.
35. M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura, N. Goto. “Novel Single-Layer Waveguides for High- Efficiency Millimeter-Wave Arrays,” in IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 46, no. 6, pp. 792-799, June 1998.
36. P.J. Meier. “Integrated Fin-Line Millimeter Components,” in IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., pp. 1209-1216, June 1974.
37. Банков С.Е. Физико-технические основы построения и проектирования устройств КВЧ-диапазона на основе диэлектрических волноводов и резонаторов / С.Е. Банков, В.С. Добромислов, В.И. Калиничев, Г.П. Раевский, Б.А. Рябов. // Сб. научн. тр. № 182. – М.: МЭИ, 1988. – С. 20-30.
38. Банков С.Е. Щелевые интегральные схемы миллиметрового диапазона // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 9. – С. 1066–1086.
39. Банков С.Е. Математическое моделирование PBG фотонных кристаллов с дефектами методом компенсирующих источников // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. – № 9. – С. 1048-1060.
40. К. Уолтер, Х. Карлтон. Антенны бегущей волны / Перевод с англ. А.Д. Иванова, под общ. ред. А.Ф. Чаплина. – М.: Энергия, 1970. – 448 с.
41. J.J. Simpson, A. Taflove, J.A. Mix, H. Heck. “Computational and experimental Study of a Microwave Electromagnetic Bandgap Structure with Waveguide Defect for Potential Use as a Bandpass Wireless Interconnect,” in IEEE Microwave and Wireless Components Lett., vol. 14, no. 7. pp. 343-345, July 2004.
42. H.-Y.D. Yang, Reonghee Kim, D.R. Jackson, “Design Consideration for Modeless Integrated Circuit Substrates Using Planar Periodic Patches,” in IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 48, no. 12, pp. 2233-2239, December 2000.

43. H. Ouassal, J. Shaker, L. Roy, K. Hettak, M.R. Chaharmir. “Line Defect-Layered EBG Waveguides in Dielectric Substrates,” in *International Journal of Antennas and Propagation*, 9 p., June 2018.
44. H. Ouassal, L. Roy, J. Shaker, R. Chaharmir, “Guided modes of a line-defect EBG slab waveguide in a 3-D square lattice of metallic open square rings,” in *Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM)*, pp. 1–3, Montreal, Canada, May 2015.
45. J.R. James, P.S. Hall. *Handbook of Microstrip Antennas*, vol. 1. – London: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1989. – 1312 p.
46. Girish Kumar, K.P. Ray. *Broadband Microstrip Antennas*. – Boston, London: Artech House antennas and propagation library, 2003. – 432 p.
47. Коноваленко М.О. Микрополосковая коллинеарная антенна / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов // *Журнал радиоэлектроники*. – 2012. – №2. – 6 с.
48. Коноваленко М.О. Микрополосковая антенная решётка для радиолокатора речных судов / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов // *Информационно-измерительная техника и технологии*. Сб. научн. тр. – Томск: НИ ТПУ – 2011. – №2. – С. 96-97.
49. Панченко Б.П., Нефёдов Е.И. *Микрополосковые антенны*. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.
50. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. *Объёмные интегральные схемы СВЧ*. – М.: Наука, 1985. – 288 с.
51. Тавризов А., Постнов С. Опыт обработки материалов для СВЧ печатных плат // *Технологии в электронной промышленности*. – 2010. – № 5. – С. 10–13.
52. Поляков В. Сегодня и завтра производства печатных плат // *Технологии в электронной промышленности*. – 2014. – № 6.
53. Брусницына Л.А. *Технология изготовления печатных плат: [учеб. пособие]* / Л.А. Брусницына, Е.И. Степановских под ред. В.Ф. Маркова. – Екатеринбург.: Изд-во Урал. ун-та, 2015. – 200 с.
54. Сысоева С. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности // *Компоненты и технологии*. – 2007. – №3.
55. R. Garg R, P. Bhartia. *Microstrip Antenna Design Handbook*. – Boston, London: Artech House antennas and propagation library, 2001. – 845 p.

56. D. Guha, Y.M.M. Antar. *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*. – India: John Wiley and Sons Ltd., 2011. – 481 p.
57. A. Kishk. *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*. – Croatia: InTech, 2013. – 394 p.
58. N. Nasimuddin. *Microstrip antennas*. – Croatia: InTech, 2011. – 552 p.
59. J.L. Volakis. *Antenna Engineering Handbook. Fourth Edition* – Europe: McGraw-Hill Companies, 2007. – 1755 p.
60. Беличенко В.П. *Сверхширокополосные импульсные радиосистемы* / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев под общ. ред. В.И. Кошелева. – Новосибирск: Наука, 2015. – 483 с.
61. Доценко В.В. Судовая РЛС ближнего обзора с высоким разрешением по дальности / В.В. Доценко, Д.М. Носов, М.В. Осипов, М.Е. Ровкин, А.С. Сурков, В.А. Хлусов // *Материалы 20-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*. – Севастополь. – 2010. – С. 1253-1254.
62. Коноваленко М.О. Программно-аппаратный комплекс для измерения параметров линейных антенных решёток X-диапазона / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов, А.В. Христенко // *Известия высших учебных заведений. Физика*. – 2015. – Т.58. – №8/2. – С. 68- 71.
63. Тяпкин В.Н. *Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник* / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин, Е.Н. Гарин [и др.]. Изд. 2-е, перераб. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016. – 536 с.
64. Federal Communication Commission USA (FCC) 02-48, ET Docket 98-153, First Report and Order, April 2002.
65. Цейтлин Н.М. *Антенная техника и радиоастрономия*. – М.: Советское радио, 1976. – 352 с.
66. Clarricoats, L.M. Seng. “Propagation and Radiation Characteristics of Corrugated Horns,” in *Electron Lett.*, pp. 7-9, September 1973.
67. Драбкин А.Л. *Антенно-фидерные устройства* / А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов. Изд. 2-е, доп. и перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1974. – 536 с.

