

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Рудаков

Рудаков Вячеслав Андреевич

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ И ДИПЛЕКСЕРЫ
ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

1.3.4. Радиофизика

Диссертация

на соискание учёной степени

кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:

доктор физико-математических наук

Мануилов Михаил Борисович

Ростов-на-Дону – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. Современные антенные системы и диплексеры базовых станций мобильной связи.....	15
1.1. Антенные решетки для базовых станций мобильной связи.....	15
1.2. Диплексеры для систем связи.....	22
2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ.....	26
2.1. Антенная решетка диапазона 1.71-2.17 ГГц для работы в секторе 60 градусов.....	26
2.1.1. Постановка задачи. Одиночный излучатель.....	27
2.1.2. Метод стабилизации ширины диаграммы направленности АР.....	32
2.1.3. Расчетные и экспериментальные результаты для антенной решетки ...	37
2.2. Антенная решетка диапазона 1710–2690 МГц для работы в секторе 60 градусов.....	40
2.2.1. Постановка задачи. Характеристики одиночного излучателя.....	40
2.2.2. Оценка характеристик направленности антенной решетки.....	46
2.2.3. Синтез частотно-зависимого трехканального делителя мощности.....	52
2.2.4. Экспериментальные характеристики антенной решетки.....	61
2.3. Антенная решетка для двух диапазонов 690-960 / 1710-2690 МГц.....	66
2.3.1. Двухполяризационный излучатель диапазона 690-960 МГц.....	66
2.3.2. Двухполяризационный излучатель диапазона 1710-2690 МГц.....	73
2.3.3. Двухдиапазонная антенная решетка и ее экспериментальные характеристики.....	79
2.4. Выводы.....	89
3. ДИПЛЕКСЕРЫ НА ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ.....	92
3.1. Широкополосный диплексер для диапазона 680-862 / 880-960 МГц.....	92
3.1.1. Постановка задачи и концепция построения диплексера.....	92
3.1.2. Методика синтеза диплексера.....	95
3.1.3. Характеристики диплексера.....	102

3.2. Компактный диплексер с низкими потерями для диапазона	108
2.3-2.4 / 2.49-2.69 ГГц	108
3.2.1. Модифицированная конструкция диплексера	108
3.2.2. Синтез диплексера и его характеристики	111
3.3. Способ формирования полюса затухания для улучшения развязки диплексера	120
3.4. Выводы	125
4. ДИПЛЕКСЕРЫ НА СИММЕТРИЧНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ	127
4.1. Диплексер диапазона 698-806 / 885-960 МГц	127
4.1.1. Концепция построения диплексера и методика синтеза	128
4.1.2. Реализация диплексера и его характеристики	131
4.2. Диплексер диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц	143
4.2.1. Синтез прототипа диплексера	143
4.2.2. Реализация диплексера и экспериментальные результаты	146
4.3. Выводы	155
Заключение	157
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	161

Список использованных сокращений

АР – антенная решетка

КУ – коэффициент усиления

ДН – диаграмма направленности

АФР – амплитудно-фазовое распределение

УБЛ – уровень боковых лепестков

ДМ – делитель мощности

МПЛ – микрополосковая линия

ММО – multiple input multiple output

SIW – substrate integrated waveguide

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертации. Современные телекоммуникационные технологии в процессе своего динамичного развития прошли путь от традиционных голосовых и текстовых сервисов к широкополосной передаче мультимедийных данных, интеграции Интернета вещей (IoT), систем машинного обучения (Edge AI) и широкому распространению облачных решений. Ключевыми технологическими трендами последних лет стали внедрение стандартов мобильной связи пятого поколения (5G) и активная разработка шестого поколения (6G), что предъявляет повышенные требования к функциональности и энергетической эффективности оборудования базовых станций.

Одним из важнейших элементов радиочастотной подсистемы базовой станции мобильной связи являются антенные решётки (АР). Их роль заключается в эффективной передаче и приёме радиоволн заданного диапазона частот в условиях многолучевого распространения, высокой плотности абонентов и сложной электромагнитной обстановки. В современных системах мобильной связи антенны базовых станций должны обеспечивать поддержку двух наклонных линейных поляризаций, широкую полосу пропускания, высокую изоляцию между портами, стабильные диаграммы направленности (ДН), работу в нескольких частотных диапазонах, низкий уровень интермодуляционных искажений. При этом конструкции антенн должны быть компактными, низкопрофильными, пригодными для интеграции в многоканальные конфигурации (MIMO), а также обеспечивать электромагнитную совместимость при плотной установке антенн в ограниченном пространстве.

Ключевым направлением исследований и разработок в области антенн базовых станций является расширение рабочего частотного диапазона, достижение стабильных характеристик направленности в заданном диапазоне частот, многолучевой режим работы, высокое согласование и развязка, низкий уровень кроссполяризации, низкие интермодуляционные искажения.

Одним из перспективных направлений является создание антенных решёток с совмещенной апертурой для многодиапазонной работы на двух линейных наклонных поляризациях. При этом возникает ряд технических проблем, в том числе взаимное влияние элементов разных диапазонов, взаимные помехи и искажение диаграмм направленности, что требует поиска новых видов структур и методов развязки. Решение этих задач требует применения различных подходов, включая применение экранирующих или радиопрозрачных элементов, компенсацию наведённых токов, интеграцию паразитных и фильтрующих элементов, применение диэлектрических структур и метаповерхностей и др.

Наряду с антенными решётками, важнейшими компонентами радиочастотных трактов являются диплексеры, обеспечивающие отдельную передачу и приём сигналов различных диапазонов частот через общую антенну. В современных телекоммуникационных системах наблюдается экспоненциальный рост объема трафика данных, что требует постоянного совершенствования компонентов радиочастотных трактов. Компактность, низкие потери, высокая селективность, развязка и широкая полоса пропускания становятся ключевыми требованиями к диплексерам, используемым в базовых станциях, мобильных устройствах, спутниковых системах и других беспроводных приложениях. В последние годы ведутся интенсивные исследования, направленные на разработку новых конструкций диплексеров с использованием аддитивных технологий, SIW-технологий, многослойных печатных плат, резонансных кольцевых и квазисосредоточенных элементов и др. Перспективным направлением является также интеграция диплексеров с антеннами в рамках единого антенного фильтрующего модуля, что позволяет сократить габариты устройств и повысить эффективность использования частотного спектра.

Таким образом, **актуальность** темы данной работы обусловлена необходимостью разработки новых широкополосных, многодиапазонных, двухполяризационных антенных решеток с высоким согласованием и изоляцией, стабильной диаграммой направленности, низким уровнем кроссполяризации и интермодуля-

ционных искажений, а также созданием компактных диплексеров с высокими электрическими характеристиками для базовых станций перспективных систем мобильной связи.

Цель и задачи диссертационной работы

Целью диссертационной работы является поиск новых решений в области создания широкополосных двухполяризационных антенных решеток и диплексеров с высокими электродинамическими характеристиками для базовых станций перспективных систем мобильной связи.

Для достижения поставленной цели были решены следующие **задачи**:

- Разработка новых типов АР со стабильной шириной ДН для диапазонов 1710–2170 МГц, 1710–2690 МГц и сектора обслуживания 60° , а также двухдиапазонной АР для диапазонов 690-960 МГц / 1710-2690 МГц и сектора 120° .
- Разработка новой модификации диплексеров на встречно штыревых резонаторах диапазонов 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц.
- Разработка нового класса диплексеров на основе полосковых линий для диапазонов 698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 / 1885-2025 МГц.

Научная новизна

1. Разработана и реализована новая двухполяризационная АР на основе петлевых вибраторов для работы в угловом секторе 60° в диапазоне 1710-2170 МГц (23.6%). Предложен новый метод стабилизации ДН данного типа антенн в горизонтальной плоскости, заключающийся в разбиении вертикальной АР на 3 подрешетки. Данная АР обеспечивает ширину ДН в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5}=36^\circ\pm 2.3^\circ$, высокие электрические характеристики и более простую конструкцию по сравнению с прототипами.

2. Разработана и реализована новая двухполяризационная АР на основе скрещенных диполей для работы в угловом секторе 60° в диапазоне 1710-2690 МГц (44.5%). Предложен новый метод стабилизации ширины ДН данного класса АР на основе применения несимметричных трехканальных частотнозависимых делите-

лей мощности (ДМ). Разработан новый 3-канальный частотно-зависимый ДМ на микрополосковых линиях. Ширина ДН АР по уровню половинной мощности составляет $2\theta_{0,5}=36^\circ\pm 4^\circ$ во всем рабочем диапазоне.

3. Разработана новая двухдиапазонная АР на основе печатных петлевых вибраторов и цельнометаллических скрещенных диполей для работы в угловом секторе 120° в диапазонах 690-960 МГц / 1710-2690 МГц на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$. Экспериментально подтверждены высокие электродинамические характеристики АР.

4. Предложена новая конструкция диплексеров на встречно-штыревых резонаторах. Экспериментально исследованы диплексеры диапазонов 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц, подтверждены их высокие характеристики. Диплексеры имеют низкие вносимые потери, компактную настраиваемую конструкцию, низкие интермодуляционные искажения.

5. Предложена новая конструкция диплексеров на симметричных полосковых линиях с заполнением в виде вспененного диэлектрика с $\varepsilon = 1.06$. Реализованы и экспериментально исследованы диплексеры в диапазонах 698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 / 1885-2025 МГц. Новизна конструкции определяется использованием четвертьволновых полосковых шлейфов в виде плоской спирали и корпуса сложного поперечного сечения, что обеспечило высокие характеристики диплексеров и компактную технологичную конструкцию.

Практическая значимость

Практическая значимость работы определяется созданными новыми типами антенн для базовых станций диапазонов 1710-2170 МГц, 1710-2690 МГц, включая двухдиапазонную АР 690-960 МГц / 1710-2690 МГц. Все антенны изготовлены, успешно экспериментально протестированы, демонстрируют высокие электродинамические характеристики, имеют технологичную конструкцию и готовы к массовому производству. Предложенные конструкции антенн, а также предложенные методы стабилизации ДН в рабочем диапазоне могут быть применены в других диапазонах частот.

Важный практический результат также состоит в разработанных новых типах диплексеров на встречно-штыревых резонаторах (диапазоны 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц) и на полосковых линиях (698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 / 1885-2025 МГц). Диплексеры указанных диапазонов успешно изготовлены и их высокие характеристики подтверждены экспериментально. Предложенные конструкции диплексеров могут быть применены в других частотных диапазонах.

Полученные результаты были использованы в разработках компании Guangzhou Sigtenna Technology Co. Ltd. (КНР).

Методы исследования

При проведении исследований использовались современные средства электродинамического моделирования антенн и СВЧ устройств на основе метода конечных элементов, методы синтеза распределительных устройств и диплексеров на основе эквивалентных схем, в т.ч. на основе аппарата матриц связи.

Экспериментальные исследования всех разработанных антенн и диплексеров проводились на современных векторных анализаторах СВЧ цепей (Planar, Keysight) с использованием безэховой камеры.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Метод формирования стабильной ширины диаграммы направленности двухполяризационных антенных решеток базовых станций мобильной связи, работающих в угловом секторе 60° в полосе частот до 24% (1710-2170 МГц). Разделение раскрыва АР на три подрешетки с одним или двумя элементами в каждом ряду обеспечивает стабильную ширину луча и низкий уровень боковых лепестков при установленном оптимальном соотношении числа рядов средней и двух крайних подрешеток (3/2).
2. Метод стабилизации ширины ДН двухполяризационных антенных решеток базовых станций мобильной связи, работающих в угловом секторе 60° в полосе частот до 45% (1710-2690 МГц). Раскрыв АР, сформированный из трехэлементных подрешеток, возбуждаемых несимметричным частотно-зависимым 3-канальным

делителем мощности, обеспечивает стабильную ширину луча и низкий уровень боковых лепестков. Разработана новая конструкция несимметричного частотно-зависимого делителя мощности на микрополосковых линиях.

3. Новая конструкция двухдиапазонной антенной решетки для работы в угловом секторе 120° в базовых станциях мобильной связи диапазона 690-960 МГц / 1710-2690 МГц на двух наклонных поляризациях.

4. Новая широкополосная конструкция диплексеров на встречно-штыревых резонаторах для работы в базовых станциях мобильной связи. Предложенная эффективная комбинированная методика синтеза данного класса диплексеров на основе аппарата матриц связи.

5. Новый класс диплексеров на основе симметричных полосковых линий с близко расположенными рабочими полосами частот и низкими вносимыми потерями. Ключевыми новыми элементами конструкции, обеспечивающими высокую крутизну частотных характеристик, являются высокоомные четвертьволновые шлейфы, реализованные в виде плоской спирали и корпус со сложным сечением.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы доложены на международных и всероссийских конференциях:

- 28th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, (CriMiCo-2018), 2018, September 9-15, Sevastopol
- VI Всероссийская Микроволновая Конференция, 28 – 30 ноября 2018 г., Москва,
- Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW-2019), 2019, June 24-28, Divnomorskoe,
- 7th All-Russian Microwave Conference (RMC-2020), Moscow, 2020
- Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2021, Divnomorskoe, 2021,
- Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2023, Divnomorskoe, 2023.

По материалам диссертации опубликовано 21 работа, в том числе 4 статьи в рецензируемых научных журналах, определенных ВАК для публикации научных результатов по специальности 1.3.4 «Радиофизика», 8 работ индексируются в базах данных Scopus и Web of Science, 9 международных патентов (КНР).

Личный вклад. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежит разработка электродинамических моделей, исследование и оптимизация параметров антенных решеток разных частотных диапазонов и диплексеров, экспериментальное исследование изготовленных антенных решеток и диплексеров.

Достоверность результатов, полученных в работе, подтверждается сравнением полученных теоретических результатов с экспериментальными данными, полученными в результате изготовления и тестирования всех типов исследованных в работе антенных решеток и диплексеров. Проведенное сравнение во всех случаях показывает очень хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных, полученных на векторном анализаторе цепей и в безэховой камере.

Соответствие паспорту специальности. Содержание диссертационной работы полностью соответствует паспорту специальности 1.3.4 "Радиофизика" по п.3. «Разработка и исследование новых электродинамических систем и устройств формирования и передачи радиосигналов: резонаторов, волноводов, фильтров и антенных систем в радио, оптическом и ИК -диапазоне».

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы. Общий объем работы – 171 страница, включая 85 рисунков и 3 таблицы. Список цитируемой литературы включает 128 наименований, в том числе 21 публикация автора.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность работы, сформулированы цель и задачи исследования, научная новизна и практическая значимость, а также основные результаты, выносимые на защиту. Также отражена апробация работы, лич-

ный вклад автора, соответствие паспорту специальности и краткое содержание работы.

В первой главе изложен обзор литературы в области актуальных исследований и разработок, посвященных широкополосным и многодиапазонным антеннам базовых станций мобильной связи LTE/5G, а также диплексерам, применяемым в системах мобильной связи, включая базовые станции.

Во второй главе предложены и исследованы три новых типа антенных систем для базовых станций мобильной связи.

Разработана двухполяризационная АР диапазона 1710-2170 МГц для работы в угловом секторе 60° . АР реализована на основе цельнометаллических двухполяризационных излучателей, включающих четыре петлевых вибратора. Предложен метод стабилизации ширины ДН в полосе частот до 25%, заключающийся в разбиении вертикальной АР на три подрешетки. Средняя подрешетка содержит по два излучателя в каждом горизонтальном ряду, а крайние подрешетки содержат по одному излучателю в каждом ряду. Установлено, что оптимальное соотношение количества рядов в средней и крайних подрешетках равно $3/2$. Антенна успешно изготовлена и экспериментально исследована. АР обеспечивает ширину ДН в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5}=36^\circ\pm 2.3^\circ$ и высокие характеристики: коэффициент усиления более 20 дБ, низкий уровень боковых лепестков (УБЛ) -20 дБ, коэффициент отражения по входам -18.5 дБ, поляризационная развязка не хуже -30 дБ, уровень интермодуляционных искажений около -107 дБм.

Разработана, реализована и экспериментально исследована АР диапазона 1710-2690 МГц для работы в угловом секторе 60° . Двухполяризационная АР реализована на скрещенных диполях. Предложен новый метод стабилизации ширины ДН для данного типа АР, основанный на применении разработанного оригинального микрополоскового трехканального частотно-зависимого делителя мощности. Каждый ряд вертикальной АР содержит три элемента, которые возбуждаются отдельным трехканальным частотно-зависимым ДМ. Измеренное отклонение ши-

рины ДН АР по уровню половинной мощности в рабочем диапазоне не превышает 4° . УБЛ не превышает -15.5 дБ, коэффициент усиления 17 дБ. Коэффициенты отражения портов -20 дБ, поляризационная развязка -30 дБ, уровень интермодуляционных искажений около -108 дБм.

Предложен новый тип двухдиапазонной антенны с рабочими полосами 690-960 МГц / 1710-2690 МГц для работы в базовых станциях на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$ в угловом секторе 120° . Антенна успешно изготовлена и экспериментально исследована. Она включает двухэлементную АР диапазона 690-960 МГц, излучатели которой реализованы на основе четырех печатных петлевых диполей. В состав антенны входят также две 4-элементные АР верхнего диапазона 1710-2690 МГц. Каждая из них состоит из цельнометаллических излучателей на скрещенных диполях с вынесенной металлической пластинкой для сужения ДН элемента, а также вертикальными металлическими стенками для улучшения кроссполяризации. Антенна имеет стабильную ширину луча по уровню половинной мощности (отклонение менее 4°), высокое согласование ($S_{11} < -15$ дБ), высокую развязку -25 дБ, малый УБЛ (-14 дБ), коэффициент усиления выше 10 дБ и 12.5 дБ в НЧ и ВЧ диапазонах соответственно, а также низкий уровень интермодуляционных искажений (-108 дБм).

В третьей главе предложена и исследована новая модификация диплексеров на встречно-штыревых резонаторах для базовых станций. Диплексер включает два канальных фильтра и согласующую цепь на Т-разветвлении коаксиальных линий с прямоугольным сечением, которые выполнены в виде цельнометаллической конструкции. В качестве настроечных элементов использованы диэлектрические винты. Предложена оригинальная комбинированная методика синтеза данного класса диплексеров на основе матриц связи. Успешно разработаны и экспериментально исследованы диплексеры для диапазонов 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц. Диплексер диапазона 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц имеет коэффициент отражения -20 дБ, развязку -30 дБ, вносимые потери 0.15 дБ, интермодуляционные искажения около 124 дБм при весьма компактных размерах.

В четвертой главе исследован еще один новый тип диплексеров, реализованных на основе симметричных полосковых линий. Предложенная конструкция включает разветвленный полосковый проводник, помещенный в металлический профиль прямоугольного или сложного сечения и фиксированный в нем с помощью пластин вспененного диэлектрика с малым $\varepsilon = 1.06$. Предложена эквивалентная схема фильтров и диплексеров данного класса и методика синтеза на основе теории цепей. Ключевыми элементами диплексеров являются четвертьволновые шлейфы, формирующие полюсы затухания. Поскольку в результате синтеза установлено, что шлейфы могут иметь высокие значения волновых сопротивлений, для их практической реализуемости предложено выполнять шлейфы в форме спирали и использовать корпус сложного сечения. Успешно изготовлены и экспериментально исследованы диплексеры диапазонов 698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 / 1885-2025 МГц. Диплексеры имеют весьма технологичную компактную конструкцию и высокие электрические характеристики (потери 0.3 – 0.5 дБ, коэффициент отражения в рабочей полосе -19 дБ, развязка - 27...-30 дБ).

В заключении сформулированы основные результаты и выводы работы.

1. Современные антенные системы и диплексеры базовых станций мобильной связи

Современные и перспективные поколения мобильной связи, включая системы 5G/6G, предъявляют всё более жёсткие требования к инфокоммуникационной инфраструктуре, и в частности, к антенным системам базовых станций. Рост числа мобильных пользователей, развитие интернета вещей (IoT), внедрение автономных систем и повышение плотности трафика требуют устойчивой поддержки высокоскоростной передачи данных, минимальных задержек и стабильных зон покрытия в различном ландшафте городской и сельской застройки. Одним из ключевых факторов обеспечения таких характеристик является разработка новых решений в области антенных систем с высокой пропускной способностью, широкой рабочей полосой, многодиапазонным и многолучевым режимом работы, компактными размерами и высокой энергетической эффективностью.

В этой связи возрастает актуальность разработки широкополосных и многодиапазонных антенн и диплексеров. Базовые станции должны обеспечивать одновременную работу в нескольких диапазонах частот, соответствующих различным стандартам связи - от традиционных 2G / 3G / 4G до современных и перспективных 5G/6G. Это требует разработки антенн, способных функционировать в широкой полосе частот при сохранении стабильной ширины диаграммы направленности и высокого коэффициента усиления. Одновременно возрастает значение диплексеров, обеспечивающих развязку между каналами приёма и передачи, фильтрацию помех и минимальные потери сигнала.

1.1. Антенные решетки для базовых станций мобильной связи

При разработке антенн для базовых станций мобильной связи используются несколько подходов, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки.

Дипольные антенны являются одним из наиболее распространенных типов антенн, благодаря своей простоте и надежности. Однако, достижение широкой полосы пропускания и стабильной диаграммы направленности в широком диапа-

зоне частот представляет собой сложную задачу. Для решения этой проблемы используются различные методы. Для улучшения характеристик дипольных антенн применяются директоры, другие пассивные элементы, обеспечивающие формирование диаграммы направленности и улучшающие согласование [2, 3]. Антенны на основе петлевых вибраторов позволяют получить более компактную широкополосную конструкцию [9, 2]. Квадратные петлевые вибраторы обеспечивают широкую полосу пропускания и возможность управления импедансом [10].

Различные микрополосковые (МПЛ) «патч-антенны» характеризуются компактностью и низкопрофильностью, что делает их привлекательными для использования в базовых станциях. Однако, МПЛ антенны обычно имеют ограниченную полосу пропускания. Для расширения полосы используются щели в излучающем элементе и его модификации, что позволяет изменять распределение тока и расширять полосу пропускания. Применение специальных конфигураций питающих линий, выбор оптимальной точки подключения и типа питающей линии позволяет улучшить согласование и расширить полосу пропускания. Применение многослойных МПЛ патч-антенн, увеличение числа излучающих элементов позволяет расширить полосу пропускания и улучшить характеристики антенны. [9-10, 36, 41]

Магнитоэлектрические дипольные антенны (МЕ-диполи) представляют собой гибридные структуры, сочетающие в себе электрический и магнитный диполи. Это позволяет достичь стабильной диаграммы направленности и улучшить диапазонные свойства, расширив рабочую полосу [7]. Однако, МЕ-диполи обычно сложнее в реализации и могут иметь невысокий коэффициент усиления.

Плотно упакованные дипольные АР (ТСДА) являются перспективным решением для создания сверхширокополосных систем [4]. Однако, эффективная работа ТСДА требует сложной схемы возбуждения и применения полупроводниковых приемо-передающих модулей. Фазированные и активные фазированные АР обеспечивают широкие возможности по формированию ДН и сканированию луча,

но они остаются дорогостоящим решением и не подходят для массового применения в базовых станциях [12], [9].

Антенны с интегрированной апертурой (aperture-shared) рассмотрены в [8,11, 16, 19] . Этот подход позволяет размещать антенны разных диапазонов на одной апертуре, что экономит пространство, однако, это требует специальных мер для снижения взаимного влияния излучателей.

В многодиапазонных антеннах возникает проблема уменьшения связи между излучателями разных диапазонов. Например, в [18] на излучатель антенны нижнего частотного диапазона были установлены дроссели, уменьшающие связь излучателей разных диапазонов и улучшающие характеристики антенны.

В современных системах связи для минимизации электромагнитного взаимодействия между элементами антенной решетки используются метаповерхности. Это специальные структуры, обладающие уникальными электромагнитными свойствами, позволяющие управлять распространением волн и уменьшать взаимные помехи в рабочих диапазонах АР [17]. Так же применяются активные или пассивные схемы компенсации взаимных помех, между элементами АР [17].

В работах [1, 3] предложены конструкции двухполяризационных антенн, охватывающих полосу пропускания 790–960 МГц, что соответствует European Digital Dividend (791–862 МГц), CDMA800 (825–880 МГц) и GSM900 (889–960 МГц). Основная идея, реализованная в [1], заключается в использовании четырех диполей, четырех симметрирующих трансформаторов, основания и металлического отражателя. Конструкция антенны имеет размеры $0.49\lambda_0 \times 0.49\lambda_0 \times 0.2\lambda_0$ (где λ_0 – длина волны на центральной частоте), и достигается относительная ширина полосы 19.4%. Для улучшения поляризационной развязки применяются специфические формы металлического отражателя (например, U-образные боковые стенки).

В работе [3] предложена схожая конструкция, но с использованием двух пар симметричных диполей, симметрирующих устройств, пьедестала и пластиковых креплений. В данном решении отмечается уменьшение взаимной связи за

счет восьмиугольного отверстия диаметром 0.485λ , а также высокий коэффициент усиления (более 9.66 дБ).