68. A.D. Olver. Microwave Horns and Feeds / A.D. Olver, P.J.B. Clarricoats, A.A. Kishk, L. Shafai. – IEEE Press, 1994. – p. 490.
69. P.R. Clark, G.L. James. “Ultra-Wideband Hybrid-Mode Feeds,” in *Electronic Lett.*, vol. 3, Iss. 23, pp. 1968-1969, November 1995.
70. Chu [et al]. US Patent 4442437. Small Dual Frequency Band, Dual Mode Feed Horn. Filed: 25.01.1982; Date of patent: 10.04.1984.
71. Патент на изобретение №1758732 СССР, МПК H01Q 13/02. Двухдиапазонный облучатель с круговой поляризацией поля / М.В. Гряник, М.Д. Ильинов, А.Г. Витовцев. – Опубл. 30.08.1992, Бюл. №32.
72. F.F. Dubrovka, R.F. Dubrovka, Yu.A. Ovsianyk, Ya.O. Rospora. Recent Progress in Development of Multiband Feed Horns (Review) // 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques. – pp. 44-50, September 2007.
73. Метрикин А.А. Антенны и волноводы РРЛ. – М.: Связь, 1977. – 184 с.
74. Парщиков А.А. Методика выверки и технология изготовления антенн радиотелескопа РТИ-7,5/250 МВТУ / А.А. Парщиков, Б.А. Розанов, В.С. Сагатов // Изв. вузов. Радиофизика. – 1973. – Том 16. – № 5. – С. 665–668.
75. Голубцов М.Е. Исследование технологии для изготовления отражателей зеркальных антенн КВЧ / М.Е. Голубцов, Э.О. Можаров, Д.К. Димиев // *Инженерный вестник*. – 2017. – №12. – 12 с.
76. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. – М.-Л.: Энергия, 1966. – 648 с.
77. П. Вуд. Анализ и проектирование зеркальных антенн / Под ред. О.П. Фролова. Перевод с англ. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
78. Карлинер М.М. Электродинамика СВЧ: Курс лекций. Изд. 2-е, исправленное. – Новосибирск: Новосиб. гос. ун-т, 2006. – 258 с.
79. Семенов Н.А. Техническая электродинамика. Учебное пособие для вузов. – М.: Связь, 1973. – 480 с.
80. D.E. Gary, G.M. Nita, N. Sane. “Expanded Owens Valley Solar Array (EOVSA) Testbed and Prototype,” in *American Astronomical Society, AAS Meeting 220*, May 2012.

81. Dong Zhao, Long Xu, Linjie Chen, Jun Cheng, Li Zhang, Yihua Yan. “Multi-scale clean deconvolution for solar radio imaging with Mingantu Ultrawide Spectral Radioheliograph (MUSER),” in IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China, November 2017.
82. Бобков В. Оценка требований по кросс поляризационным характеристикам антенн земных станций спутниковой связи / В. Бобков, Н. Ефимов, А. Киселев, В. Нагорнов // Connect. – 2004. – №2. – С. 85-89.
83. Лесовой С.В. Сибирский радиогелиограф: первые результаты / С.В. Лесовой, А.Т. Алтынцев, А.А. Кочанов, В.В. Гречнев, А.В. Губин [и др.] // Солнечно-земная физика. – 2017. – Том 3. – №1. – 16 с.
84. Электронный ресурс. – Режим доступа свободный: <http://isc.irk.ru/en/node/784>
85. Патент на полезную модель №163383 Российская Федерация, МПК H01Q 21/00. Сверхширокополосный облучатель с высоким коэффициентом эллиптичности / Ю.И. Буянов, М.О. Коноваленко, О.Ю. Сваровский; заявитель и патентообладатель АО «НПФ «Микран». – Оpubл. 20.07.2016, Бюл. №20.
86. Патент на полезную модель №163406 Российская Федерация, МПК H01Q 21/00. Сверхширокополосный облучатель с высоким коэффициентом эллиптичности / Ю.И. Буянов, М.О. Коноваленко, О.Ю. Сваровский; заявитель и патентообладатель АО «НПФ «Микран». – Оpubл. 20.07.2016, Бюл. №20.
87. Патент на изобретение №1712995 СССР, МПК H01Q 21/26. Широкополосная турникетная антенна / Г.М. Козлова, Н.П. Шарин, Е.А. Успанов, В.А. Миронов, С.В. Иванов. – Оpubл. 02.15.1992, Бюл. №6.
88. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. – М.: Гос. издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 317 с.
89. Электронный ресурс. – Режим доступа свободный: <http://www.rawenstvo.ru/ru/products/radar/ocean>
90. Электронный ресурс. – Режим доступа свободный: <https://ru.uos.ua/produksiya/rls>