Работа [2] является развитием [3] и фокусируется на расширении рабочего диапазона до LTE800/GSM850. Предложенное решение заключается в модификации геометрии диполей и формы пластиковых креплений, что позволяет расширить полосу пропускания до 698–960 МГц. Антенна работает на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$, имеет коэффициент усиления 9.41 ± 0.48 дБ и высокую развязку между портами (более 25 дБ). В [4] предложена широкополосная двухполяризационная антенна, состоящая из коробчатого рефлектора и двух пар изогнутых диполей, нагруженных резонатором для расширения полосы. Это решение обеспечивает ширину рабочей полосы 37.5% (0.67–0.98 ГГц) с $|S_{11}| < -15$ дБ, высокую изоляцию (-40 дБ) и стабильный коэффициент усиления около 9.5 дБ.

Для диапазонов частот 2G / 3G / LTE (1.71 ГГц – 2.69 ГГц) широко используются схожая геометрия антенн, основанная на петлевых диполях, работающих в режиме двойной поляризации с наклоном $\pm 45^\circ$ [5–11]. В работе [6] предложена конструкция, объединяющая круглые и прямоугольные шлейфы, возбуждаемая перевернутой Г-образной полосковой линией питания, обеспечивая полосу пропускания 1.71–2.69 ГГц при КСВН < 1.5 и изоляции не хуже -40 дБ. В [7] представлена антенна, состоящая из двух диполей с ортогональными поляризациями, диэлектрического стержня и металлического отражателя, работающая в диапазоне 1.66–3.0 ГГц с высокой изоляцией (-32 дБ) и низким уровнем кроссполяризации (-24 дБ). Компактные размеры (44 мм \times 11 мм) достигаются за счет использования двухмодовых резонаторов с разомкнутым контуром. В [9, 10] схожие конструкции с четырьмя петлевыми диполями, расположенными в форме квадрата, с пассивным элементом (патчем) и выпуклым отражателем, обеспечивают полосу пропускания 64.8% (1.39–2.76 ГГц) с КСВ < 1.5 , изоляцией -27 дБ и стабильной диаграммой направленности.

Разработка двухдиапазонных антенн для базовых станций направлена на создание устройств с высоким коэффициентом усиления, узкой шириной луча и

компактными размерами, часто с использованием элементов, встроенных друг в друга. В [15] предложен двухдиапазонный излучатель, сочетающий излучатель нижнего диапазона (похожий на [1]) с излучателем верхнего диапазона типа квадратного кольца, что расширяет полосу пропускания и снижает затраты материалов. В [16] для минимизации размеров и улучшения изоляции между элементами, работающими в разных диапазонах, используются перегородки. Решение включает низкочастотный излучатель (790-960 МГц) с квадратной апертурой и высокочастотный (1710 – 2170 МГц) веерообразный широкополосный элемент. Достигнуты следующие характеристики АР: КСВ < 1.3, изоляция -30 дБ в нижнем диапазоне и -33 дБ в верхнем диапазоне, коэффициент усиления 18 ± 1 дБ в верхнем диапазоне и 14 ± 1 дБ в нижнем диапазоне.

В [17] предложена антенна, объединяющая излучатель нижнего диапазона из [1] и скрещенные печатные диполи верхнего диапазона, обеспечивая КСВ < 1.5, изоляцию -26 дБ в нижнем (790 - 1000 МГц) и -28 дБ в верхнем (1640 - 2760 МГц) диапазонах. В [18, 19] использован излучатель нижнего частотного диапазона (0.704–0.96 ГГц и 1.71–2.69 ГГц) с делителем мощности и металлической кольцевой перегородкой, достигающий высокой изоляции (-33 дБ для нижнего диапазона и -26 дБ для верхнего диапазона). В [19] представлена компактная двухдиапазонная антенная решетка (0.69–0.96 ГГц и 1.7–2.7 ГГц) с элементами, работающими в разных диапазонах, где для минимизации размеров антенные элементы чередуются, а для подавления помех используются фильтрующие антенны. Для реализации двухдиапазонных антенн, подходящих для современных базовых станций, были предложены разнообразные подходы, направленные на формирование стабильной диаграммы направленности, высокой производительности и компактных размеров. В [20] представлено решение для миниатюризации двухдиапазонной антенной решетки 4×8 с двумя наклонными поляризациями и двумя лучами. Этот подход предполагает использование двух подрешеток 4×4 , работающих в диапазонах 3G (1710–2170 МГц) и LTE (2490–2690 МГц), с чередованием элементов для уменьшения размеров. Для подавления взаимной связи

между элементами, работающими в разных диапазонах, используются фильтрующие антенны с подавлением внеполосного излучения. Чтобы получить стабильные двухлучевые диаграммы направленности, для каждого диапазона разрабатываются диаграммообразующие схемы с малым амплитудным и фазовым разбалансом.

В работе [21] предлагается компактная двухдиапазонная двухполяризационная антенна (698 - 960 МГц и 1.7 – 2.7 ГГц), в которой для нижнего диапазона частот используются два парных диполя с сильной связью, а для верхнего диапазона – крестообразно расположенные патч-диполи. Для увеличения связи между соседними диполями и улучшения компактности концы диполей нижнего диапазона изогнуты, а на концах диполей верхнего диапазона введены разрывы.

В [22] предложена двухдиапазонная антенная решетка, состоящая из двух независимых двухполяризационных решеток для диапазонов 1.71–2.17 ГГц и 2.5–2.69 ГГц. Решение обеспечивает высокую изоляцию (более 29 дБ) и высокое отношение прямого и обратного излучений (более 26 дБ). Максимальный коэффициент усиления составляет 17.9 и 18.1 дБ для нижнего и верхнего диапазонов соответственно.

Широкополосная двухдиапазонная двухполяризованная антенна разработана в [24]. Излучатель нижнего диапазона (698 – 960 МГц) состоит из четырех алюминиевых элементов, установленных на металлическом рефлекторе, а излучатель верхнего диапазона (1710 – 2690 МГц) – из четырех треугольных алюминиевых пластин и четырех треугольных металлических стоек. В предложенной конструкции элемента верхнего диапазона помещен в центре элемента нижнего диапазона.

В [25] для сотовых диапазонов 1.7–2.7 ГГц представлена новая структура антенны Вивальди с двумя ортогональными поляризациями. Для каждой поляризации используются две параллельные антенны Вивальди с симметричным возбуждением. Для улучшения направленности антенна Вивальди расположена на расстоянии 15 мм над рефлектором.

Патент [27] описывает конструкцию двухполяризационной низкочастотной дипольной антенны, содержащей четыре диполя, расположенные так, чтобы образовать непересекающийся квадрат. В патенте [28] предложены сверхширокополосные двухдиапазонные антенны с двумя ортогональными поляризациями и низкочастотные излучатели для таких антенн, содержащие диполь и расширенный диполь, расположенные перекрестно.

В работе [31] предлагается миниатюрная антенна с меандровыми линиями для расширения полосы пропускания и скрещенными прямыми полосками для смещения резонансной моды, обеспечивая полосу пропускания 1.71–2.69 ГГц с КСВН < 1.65 и изоляцией -28 дБ. В [32] для разделения диапазонов и улучшения характеристик используются частично отражающие поверхности, формирующие квази-резонатор Фабри-Перо. Работа [33] предлагает многодиапазонную конфигурацию с U-образными структурами в нижнем диапазоне и резонансными LC-структурами в верхнем диапазоне для подавления взаимного влияния. В [34] миниатюризация достигается за счет общего использования плеч диполей и введения щелей на плечах нижнего диапазона для стабилизации диаграмм направленности верхнего диапазона. В [36] широкополосная двухполяризационная антенна включает четыре петлевых диполя, пассивный элемент (патч) и выпуклый отражатель. Полоса пропускания антенны 64.8% (1.39–2.76 ГГц). В [37] предложена низкопрофильная двухполяризационная антенна с четырьмя петлевыми диполями, расположенными в форме восьмиугольника, и изогнутыми L-образными линиями питания для расширения полосы пропускания. В [41] для расширения полосы пропускания и улучшения изоляции используются паразитные элементы, встраиваемые в асимметричные диполи. В [44] компактность двухдиапазонной антенны достигается за счет общего использования плеч диполей нижнего диапазона и введения щелей для стабилизации диаграмм направленности.

1.2. Диплексеры для систем связи

В современных беспроводных системах связи диплексеры играют ключевую роль, обеспечивая частотное разделение сигналов передатчика и приемника, подключенных к одной антенне. Компактность, низкие потери и высокая развязка являются ключевыми требованиями к диплексерам для применения в базовых станциях и мобильных устройствах. В связи с этим, в последние годы активно разрабатываются новые конструкции диплексеров, направленные на улучшение их электрических характеристик и миниатюризацию.

В статье [49] предложена структура резонатора на двухсторонней полосковой линии на подвешенной подложке для диплексеров базовых станций. Полосковый резонатор состоит из тонкой подложки с металлическими полосками с обеих сторон, соединенных металлическим переходным отверстием и подвешенных в центре заполненной воздухом полости. Центральные частоты диплексера - 1.95 и 2.14 ГГц, полосы пропускания - 60 МГц. Используется подложка AD255A. Измеренные вносимые потери составляют 1.29 и 1.32 дБ, развязка каналов более 80 дБ.

В работе [50] представлен широкополосный диэлектрический диплексер, использующий змеевидный полосковый фильтр нижних частот и диэлектрический полосковый полосо-пропускающий фильтр. Размеры устройства: 12мм × 50мм × 50мм. В конструкции используется диэлектрик с высокой диэлектрической проницаемостью.

В работе [51] представлен полосковый диплексер, использующий последовательно соединенные распределенные элементы. Работа [52] представляет разработку планарного диплексера с высокой изоляцией для спутниковых приложений, работающего в Ku-диапазоне: прием (10.70-12.75 ГГц) и передача (13.75-14.50 ГГц). Измеренная развязка каналов лучше 50 дБ, вносимые потери менее 2 дБ. Размер конструкции: 30 x 30 мм. Используется полосковая технология в многослойной конфигурации.

Статья [53] описывает миниатюрный диплексер с низкими потерями на полосковой линии с подвешенной подложкой. Объединение полосковых фильтров

осуществляется Т-образным соединением. Широкий рабочий диапазон частот от 10 МГц до 4 ГГц. Вносимые потери ниже 1 дБ в 95,37% полосы пропускания. В [54] также демонстрируется концепция фильтров и диплексов, реализованных на полосковой линии с подвешенной подложкой с использованием квазисосредоточенных элементов. Еще одна конструкция диплексера, в которой используется полосковая линия на подвешенной подложке описана в [56]. Диплексер имеет низкие вносимые потери в рабочих диапазонах частот 10 МГц-2.2 ГГц и 2.2 ГГц-6 ГГц. Измеренные вносимые потери менее 1 дБ для каждого канала. Диплексер имеет компактные габариты: 51.3×55.6×10 мм.

В работе [55] предложена конструкция компактного микрополоскового диплексера, использующего связанные двухмодовые резонаторы с разомкнутым контуром. Рабочий диапазон частот 2.07 / 2.3 ГГц. Достигнутая изоляция лучше - 40 дБ. Диплексер имеет компактные габариты 44 мм × 11 мм. Микрополосковый диплексер на составных резонаторах с копланарной волноводной разводкой исследован в работе [57]. Рабочие частоты 1 ГГц и 1.2 ГГц. Вносимые потери диплексера составляют 0.3 дБ и 0.4 дБ в каждом канале, изоляция каналов не хуже 23 дБ. В работах [58, 60] рассматривается использование SIW волноводов для создания диплексов. Представлены компактные планарные диплексы на SIW волноводах с широкой полосой заграждения.

Миниатюрный диплексер с низкими вносимыми потерями предложен в [59] для применения в системах Wi-Fi (2.4 ГГц - 2.5 ГГц и 5.15 ГГц - 5.85 ГГц). Диплексер имеет вносимые потери 1.67 дБ и 1.58 дБ соответственно. Изоляция между выходными портами более 25.8 дБ. Устройство имеет компактные габариты 14.6 мм × 10.48 мм. Диплексер в [60] имеет низкие вносимые потери в полосах рабочих частот: 0.91 дБ и 0.85 дБ соответственно.

В [61] рассматривается компактный микрополосковый диплексер, разработанный для современных беспроводных коммуникаций с использованием материала подложки «карра». В диапазонах частот 2.84 ГГц и 4.08 ГГц. Вносимые поте-

ри ниже 1 дБ, изоляция каналов лучше 35 дБ. Конструкция имеет габариты 24 мм × 18 мм.

В [62] представлен полосковый диплексер с улучшенными характеристиками изоляции и полосы заграждения, достигнутыми за счет использования металлизированных отверстий. Статья [63] исследует фильтр с резонатором на основе связанных гребенчатых волноводов с полосковой линией, в которой гребенчатые волноводы и полосковая линия расположены ортогонально.

В статье [64] предлагается конструкция полоскового диплексера для беспроводных локальных сетей (WLAN) с центральными частотами 2.4 и 5.2 ГГц с очень узким шагом канала.

В статье [65] предложен компактный двухдиапазонный диплексер с высокой развязкой портов, предназначенный для UHF / SHF-приложений. Предлагаемый микрополосковый диплексер работает на частотах 2.1 ГГц и 5.1 ГГц. Диплексер имеет потери порядка 0.4 дБ, высокую развязку между портами (40 дБ), конструкция имеет малые габариты 28.5 мм × 23 мм. В работе [66] рассматривается конструкция микрополоскового диплексера для использования в современных беспроводных сетях, с акцентом на исследование материалов и методы проектирования.

В беспроводных системах связи широкое применение находят различные модификации фильтров и диплексеров на основе коаксиальных резонаторов [89-93] (comb-line filters/diplexers). Хотя данный класс компонентов хорошо изучен, продолжают интенсивные исследования в направлении совершенствования их конструкции и методов синтеза. К достоинствам данного класса фильтров/диплексеров можно отнести возможность реализации в радиочастотном диапазоне широкополосных компонентов для работы на высоком уровне мощности, низкие вносимые потери, удобная настройка, возможность реализации полюсов затухания. Недостатком является относительно сложная конструкция и значительная масса.

В связи с успехами в создании новых диэлектрических материалов для СВЧ диапазона еще одним перспективным классом устройств являются фильтры/диплексеры на диэлектрических резонаторах [89, 95-97]. Данный класс компонентов характеризуется компактными размерами, высокой частотной избирательностью. Использование современных материалов позволило достичь высоких значений собственной (ненагруженной) добротности диэлектрических резонаторов и снизить вносимые потери фильтров. Однако к числу их недостатков можно отнести более сложную настройку, относительно высокие потери в СВЧ диапазоне, наличие паразитных полос пропускания.

Печатные реализации диплексеров на основе микрополосковых линий и других планарных типов линий передачи [49, 51, 53-66] также могут использоваться в антеннах базовых станций. Основным преимуществом печатных конструкций является их технологичность, компактные размеры, низкая стоимость. Очевидными недостатками являются сложность настройки, более высокие потери по сравнению с цельнометаллическими структурами.

Перспективными конструкциями для использования в системах мобильной связи являются диплексеры на встречно-штыревых резонаторах [112-114], а также диплексеры на полосковых линиях с диэлектрическим заполнением в виде вспененного диэлектрика с малыми потерями, которые исследованы в данной работе.

2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

2.1. Антенная решетка диапазона 1.71-2.17 ГГц для работы в секторе 60 градусов

В настоящее время системы мобильной связи развиваются быстрыми темпами и постоянно модернизируются. Если раньше в базовых станциях сотовой связи использовались антенные решетки, формирующие в горизонтальной плоскости широкий луч, перекрывающий угловой сектор 120° , то сейчас такие базовые станции не справляются с возросшим потоком передаваемой информации. Поэтому необходимо увеличить количество базовых станций или сузить угловой сектор, который обслуживает одна базовая станция. Для решения этой задачи нужны высокоэффективные антенны с более узким лучом, работающие на двух ортогональных поляризациях и обслуживающие угловой сектор 60° . Две таких антенны, развернутые под соответствующим углом и объединенные вместе, позволяют реализовать двухлучевую антенну, перекрывающую угловой сектор 120° двумя лучами, каждый из которых имеет ширину 60° .

Данный подраздел направлен на исследование и поиск путей улучшения характеристик АР для базовых станций мобильной связи, работающих на двух наклонных ортогональных поляризациях ($\pm 45^\circ$ к горизонту) в секторе 60° . В известных АР сужение луча осуществляется установкой двух параллельно включенных излучателей в каждом ряду [67-70]. Основным недостатком такой конструкции состоит в том, что пара излучателей характеризуется более сильной зависимостью ширины луча от частоты. На нижней рабочей частоте слишком широкий луч засвечивает соседние секторы, а на верхней частоте слишком узкий луч не обеспечивает достаточный уровень сигнала на краю сектора и имеет большой боковой лепесток, попадающий в соседний сектор.

Исходя из этого, ниже исследован вопрос построения АР для базовых станций мобильной связи на основе диполей с двумя наклонными ортогональными

ми поляризациями, работающей в угловом секторе 60° со стабильными характеристиками направленности в широком частотном диапазоне [119].

2.1.1. Постановка задачи. Одиночный излучатель

Рассмотрим решение следующих задач:

1. Исследование и оптимизация характеристик одиночного излучателя для работы в частотном диапазоне 1710-2170 МГц. Излучатель должен иметь две ортогональные наклонные поляризации ($\pm 45^\circ$), стабильную по ширине ДН ($2\theta_{0,1}=120^\circ$), высокий уровень согласования, изоляции портов, низкий уровень кроссполяризации составляющей.
2. Исследование и оптимизация характеристик АР двухполяризационных излучателей. АР должна формировать ДН в горизонтальной плоскости, пригодную для работы в секторе 60° , обладать высокими характеристиками согласования, изоляции, низкой кроссполяризацией.

АР базовых станций мобильной связи должны соответствовать следующим основным требованиям: иметь согласование на уровне ниже -15дБ, иметь изоляцию между портами не хуже -25...-30 дБ. Ширина ДН в горизонтальной плоскости по уровню -3 дБ должна составлять $36^\circ \pm 4^\circ$. Отношение кроссполяризованного компонента к компоненту главной поляризации в направлении основного излучения должно быть не выше -15 дБ и не выше -10 дБ в секторе. УБЛ в горизонтальной и вертикальной плоскости должен быть ниже -17 дБ.

В качестве излучателей антенн базовых станций часто используются различные варианты петлевых вибраторов [36, 71-73]. Для решения поставленной задачи был выбран цельнометаллический излучатель с двумя ортогональными поляризациями на основе петлевых диполей. (рис. 2.1). Излучатель состоит из четырех петлевых диполей и корпуса с четырьмя вертикальными сквозными отверстиями. В данные отверстия вставлены два П-образных проводника, изготовленных из плоского металлического листа. Проводники в отверстиях фиксируются диэлектрическими шайбами и являются коаксиальными линиями, возбуждающими

диполи. Один конец каждого проводника соединен с центральным проводником подводящей 50-омной коаксиальной линией, второй конец погружен в отверстие и образует симметрирующее устройство. Возбуждение электромагнитных волн двух наклонных поляризаций обеспечивается двумя коаксиальными портами. Данный излучатель размещен на проводящем экране размером $1.1 \lambda_0 \times 1.1 \lambda_0$, имеет размеры $0.59\lambda_0 \times 0.59\lambda_0$, расстояние от диполя до металлического экрана равно $0.21\lambda_0$, λ_0 – длина волны на средней частоте рабочего диапазона частот.

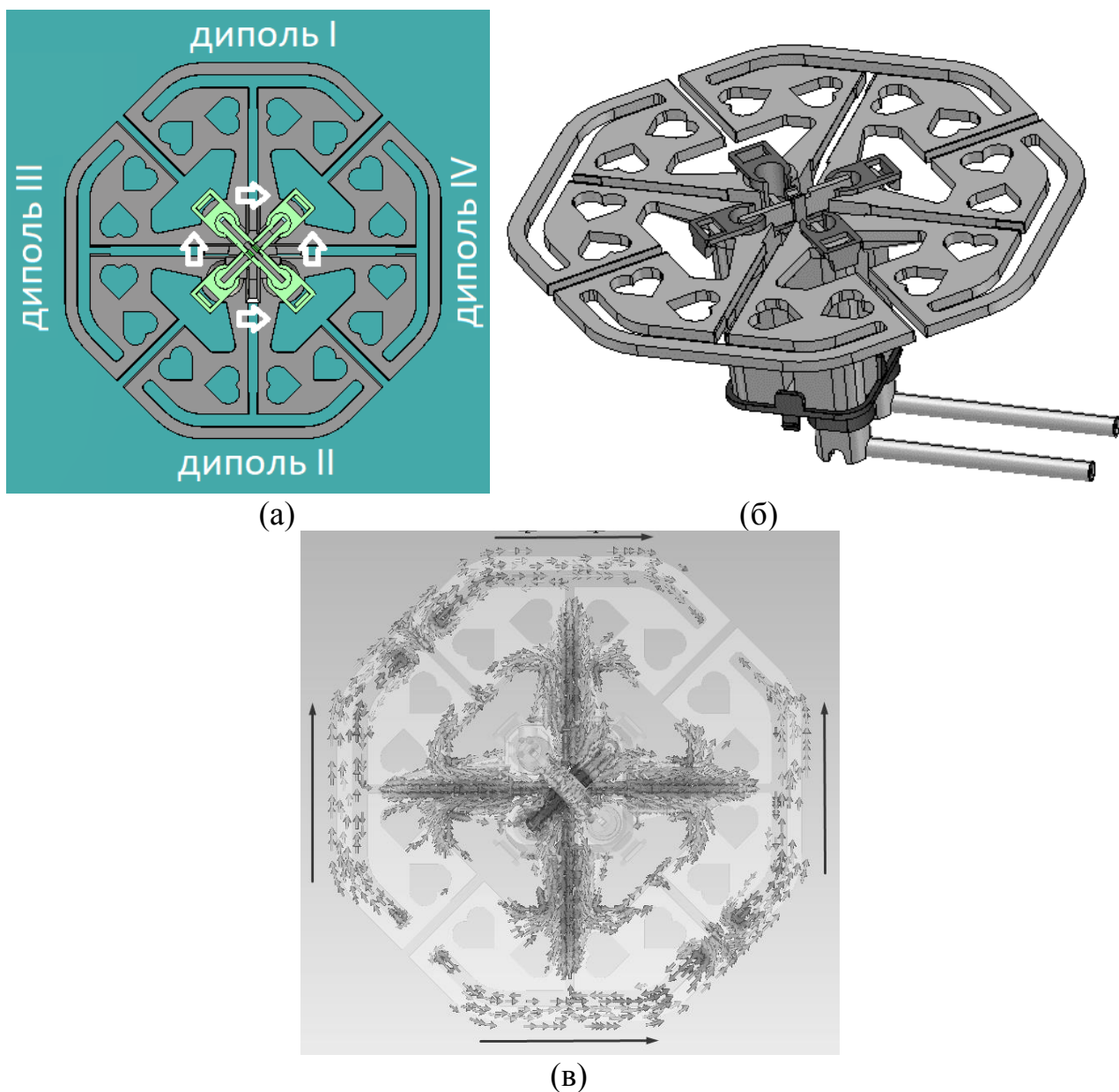


Рис.2.1. Трехмерная модель излучателя с двумя ортогональными поляризациями диапазона 1710-2170 МГц, вид сверху (а), вид с боку (б), распределение токов на частоте 1950 МГц (в)

Рассмотрим принцип работы данного излучателя. Распределение тока на четырех петлевых диполях показано на рис. 2.1.(а). Когда возбуждается один порт, происходит возбуждение всех четырех диполей одновременно. Это приводит к формированию поля одной наклонной поляризации. На рис. 2.1.(а) стрелками указано направление возбуждения диполей в данном примере. На рис. 2.1(в) показано результирующее распределение тока на центральной частоте рабочего диапазона частот. Волна с горизонтальной поляризацией излучается диполями I и II, а волна с вертикальной поляризацией излучается диполями III и IV. В результате суперпозиции двух волн формируется волна с поляризацией -45° .

Чтобы оценить характеристики направленности рассматриваемого излучателя, воспользуемся приближенными аналитическими соотношениями для поля симметричного вибратора [74]. Горизонтальная составляющая напряженности электрического поля в горизонтальной плоскости, формируемая горизонтальным диполем, имеет вид:

$$E_{hor}(\varphi) = A \frac{\cos(k\frac{l}{2}\cos(\varphi)) - \cos(k\frac{l}{2})}{\sin(\varphi)} \sin(kh \sin(\varphi)) \quad (2.1)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, l - эффективная длина диполя, φ - горизонтальный угол, отсчитываемый от оси диполя, h – расстояние от диполя до проводящего экрана, A – множитель который не зависит от угла φ .

Первый множитель в (2.1) соответствует полю излучателя, второй множитель учитывает влияние металлического экрана и получен с помощью метода зеркального изображения.

Вертикальная составляющая напряженности электрического поля пары вертикальных диполей в горизонтальной плоскости, выражается формулой:

$$E_{ver}(\varphi) = B \cos\left(k\frac{d}{2}\cos(\varphi)\right) \sin(kh \sin(\varphi)) \quad (2.2)$$

где d - расстояние между диполями по горизонтали, B – множитель, не зависящий от угла φ . Первый множитель в (2.2) представляет собой ДН пары вибраторов, а второй учитывает влияние металлического экрана.