91. Электронный ресурс. – Режим доступа свободный:  
<http://roe.ru/catalog/protivovozdushnaya-oborona>
92. Зайцев. Н.А. ОАО «Научно-производственное объединение «Стрела» // Альманах. – М.: Издательство НО «Ассоциация «Лига содействия оборонным предприятиям», 2012. – С. 364-373.
93. Зайцев Н.А. Радиолокационные станции разведки наземных движущихся целей. Современный уровень и основные направления развития / Н.А. Зайцев, А.В. Платов, В.А. Потапов // Вестник концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2014. – №1. – С. 41-44.
94. E.O. Hammerstad. “Equations for Microstrip Circuit Design,” in Proc. 5th European Microwave Conf, Hamburg, pp. 268-272, September 1975.
95. Просвирнин С.Л. Волновое сопротивление щелевой линии // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т. 20. – № 4. – С. 820–822.
96. R. Garg, K.C. Gupta. “Expression for Wavelength and Impedance of a Slotline,” in IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 24, no. 8, pp. 532-533, August 1976.
97. Keith Henney. Radio Engineering Handbook. Fifth Edition. – New York, Toronto, London: McGraw-Hill, 1959. – 1796 p.
98. S. Nishimura, K. Nakanano, T. Makimoto. “Franklin-type Microstrip Line Antenna,” in International Symposium Digest, Antennas and Propagation, pp. 134-137, Washington 1979.
99. K. Solbach. “Microstrip-Franklin Antenna,” in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 30, no. 4, pp. 773-775, July 1982.
100. B.B. Balsley, W.L. Ecklund. “A Portable Coaxial Collinear Antenna,” in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 20, pp. 513-516, July 1972.
101. T.J. Judasz, B.B. Balsley. “Improved Theoretical and Experimental Models for the Coaxial Colinear Antenna,” in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 37, No. 3, pp. 289–296, March 1989.
102. Jean-Fu Kiang. “Analysis of Linear Coaxial Antennas,” in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 46, No. 5, pp. 636–642, May 1998.

103. H. Miyashita, H. Ohmine, K. Nishizawa, S. Makino, S. Urasaki. "Electromagnetically Coupled Coaxial Dipole Array Antenna," in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 47, no.11, pp. 1716-1725, November 1999.
104. R.R. Schellenbach. "The JF Array," in QST, pp. 26-27, November 1982.
105. К. Ротхаммель. Антенны. Том 1. / Изд. 11-е, полностью перераб. и доп. А. Кришке. Перевод с нем. – Минск: Наш город, 2001. – 416 с.
106. R.N. Morris. "A Practical 40 Meter DX Antenna," in 73 Magazine, pp. 60-62, June 1971.
107. E.J. Sterba. "Theoretical and Practical Aspects of Directional Transmitting Systems," in Proc. IRE, pp. 1184-1215, June 1971.
108. G. Cousins. "A Sterba Curtain for the Low Bands," in CQ Magazine, pp. 47-48, 151, November 1962.
109. Харченко К. УКВ антенны. – М.: ДОСААФ, 1969. – 112 с.
110. S. Ballantine. "On the Optimum Transmitting Wave Length for a Vertical Antenna over Perfect Earth," in IEEE Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 12, no. 6, pp. 833-839, 1924.
111. U.K. British Patent №242,342 London, 18,624/24. Improvements in Wireless Telegraph and Telephone Aerials / C.S. Franklin. – Complete Accepted 05.11.1925.
112. J.M. Enoch. "Characteristics of a Model Retinal Receptor Studied at Microwave Frequencies," in Journal of the Optical Society of America, vol. 48, no. 12, pp. 899-911, 1958.
113. Коноваленко М.О. Диапазонные свойства антенных решёток с последовательно-параллельным возбуждением / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2013. – Т.56. – №8/2. – С. 130- 133.
114. Бахрах Л.Д., Воскресенский Д.И. Проблемы антенной техники. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
115. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем. – М.: Советское радио, 1980. – 232 с.

116. C.L. Dolph. "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-Lobe Level," in Proc. of the IRE and Waves and Electrons, no. 34, pp. 335–348, June 1946.
117. G.J. Van der Mass. "A Simplified Calculation for Dolph-Tchebycheff Arrays," in Journal of Applied Physics, vol. 25, No. 1, pp. 121-124, January 1954.
118. C.J. Drane. "Dolph-Chebyshev Excitation Coefficient Approximation," in IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 12, No. 6, pp. 781-782, November 1964.
119. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Новые методы расчёта оконных функций Дольфа-Чебышева, Барсилона-Темеша и их модификаций // Радиотехника и электроника. – 2015. – Т. 60. – С. 369-385.
120. Яковленко В.В. Весовая (оконная) функция на основе функций Дольфа-Чебышева // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – №8. – 22 с.
121. Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Метод коррекции амплитудных распределений антенных решёток с целью увеличения коэффициента использования поверхности раскрыва // Доклады Академии наук высшей школы РФ. – 2014. – №1(22). – С. 83-92.
122. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ / Г.З. Айзенберг, В.Г. Ямпольский, О.Н. Терёшин. Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 2. – М.: Связь, 1977. – 288 с.
123. John D. Kraus. Antennas. Second Edition. – New Delhi: Tata McGraw-Hill, 1988. – 892 p.
124. Изюмова Т.И., Свиридов В.Т. Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. – М.: Энергия, 1975. – 112 с.
125. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Советское радио, 1967. – 651 с.
126. Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам: отчёт о ПНИЭР (промежуточ., этап 2) / ТУСУР; рук. М.Е Ровкин; Исполн.: Н.Д. Малютин, М.О. Коноваленко (разд. 9), В.А. Хлусов [и др.] – Томск, 2018. –