Электродинамические расчеты показали, что данный излучатель имеет хорошее согласование < -17.4 дБ и изоляцию не хуже -30 дБ во всем рабочем диапазоне частот (рис. 2.2). Ширина ДН данного излучателя в горизонтальной плоскости по уровню -3 дБ равна $2\theta_{0.5}=67^\circ, 65^\circ, 64^\circ$ на частотах 1710 МГц, 1950 МГц, 2170 МГц, а ширина ДН по уровню -10 дБ равна $2\theta_{0.1}=120^\circ, 117^\circ, 115^\circ$ соответственно. Уровень соотношения кроссполяризованного компонента к основному лучу в секторе $\pm 60^\circ$ меньше 12 дБ во всей рабочей полосе частот (рис. 2.3).

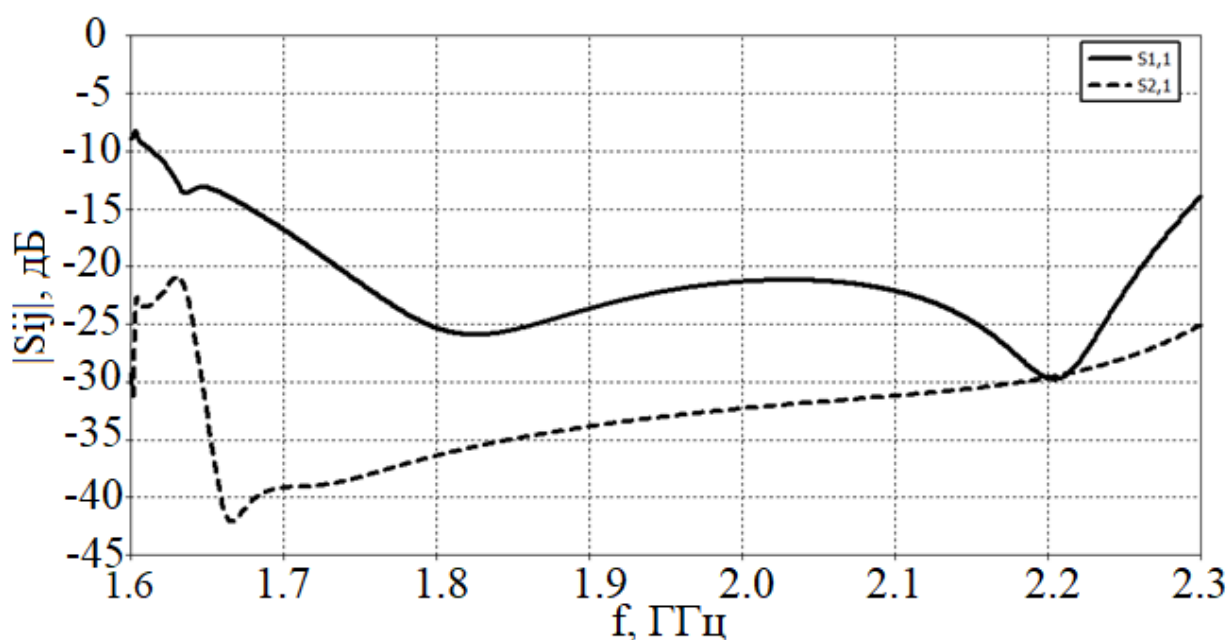


Рис. 2.2. Частотные характеристики излучателя с двумя ортогональными поляризациями в диапазоне частот 1710-2170 МГц

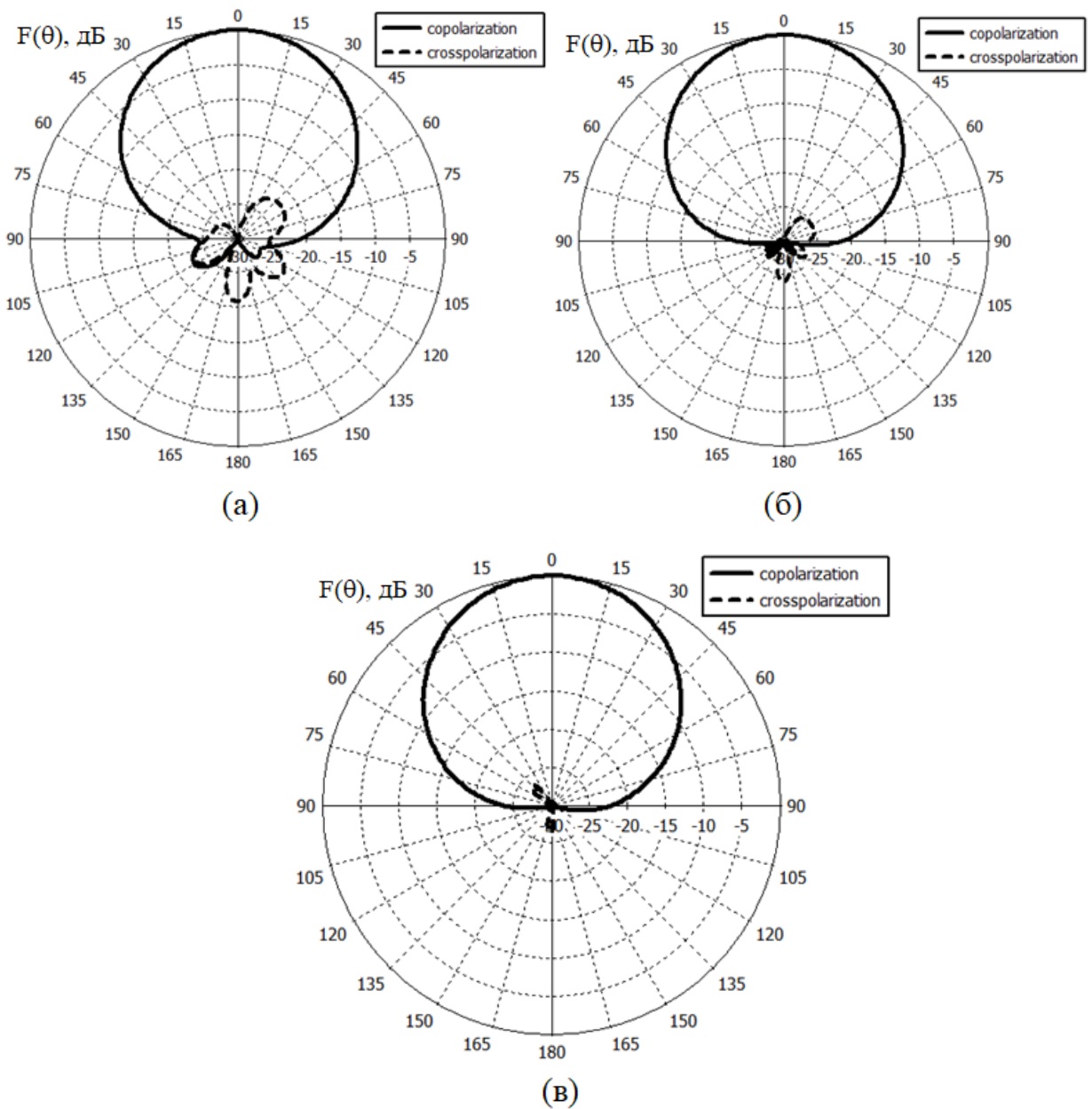


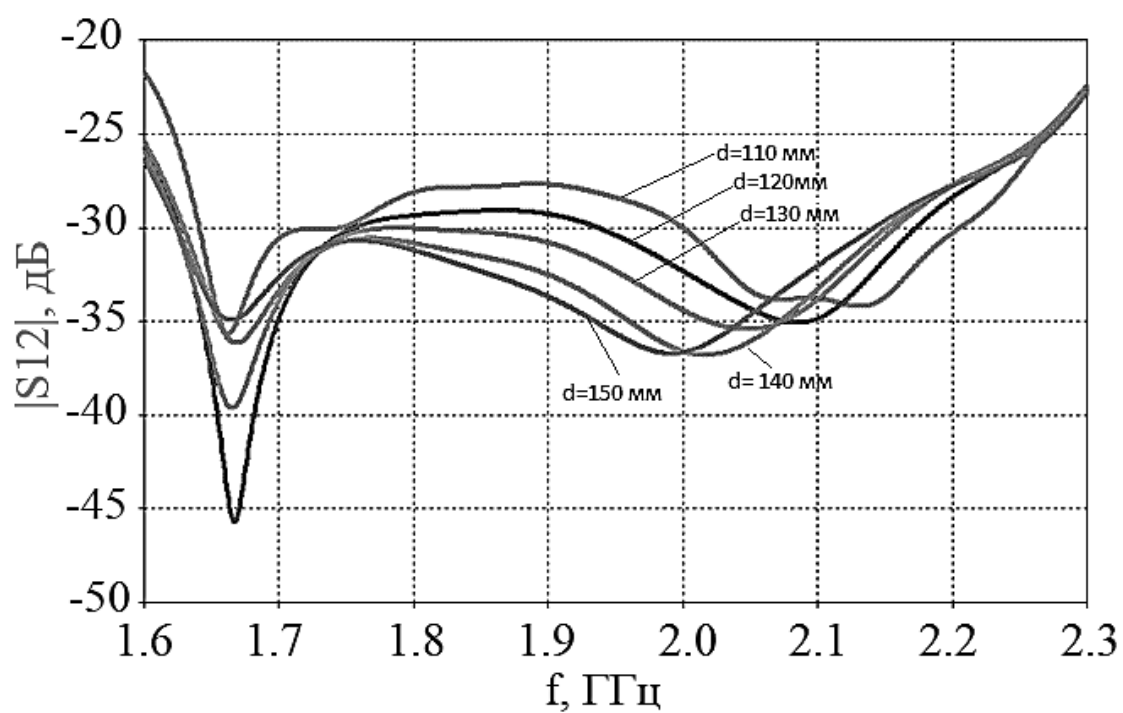
Рис. 2.3. Диаграмма направленности одиночного излучателя с двумя ортогональными поляризациями на частотах:
 (а) 1710 МГц, (б) 1950 МГц, (в) 2170 МГц

2.1.2. Метод стабилизации ширины диаграммы направленности антенной решетки

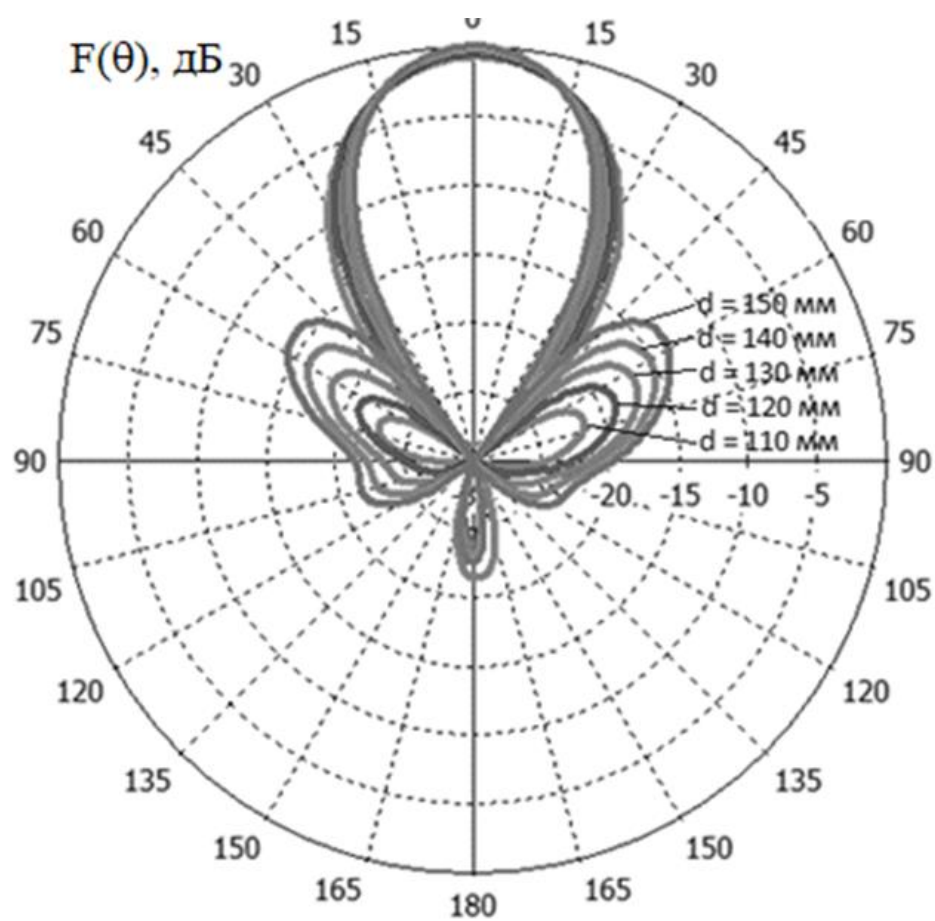
Исходя из поставленной задачи, необходимо разработать АР, которая имеет стабильную ширину ДН в горизонтальной плоскости во всем рабочем частотном диапазоне. Антенна должна обеспечить работу в угловом секторе 60° . Таким образом, ширина ДН АР в горизонтальной плоскости по уровню -10 дБ должна равняться $2\theta_{0.1} = 60^\circ$. Выше было определено, что для выбранного двухполяризационного излучателя ширина ДН по уровню -10 дБ составляет $2\theta_{0.1} = 120^\circ$.

Рассмотрим способ формирования двухполяризационной АР диапазона 1710 - 2170 МГц со стабильной шириной ДН. АР должна иметь ширину ДН в горизонтальной плоскости по уровню -3 дБ $2\theta_{0.5} = 36^\circ \pm 4^\circ$ и УБЛ ниже -18 дБ. В процессе разработки было уменьшено количество излучающих элементов и делителей мощности для оптимизации конструкции АР.

Чтобы сузить ДН в горизонтальной плоскости необходимо синфазно возбудить два излучателя в горизонтальной плоскости. Была исследована зависимость ширины ДН, изоляции и УБЛ в горизонтальной плоскости от расстояния между диполями. Рассчитанные частотные характеристики показаны на рис. 2.4. Исследованы расстояния между диполями: $d = 110$ мм, 120 мм, 130 мм, 140 мм и 150 мм. На основе результатов расчета можно сделать заключение, что ДН в горизонтальной плоскости сужается с 38° до 36° для частоты 1710 МГц и с 32° до 30° для частоты 2170 МГц с увеличением расстояния между диполями. В тоже время увеличивается УБЛ в горизонтальной плоскости с -14.4 дБ до -8 дБ на частоте 2170 МГц.



(a)



(б)

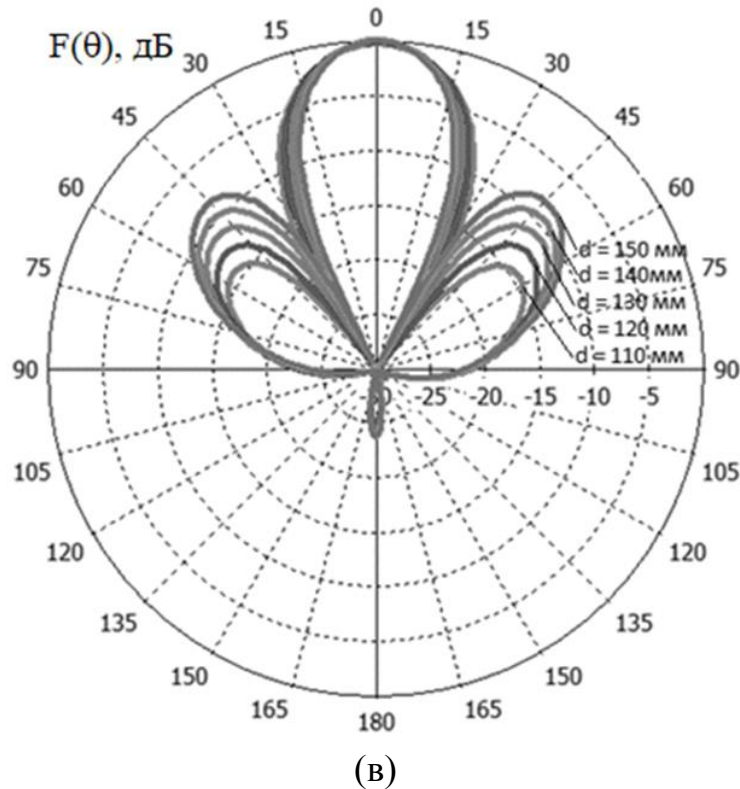


Рис. 2.4. ДН пары излучателей с двумя ортогональными поляризациями при разных расстояниях между излучателями: изоляция (а), ДН в горизонтальной плоскости на частотах 1710 МГц (б), 2170 МГц (в).

УБЛ одна из важных характеристик АР, следовательно, необходимо использовать минимальное расстояние между диполями для проектирования АР, но при минимальном расстоянии между излучателями $d = 110$ мм увеличивается взаимное влияние между ними, и изоляция между поляризациями ухудшается до -27 дБ. В итоге было выбрано компромиссное значение $d = 130$ мм (рис. 2.4), при котором межполяризационная изоляция ниже -30 дБ. Расстояние между излучателями по вертикали в АР равно 130 мм ($0.85\lambda_0$).

Начальная структура АР включала 10 рядов по два излучателя, соединенных ДМ (рис. 2.5). Эта структура АР сузила ДН в горизонтальной плоскости и обеспечила КУ 22 дБ. При этом ДН имеет сильную частотную зависимость и УБЛ на частоте 2170 достигал -15.3 дБ, уровень соотношения кроссполяризационного компонента к основному лучу в секторе $\pm 30^\circ$ достигал 8 дБ.

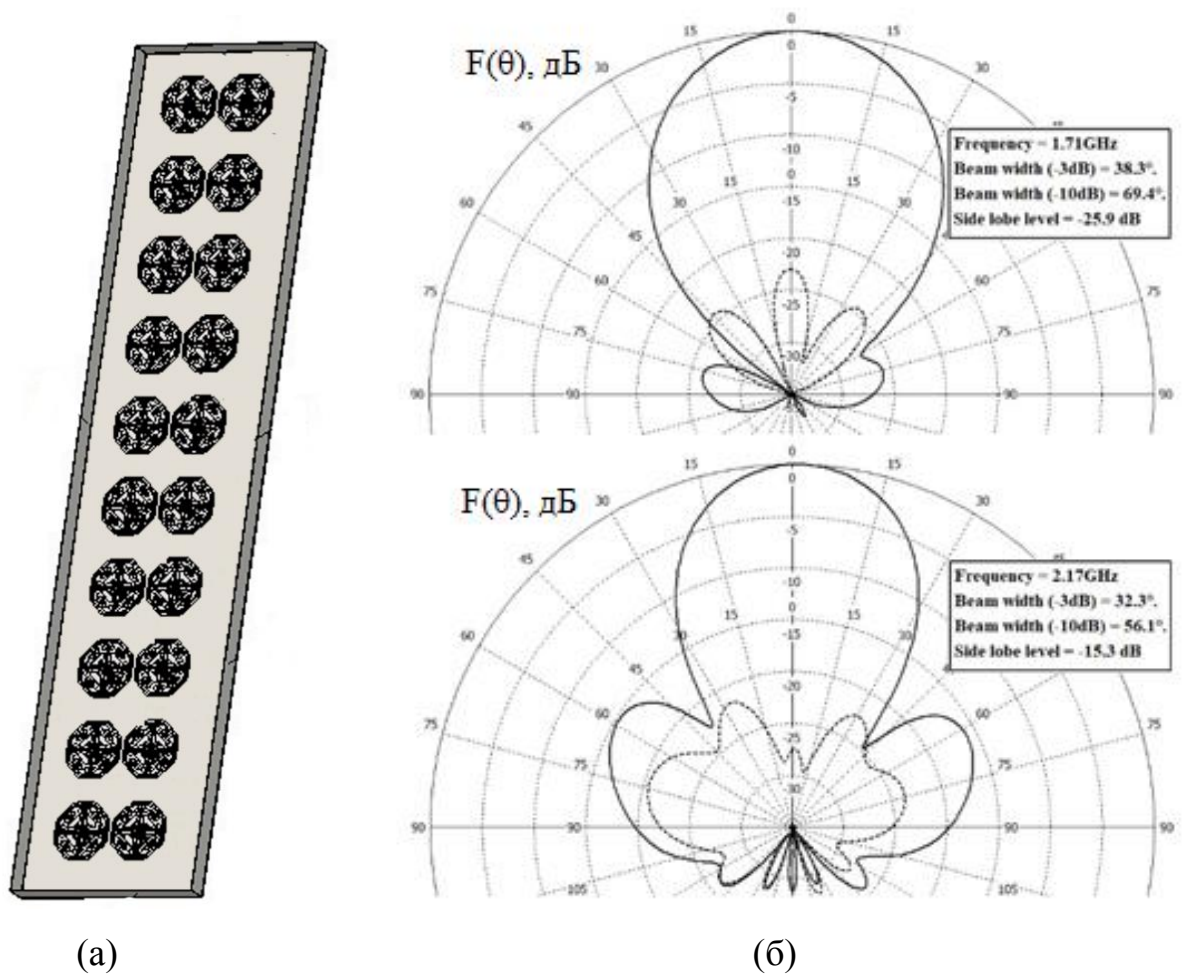


Рис. 2.5. Общий вид антенной решетки с уменьшенной шириной ДН (а), ДН антенной решетки (б).

Выполненные исследования позволили получить решение, которое помимо стабилизации ширины главного луча ДН обеспечивает сокращение числа излучающих элементов и ДМ (рис. 2.6) по отношению к ранее известным конструкциям [67, 69]. Дополнительно достигается значительное уменьшение кроссполаризационного излучения в пределах сектора $\pm 30^\circ$.

Новизна предложенного подхода — условное разделение АР на три подрешётки. В верхней и нижней из них каждый ряд содержит только по одному излучателю. Роль таких одиночных излучателей — снижение УБЛ АР, которые возникают при излучении пары излучателей. Кроме того, уменьшается частотная зависимость ширины луча всей АР, поскольку ширина луча одиночного излучателя изменяется с частотой существенно слабее, чем у пары излучателей. В ходе раз-

работки данной АР было выявлено оптимальное отношение числа рядов с парными излучателями к числу рядов с одиночными излучателями. Это отношение равно $3/2$ [121].

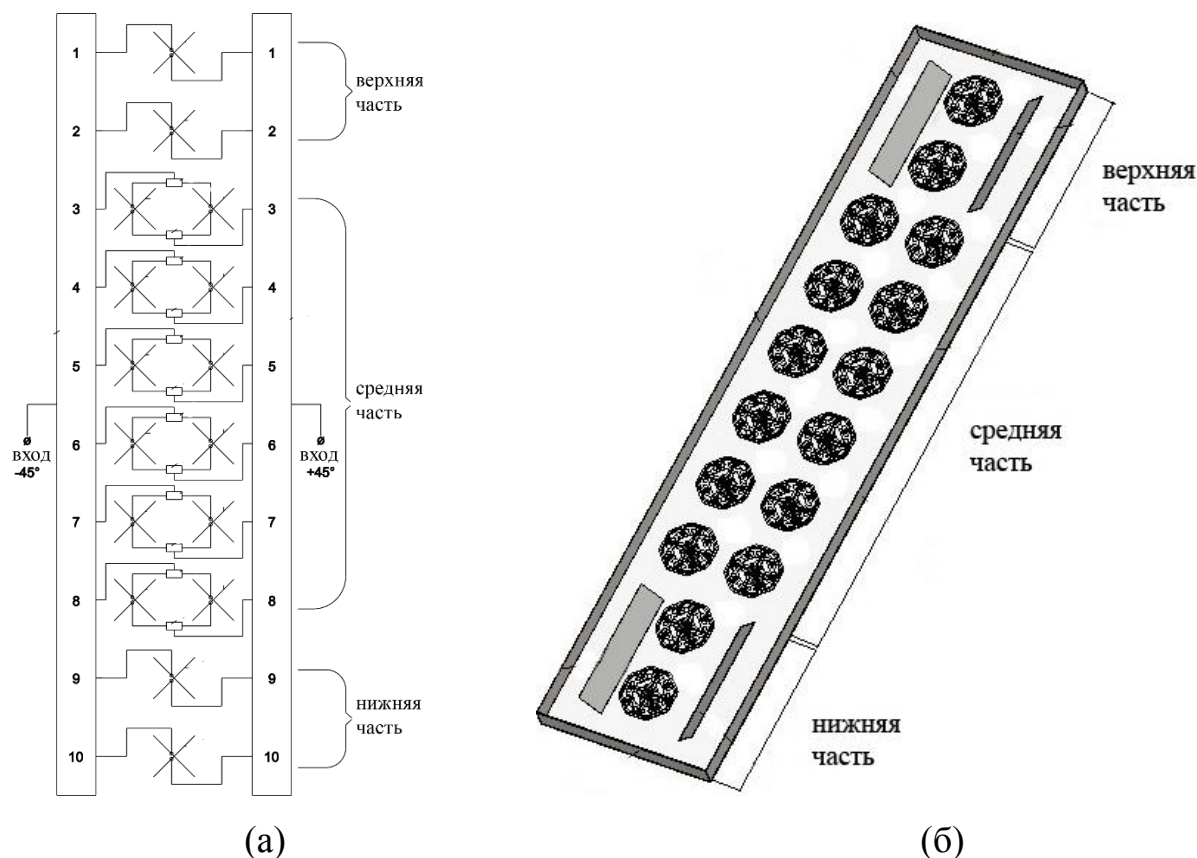


Рис. 2.6. Модифицированная конструкция антенной решетки: упрощенная электрическая схема (а), общий вид (б).