В 2-х кн. – С. 211-232. – ГР № АААА-А17-117102750005-3. – Соглашение № 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор RFMEFI57717X0279.

127. В. Фуско. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Перевод с англ. под общ. ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

128. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ устройств / А.М. Чернушенко, Н.Е. Меланченко, Л.Г. Малорацкий, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1983. – 400 с.

129. Бахрах Л.Д. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин, В.А. Усин, Я.С. Шифрин. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.

130. Захарьев Л.Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин [и др.]; Под редакцией Н.М. Цейтлина. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

131. Бойко С.Н. Исследование погрешностей измерения диаграмм направленности антенн в условиях ограниченного пространства / С.Н. Бойко, С.В. Косякин, Д.А. Кошевой, А.С. Кухаренко [и др.] // Антенны. – 2014. – №10 (209). – С. 60-66.

132. Коноваленко М.О. Способ калибровки конформной антенной решётки по измерениям комплексных амплитуд поля в ближней зоне / М.О. Коноваленко, А.В. Христенко, А.В. Самогугин // Материалы 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь. – 2018. – Т.3 – С. 533-539.

133. Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа «дрон») в охраняемую зону: отчёт о ПНИЭР (промежуточный, этап 2, часть 1) / ТУСУР; рук. В.А. Хлусов; Исполн.: М.О. Коноваленко (разд. 1, С. 17-92), Д.М. Носов, А.В. Христенко [и др.]. – Томск, 2016. – 205 с. – ГР № АААА-А15-115123010010-3. – Соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2014.

# ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Обязательное)

## Акты внедрения результатов диссертационной работы



Акционерное общество  
«Научно-производственная фирма «Микран»  
(АО «НПФ «Микран»)

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель генерального  
директора по НИОКР  
АО «НПФ «Микран»



А.А. Меньшиков  
«16» октября 2019 г.

### А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Максима Олеговича Коноваленко  
«Гибридная система питания антенных решёток для малогабаритных радиолокационных станций»

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные М.О. Коноваленко в диссертационной работе на соискание учёной степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии АО «НПФ «Микран». Разработанная планарная широкополосная антенная решётка X-диапазона внедрена в серийное производство радиолокатора «Hunter».

Указанная антенная решётка с гибридной системой питания составляет пассивную антенную систему, содержащую существенные признаки, выделенные в представляемой работе, при этом обладает следующими особенностями:

- Печатная двухмерная излучающая структура, выполненная в виде набора связанных последовательно-параллельных коллинеарных щелевых антенн, возбуждаемых волной эквивалентного магнитного тока, обеспечила частотную стабильность направленных характеристик и упрощённую реализацию печатной системы деления при малых диссипативных потерях, несвойственных микрополосковым антеннам подобного размера апертуры.
- Неравновесная волноводная распределительная система, выполненная в виде параллельного делителя-сумматора, основанного на последовательно включенных направленных ответвителях с инвертированным прямым и побочным каналами, обеспечила высокую частотную стабильность и точность S-параметров для реализации амплитудно-фазового распределения антенной решётки.
- Гибридная система питания обеспечила значение КПД антенной решётки не менее 0,7 при ширине луча  $4 \times 7,5^\circ$ .

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по НИОКР  / Федоров Е.В.

Руководитель системной группы департамента СВЧ электроники  / Носов Д.М.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по производству  / Дегтярёв Д.С.



Акционерное общество  
«Научно-производственная фирма «Микран»  
(АО «НПФ «Микран»)

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель генерального  
директора по НИОКР

АО «НПФ «Микран»

А.А. Меньшиков

« 11 » октября 2019 г.



#### А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Максима Олеговича Коноваленко  
«Гибридная система питания антенных решёток для малогабаритных радиолокационных станций»

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные М.О. Коноваленко в диссертационной работе на соискание учёной степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии АО «НПФ «Микран» при разработке печатной антенной решётки К-диапазона радара «Speedy-M».

Указанная антенная решётка с гибридной системой питания составляет пассивную антенную систему, содержащую существенные признаки, выделенные в представляемой работе, при этом обладает следующими особенностями:

- Печатная излучающая структура, выполненная в виде вытянутой в несколько длин волн непрерывной щелевой топологии стоячей волны с множественными точками включения последовательного питания, обеспечивает формирование диаграммы направленности шириной  $10 \times 10^\circ$  без использования дискретной решётки элементов вдоль Н-плоскости.
- Управление амплитудой возбуждения точек питания осуществляется параметрами связанных микрополосковых линий с волной электрического тока и щелевых линий с волной эквивалентного магнитного тока, задающих соответствующий коэффициент затухания, что обеспечило заданный уровень боковых лепестков не более  $-23$  дБ без использования сложной неравновесной системы деления.