Геометрические параметры конструкции подобраны следующим образом: ширина металлического отражающего экрана и высота загнутых вверх боковых стенок обеспечивают формирование луча шириной менее 38.5° по уровню -3 дБ на минимальной рабочей частоте 1710 МГц, а также позволяют понизить УБЛ на частоте 2170 МГц до -18 дБ. Вдоль линий расположения одиночных излучателей установлены дополнительные боковые стенки, отклонённые от плоскости экрана на угол 45° и имеющие высоту $0.29\lambda_0$. Эти стенки способствуют дополнительному снижению УБЛ и улучшению кроссполяризации. Габаритные размеры проводящего экрана составляют $2,03\lambda_0 \times 8.77\lambda_0$.

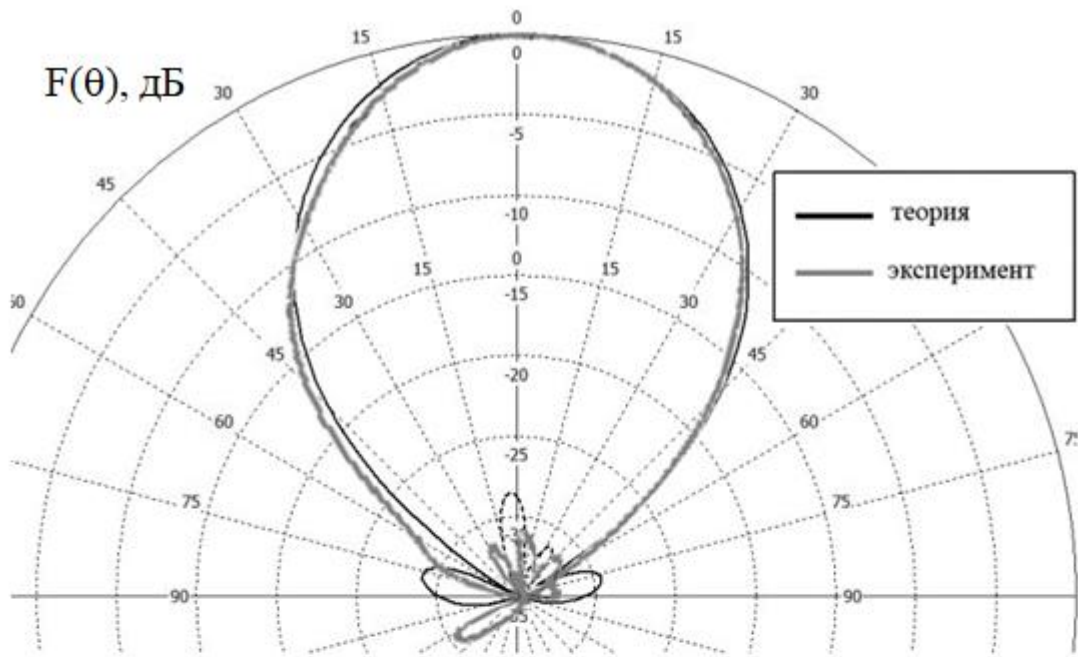
2.1.3. Расчетные и экспериментальные результаты для антенной решетки

Был изготовлен экспериментальный образец спроектированной АР (рис. 2.6), который прошёл полный цикл экспериментальных исследований. На рис. 2.7 показаны расчётные и измеренные ДН АР на крайних частотах рабочего диапазона. Графики демонстрируют практически полное совпадение экспериментальных и теоретических данных. Электродинамическое моделирование и оптимизация структуры АР выполнены методом конечных элементов [76].

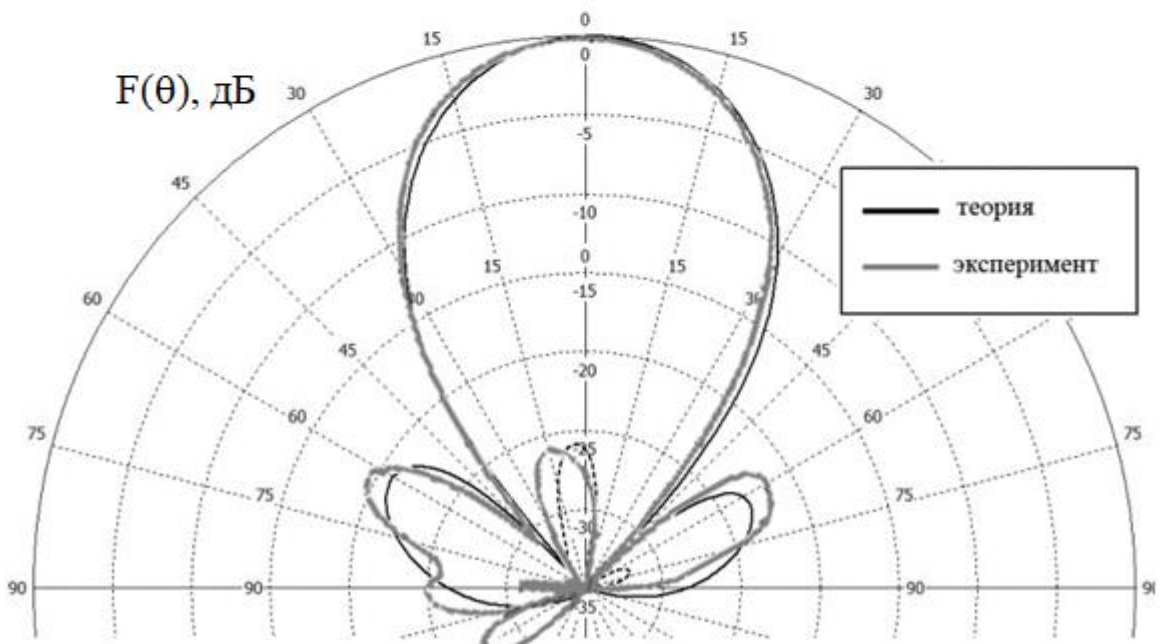
По расчетным данным на частоте 1710 МГц получены следующие характеристики: ширина ДН по уровню -3 дБ составляет $2\theta_{0.5}=38.3^\circ$, УБЛ -29 дБ, а КУ 20.3 дБ. Для частоты 2170 МГц расчёт даёт: ширина луча $2\theta_{0.5}=31.9^\circ$, УБЛ -20.9 дБ, КУ 21.6 дБ (рис. 2.7а).

Экспериментально на частоте 1710 МГц зафиксировано: ширина луча по уровню -3 дБ $2\theta_{0.5} = 38.29^\circ$, УБЛ -28.67 дБ, КУ 19.8 дБ. На частоте 2170 МГц измерения показали: $2\theta_{0.5} = 34.5^\circ$, УБЛ -19.5 дБ, КУ 21 дБ (рис. 2.7б). Следовательно, удалось обеспечить стабилизацию ширины ДН по уровню половинной мощности во всём рабочем частотном диапазоне.

Экспериментальные частотные зависимости коэффициентов отражения и изоляции между портами АР представлены на рис. 2.8. Все порты АР демонстрируют хорошее согласование: S_{11} не превышает -18.5 дБ, а $S_{22} < -21$ дБ. Изоляция между двумя ортогональными поляризациями во всём рабочем диапазоне частот АР лучше $S_{21} < -33$ дБ; уровень интермодуляционных искажений ниже -107 дБм. На рис. 2.9 приведён внешний вид двухлучевой АР, сформированной из двух рассмотренных выше АР, каждая из которых имеет ширину луча $2\theta_{0.1}=60^\circ$, а совместно они обеспечивают перекрытие углового сектора 120° . Габаритные размеры АР с учётом распределительной системы и обтекателя составляют $1387 \times 320 \times 176$ мм.



(а)



(б)

Рис. 2.7. Экспериментальные и теоретические диаграммы направленности на частотах 1710 МГц (а) и 2170 МГц (б)

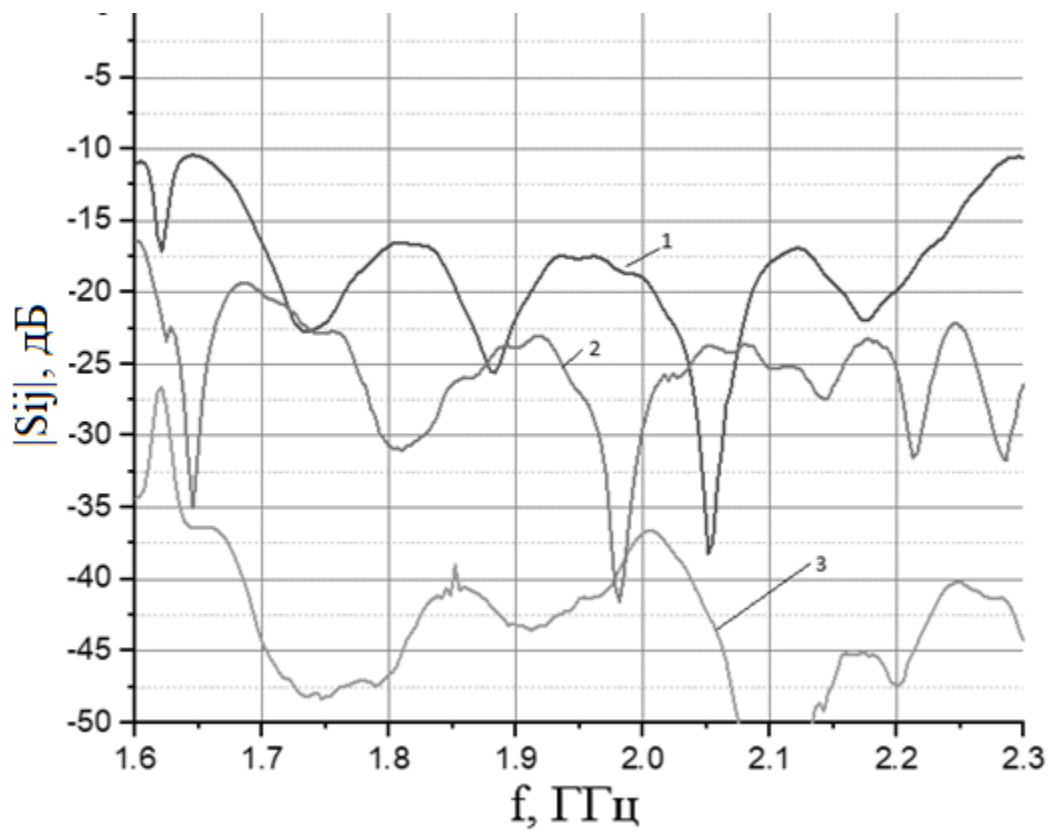


Рис. 2.8. Экспериментальные характеристики разработанной антенной решетки
 (рис. 2.6): $|S_{11}|$ - кривая 1, $|S_{22}|$ - кривая 2, $|S_{12}|$ - кривая 3

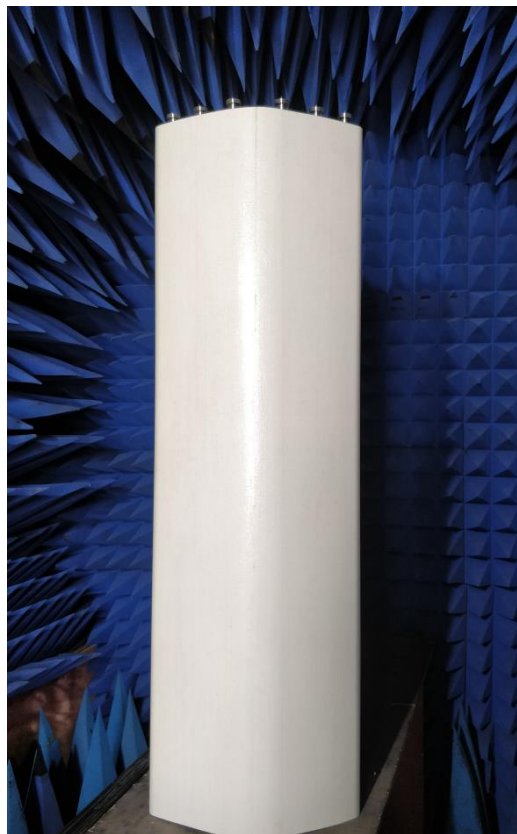


Рис. 2.9. Фото двухлучевой антенной решетки с обтекателем

2.2. Антенная решетка диапазона 1710–2690 МГц для работы в секторе 60 градусов

Рассмотренный выше метод стабилизации ширины главного луча АР был применен для рабочего диапазона 1710-2170 МГц, т. е. в полосе частот 24%. При расширении рабочей полосы частот при указанном подходе сильнее проявляется частотная зависимость ширины луча и рост боковых лепестков. В данном подразделе рассмотрен новый метод реализации более широкополосной антенны базовой станции диапазона 1710–2690 МГц (относительная полоса 44.5%) для работы в угловом секторе 60°.