Применение предложенных принципов построения при проектировании планарных антенных решёток позволяет существенно увеличить КПД и упростить систему питания.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по НИОКР  / Федоров Е.В.

Руководитель системной группы департамента СВЧ электроники  / Носов Д.М.

Начальник отдела цифровых устройств департамента СВЧ электроники  / Русановский А.П.

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б**

(Обязательное)

Патенты

**РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ**



**ПАТЕНТ**  
НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ  
№ 163383

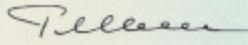
**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ С  
ВЫСОКИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ЭЛЛИПТИЧНОСТИ**

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

Автор(ы): *Буянов Юрий Иннокентьевич (RU), Коноваленко Максим Олегович (RU), Сваровский Олег Юрьевич (RU)*

Заявка № 2016102294  
Приоритет полезной модели **25 января 2016 г.**  
Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **27 июня 2016 г.**  
Срок действия патента истекает **25 января 2026 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

 **Г.И. Ильин**



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 163406

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ С  
ВЫСОКИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ЭЛЛИПТИЧНОСТИ**

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

Автор(ы): *Буянов Юрий Иннокентьевич (RU), Коноваленко Максим Олегович (RU), Сваровский Олег Юрьевич (RU)*

Заявка № 2016102287

Приоритет полезной модели 25 января 2016 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 28 июня 2016 г.

Срок действия патента истекает 25 января 2026 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



**ПРИЛОЖЕНИЕ В**

(Справочное)

Фотоизображение разработанной антенной решётки К-диапазона  
дорожного радара «Speedy-M»

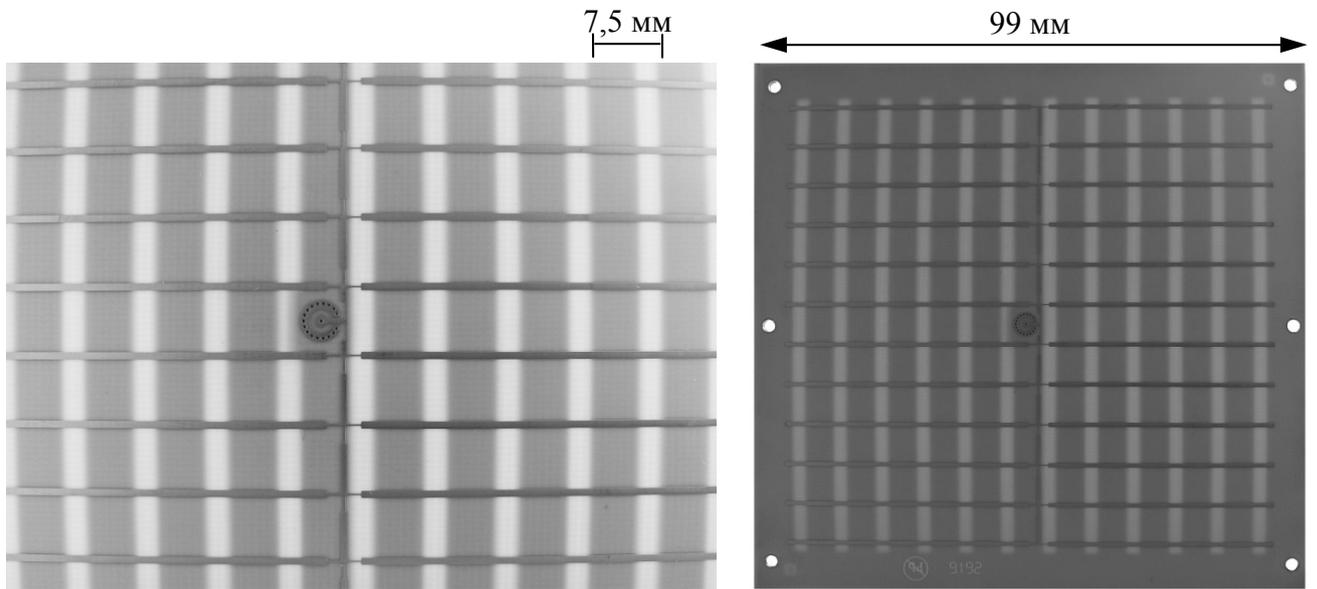


Рисунок В.1

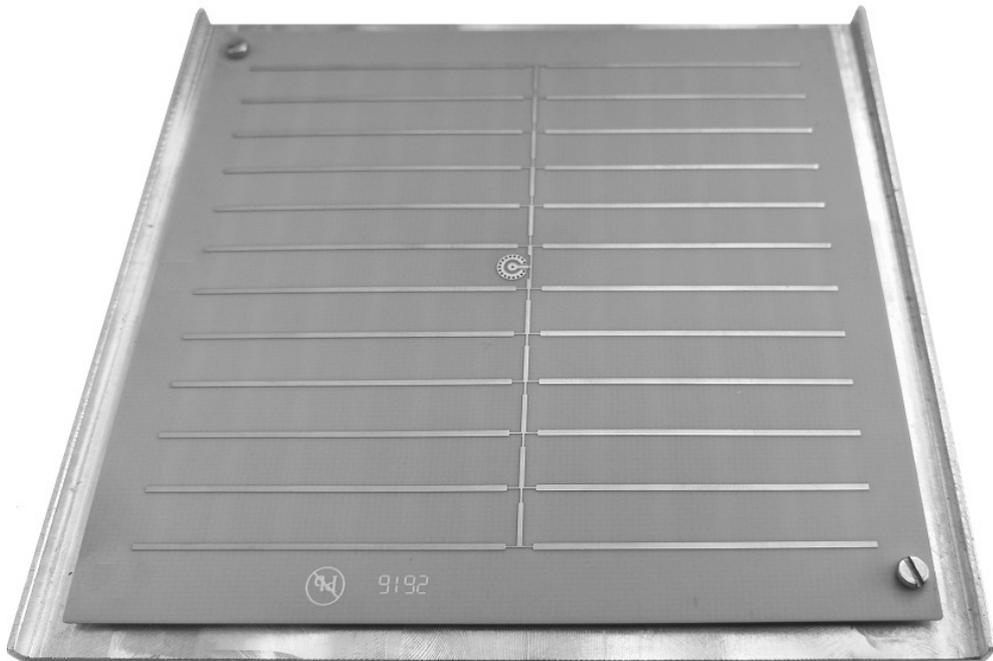


Рисунок В.2

## ПРИЛОЖЕНИЕ Г

(Справочное)

Пояснение связи результатов диссертационной работы с публикацией в журнале  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation (Web of Science Core Collection, Q1)

Сложность решения задач обнаружения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) радиолокационными средствами связана с их низкой заметностью. Поэтому ищутся дополнительные признаки, по которым можно идентифицировать БПЛА в полёте или неподвижными.

Расчётам и измерениям эффективной площади рассеяния (ЭПР) БПЛА уделяется большое внимание. В известных работах рассмотрен метод быстрого вычисления характеристик рассеяния электромагнитных волн. Показано совпадение результатов моделирования и исследования ЭПР в безэховых камерах (БЭК). Непосредственно расчёт ЭПР БПЛА выполнен как конструкции из идеального проводника, закрытой диэлектрическим кожухом. Показано, что наибольший вклад в величину ЭПР вносят металлические части конструкции.

Исследования по измерению характеристик рассеяния электромагнитных волн малоразмерными целями типа БПЛА актуальны, т.к. их конструкции постоянно совершенствуются, усложняются электронные системы связи и навигации на борту. Применяются технические решения, направленные на уменьшение ЭПР путем замены металлических деталей на элементы, выполненные из углеродных материалов.

В настоящей работе сообщается о разработке стенда для проведения экспериментальных исследований амплитудных и спектральных характеристик рассеяния электромагнитных волн малоразмерных БПЛА. Основное преимущество стенда перед другими является возможность с помощью непрерывного сигнала измерять объекты с очень низким ЭПР от  $-20$  дБ(м<sup>2</sup>) и ниже. Кроме того стенд позволяет проводить измерения при развязке между приёмной и передающей антенной около  $-20$  дБ, что решает вопрос измерений ЭПР объектов при малых бистатических углах.

В работе приведен расчёт помеховых составляющих стенда и экспериментальная их оценка. Также показаны этапы измерения и метод калибровки стенда с компенсационной схемой подавления помех. Для оценки эффективности измерений с использованием указанного стенда были проведены численные расчёты ЭПР БПЛА Cheerson-CX-20 и экспериментальное их подтверждение для разных углов облучения.

Полученные результаты можно использовать для разработки и последующей оптимизации радиолокационных методов обнаружения малоразмерных БПЛА с ЭПР от  $-20$  дБ(м)<sup>2</sup> {0,01 м<sup>2</sup>} и ниже в реальных условиях. Это особенно важно при малых углах места, поскольку в этом случае существенны отражения от подстилающей поверхности.

Таким образом, при измерениях характеристик целей с ЭПР от  $-20\text{дБ(м)}^2$  требуется высокая чувствительность измерительного сенсора, которая определяется эффективностью компенсации помех от собственного зондирующего сигнала. Известно, что при проведении измерений в БЭК, основными помехами являются сигнал, отражённый покрытием стен, а также сигнал, попадающий непосредственно из передающей антенны в приёмную.

Суть компенсационного метода заключается в векторном вычитании помеховых отражений, предварительно измеренных в БЭК, из суммарного отраженного сигнала. Метод позволяет облучать цель непрерывным сигналом и не требует дорогостоящей аппаратуры, при этом является одночастотным и обладает ограничением по величине компенсации. На Рисунке 1 показана структурная схема измерительного стенда с реализацией компенсационной схемы подавления помех.

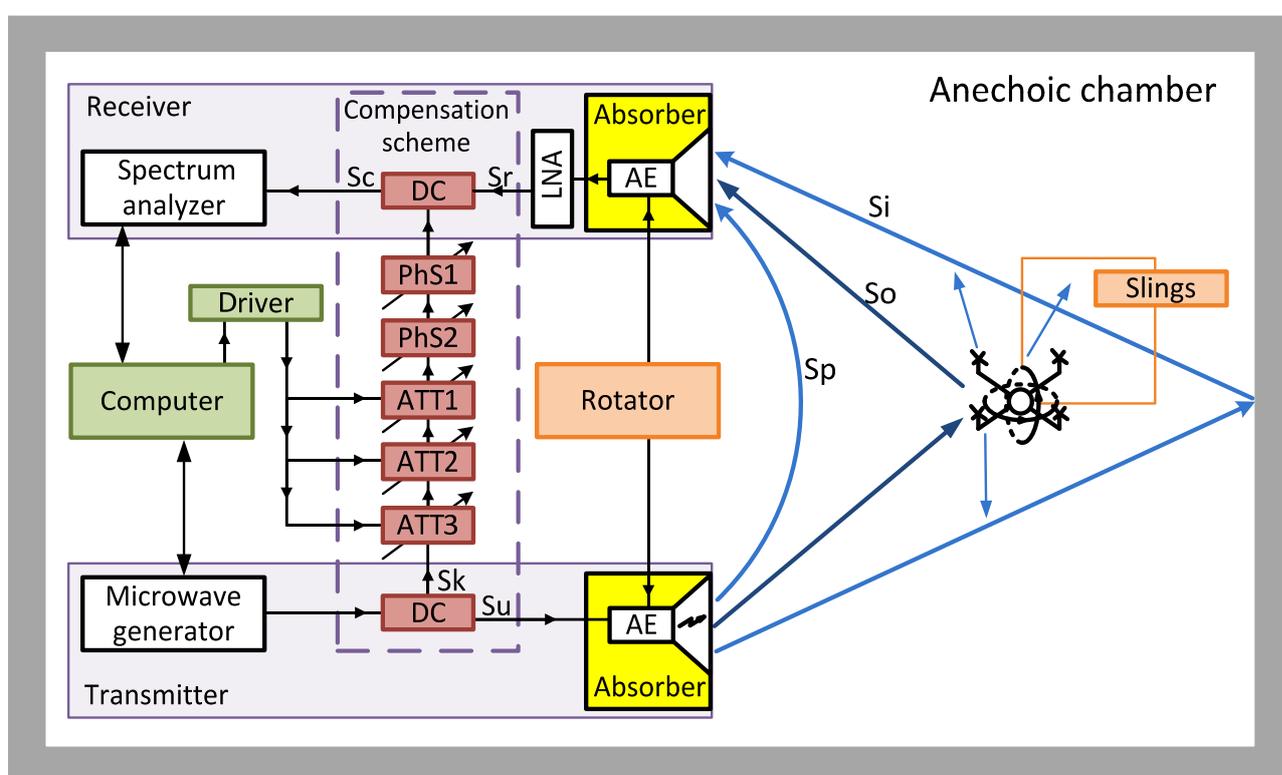


Рисунок. 1 – Структурная схема компенсационного стенда для измерений абсолютной ЭПР в полосе частот  $3 \div 33$  ГГц

Непрерывный СВЧ сигнал  $S_u$  передатчика формируется генератором, поступает в направленный ответвитель (НО), где делится на основной  $S_u$  и компенсационный  $S_k$  сигналы, причём сигнал  $S_k$  ослаблен относительно  $S_u$  на 10 дБ. Далее сигнал  $S_u$  излучается антенным элементом.

В приёмнике отраженный сигнал  $S_r$  принимается антенным элементом, затем складывается в НО с сигналом  $S_k$  и далее обрабатывается анализатором спектра. Для повышения чувствительности стенда можно использовать малошумящий усилитель, что позволяет измерять объекты с ЭПР вплоть до  $-50\text{дБ(м)}^2$ . В канале компенсации сигнал  $S_k$  ослабляется трёхзвенным ступенчатым аттенуатором с цифровым управлением до

уровня мощности суммарной помехи. Для точной настройки канала компенсации помех аттенюатор должен иметь плавную и дискретную регулировку с малым шагом и широкий диапазон вносимого ослабления, именно поэтому использован трёхступенчатый аттенюатор, каскады которого (АТТ1, АТТ2, АТТ3) имеют разный шаг и диапазон регулирования.

Фаза компенсирующего сигнала  $S_k$  регулируется двумя управляемыми фазовращателями ФВ1 и ФВ2 так, чтобы скомпенсировать суммарную помеху. Пара фазовращателей даже на нижних частотах обеспечивает вращение фазы на  $360^\circ$ , что обеспечивает необходимый диапазон настройки канала компенсации.

*Измеренная развязка между приёмной и передающей антеннами составила  $S_k = -52$  дБм. Спектрограммы сигнала помех до и после компенсации показаны на Рисунке 2. Видно, что глубина компенсации помехи составила 35 дБ.*

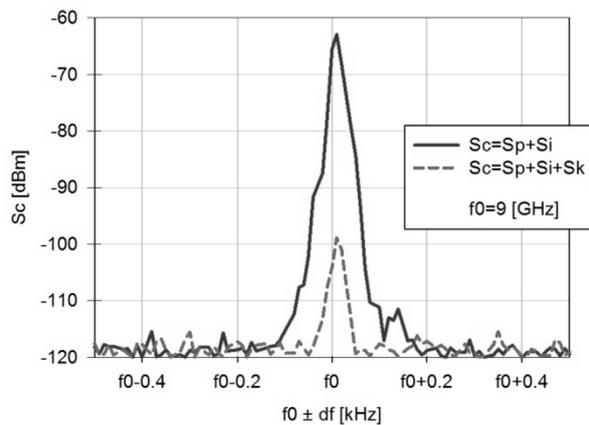


Рисунок 2 – Спектр суммарного сигнала помех без компенсации и с компенсацией

*значение не превышает  $-20$  дБ(м)<sup>2</sup> при частоте до 10 ГГц. Соответствующие кривые ракурсной зависимости в азимутальной плоскости среза представлены на Рисунке 4.*

Спектрограмма сигнала, отраженного эталоном, в качестве которого выступил металлический шар с ЭПР  $-20$  дБ(м)<sup>2</sup> и мощность сигнала БПЛА показаны на Рисунке 3 (а), (б) соответственно. Их сравнение позволяет сделать вывод, что ЭПР квадрокоптера *Cheerson-CX-20* при горизонтальной поляризации облучающей электромагнитной волны составляет  $-21,5$  дБ(м)<sup>2</sup>  $\{0,007$  м<sup>2</sup> $\}$ .

*Численные расчёты ЭПР позволяют сделать заключение о том, что в среднем её*

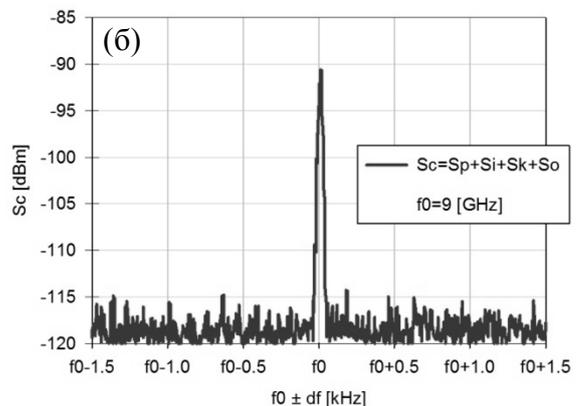
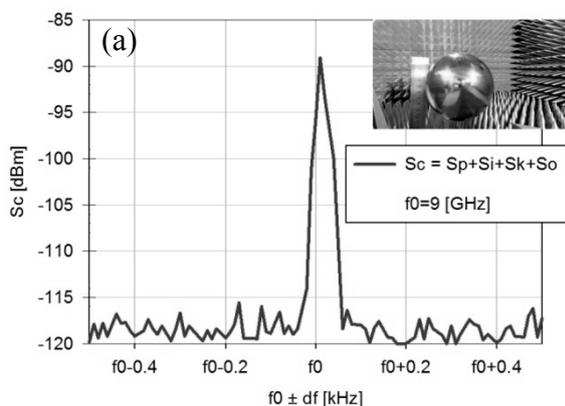


Рисунок 3 – Спектр сигнала, отражённого эталонным рассеивателем (а) с ЭПР  $-20$  дБ(м)<sup>2</sup> и квадрокоптера *Cheerson-CX-20* без вращения пропеллеров (б)

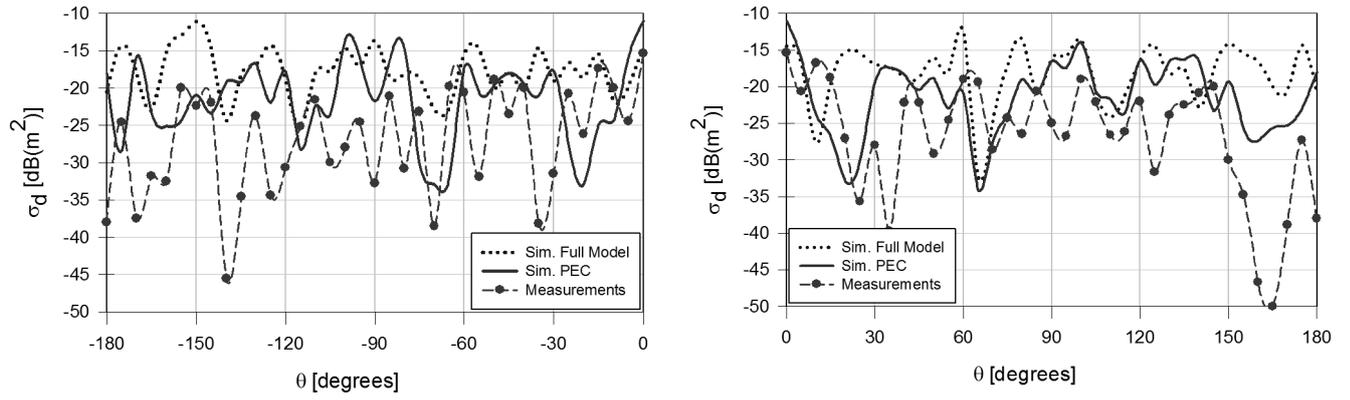


Рисунок 4 – Измеренная и рассчитанная ракурсная зависимость ЭПР квадрокоптера Cheerson-CX-20 при бистатическом угле, равном  $3^\circ$ , на частоте 9,4 ГГц при горизонтальной поляризации