2.2.1. Постановка задачи. Характеристики одиночного излучателя

При постановке задачи выделим следующие основные этапы: (i) поиск и численная оптимизация антенного элемента для АР базовой станции диапазона 1710–2690 МГц, обеспечивающего работу на двух наклонных поляризациях ($\pm 45^\circ$); (ii) поиск концепции формирования раскрыва АР и амплитудно-фазового распределения (АФР), обеспечивающего реализацию стабильной ДН в заданном частотном диапазоне; (iii) синтез распределительной системы и ее элементов (делителей мощности) для двухполяризационной АР, формирующей необходимое амплитудно-фазовое распределение; (iv) электродинамическое моделирование и оптимизация АР с заданным типом АФР; (v) экспериментальное тестирование разработанной антенной системы.

При поиске решения следует учитывать требования к электрическим характеристикам антенн базовых станций, изложенные в п. 2.1.1. Необходимо обеспечить высокий уровень согласования и поляризационной развязки портов в рабочем диапазоне (коэффициенты отражения < -15 дБ, изоляция на уровне $-25 \dots -30$ дБ), стабильную ширину луча для работы в секторе 60°, низкий уровень боковых лепестков (< -18 дБ), низкий уровень кроссполяризационного компонента (-15 дБ в направлении главного луча).

Для антенных систем базовых станций в качестве двухполяризационных излучателей широко используются различные конфигурации вибраторных антенн, как в печатном, так и в цельнометаллическом исполнении [36, 71-73]. Ниже рассмотрим цельнометаллический излучатель на основе двух скрещенных вибраторов [107], обеспечивающий работу на двух линейных ортогональных поляризациях. Преимуществом цельнометаллической конструкции является возможность применения хорошо отработанной технологии литья под давлением, которая обеспечивает точность изготовления и высокую повторяемость в радиочастотном диапазоне, жесткость, дешевизну и пригодность для массового производства. Известные из литературы исследования показали [26, 43], что диапазонные свойства различных типов вибраторов удастся существенно улучшить за счет электромагнитного взаимодействия скрещенных вибраторов в составе двухполяризационного излучателя. При этом рабочий диапазон частот удастся значительно расширить по сравнению с одиночным вибратором.

Исследуемый излучатель [107] установлен на металлическом экране размером 140×140 мм (рис. 2.10). Излучатель состоит из двух одинаковых скрещенных вибраторов и корпуса, представляющих собой единую металлическую конструкцию. Корпус имеет четыре сквозных цилиндрических отверстия, два из которых играют роль коаксиальных фидеров, питающих два скрещенных вибратора, а два других используются для реализации симметрирующих устройств. В качестве сигнального проводника коаксиальной линии у каждого из вибраторов используются плоские металлические полоски, изогнутые в форме буквы П (рис. 2.10,в).

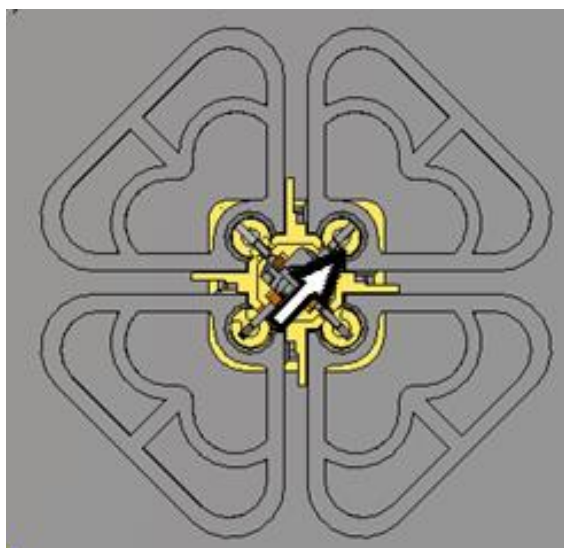
Размеры полосковых проводников определяются в результате электродинамического моделирования таким образом, чтобы обеспечить широкополосное согласование со стандартной 50-омной коаксиальной линией, питающей порты вибратора. Поэтому полосковый проводник имеет согласующие секции различной ширины. Полосковые проводники фиксируются в корпусе излучателя с помощью специальных диэлектрических вставок (диэлектрическая проницаемость 2.2). Нижний конец П-образных проводников соединен с питающими коаксиальными

линиями с волновым сопротивлением 50 Ом, соответствующим двум ортогональным поляризациям. Второй конец, как показано на рис. 2.10,в, образует симметрирующее устройство. Использование в качестве сигнальных проводников коаксиальных линий плоских полосковых проводников продиктовано возможностью реализации секций с разным волновым сопротивлением и технологичностью такой структуры, что позволяет также улучшить диапазонные свойства излучателя.

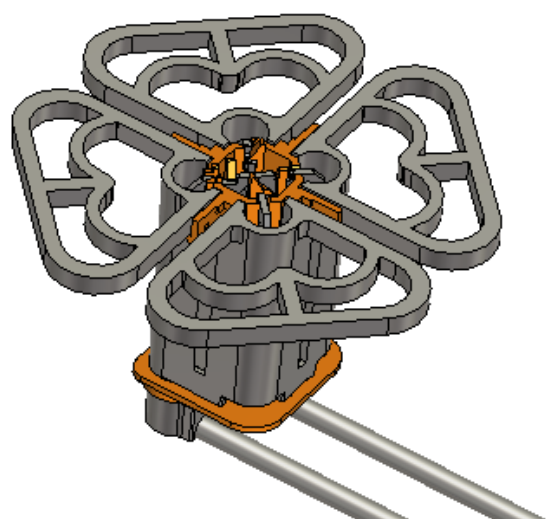
При возбуждении коаксиального порта, возбуждается один из двух скрещенных диполей. Возникающее при этом распределение напряженности электрического поля E на излучателе показано на рис. 2.10,г, из которого видно, что у возбужденного вибратора наибольшая плотность токов наблюдается на вертикальных и горизонтальных участках плеч, что формирует в сумме наклонную линейную поляризацию вектора E (-45°). На рис. 2.10,а стрелка показывает направление возбужденного поля E в приведенном примере. Однако из-за сильной взаимной связи скрещенных диполей, возбуждаются высокочастотные токи и на пассивном вибраторе. Причем у пассивного вибратора токи (и возбуждаемые поля E) на торцевых (наклонных) участках сонаправлены с токами на активном вибраторе, а токи на остальных участках взаимно компенсируются. Величина воздушного зазора между плечами вибратора определяет взаимную связь скрещенных диполей, которая влияет на диапазонные свойства излучателя. Электрические размеры излучателя равны $0.46\lambda_0 \times 0.46\lambda_0$, диполи расположены на расстоянии $0.24\lambda_0$ от экрана, где λ_0 – длина волны на центральной частоте диапазона.

В результате численного электродинамического моделирования и оптимизации данного типа излучателей получены характеристики для S -параметров и характеристики направленности, приведенные на рис. 2.11, 2.12. Одиночный излучатель хорошо согласован, коэффициенты отражения по обоим портам не хуже -17 дБ, а изоляция портов не хуже $-30 \dots -32$ дБ во всем рабочем диапазоне частот (рис. 2.11). Диаграмма направленности характеризуется шириной по уровню -10 дБ, равной $2\theta_{0.1} = 133^\circ, 129^\circ, 110^\circ$ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц соответственно. По уровню половинной мощности ширина ДН составляет $2\theta_{0.5} = 70^\circ$,

69°, 61° на тех же частотах. Уровень кроссполяризационного компонента не превышает во всех направлениях -16...-17 дБ, что соответствует стандартным требованиям (рис. 2.12).



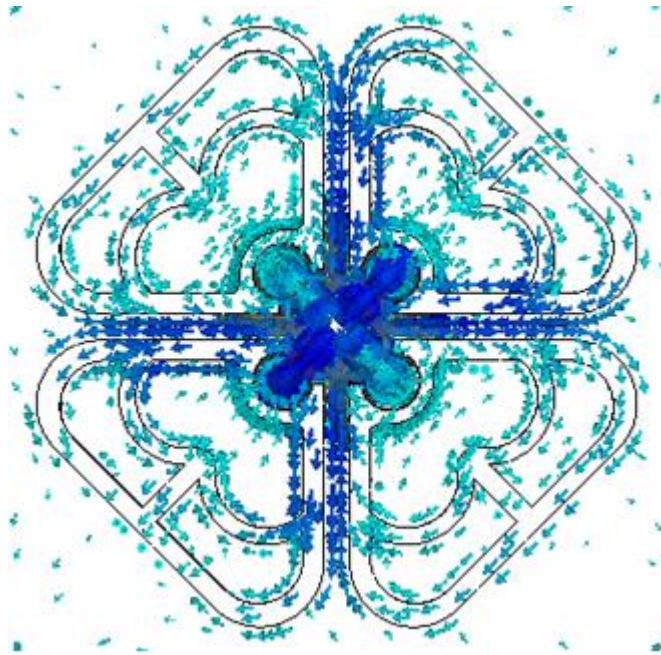
(a)



(б)



(B)



(г)

Рис. 2.10. Трехмерная модель излучателя с двумя ортогональными поляризациями диапазона 1710-2690 МГц, вид сверху (а), вид с боку (б), конфигурация сигнального проводника коаксиальной линии (в), распределение E поля на частоте 2200 МГц (г)

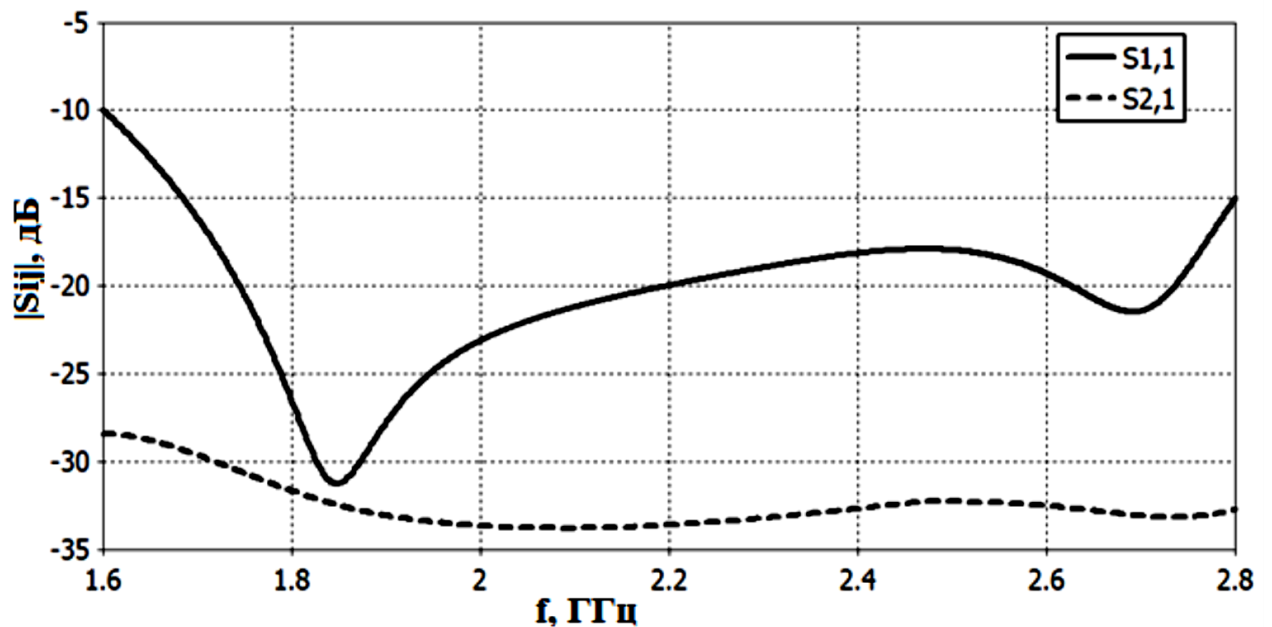


Рис. 2.11. Частотные характеристики излучателя с двумя ортогональными поляризациями в диапазоне частот 1710-2690 МГц

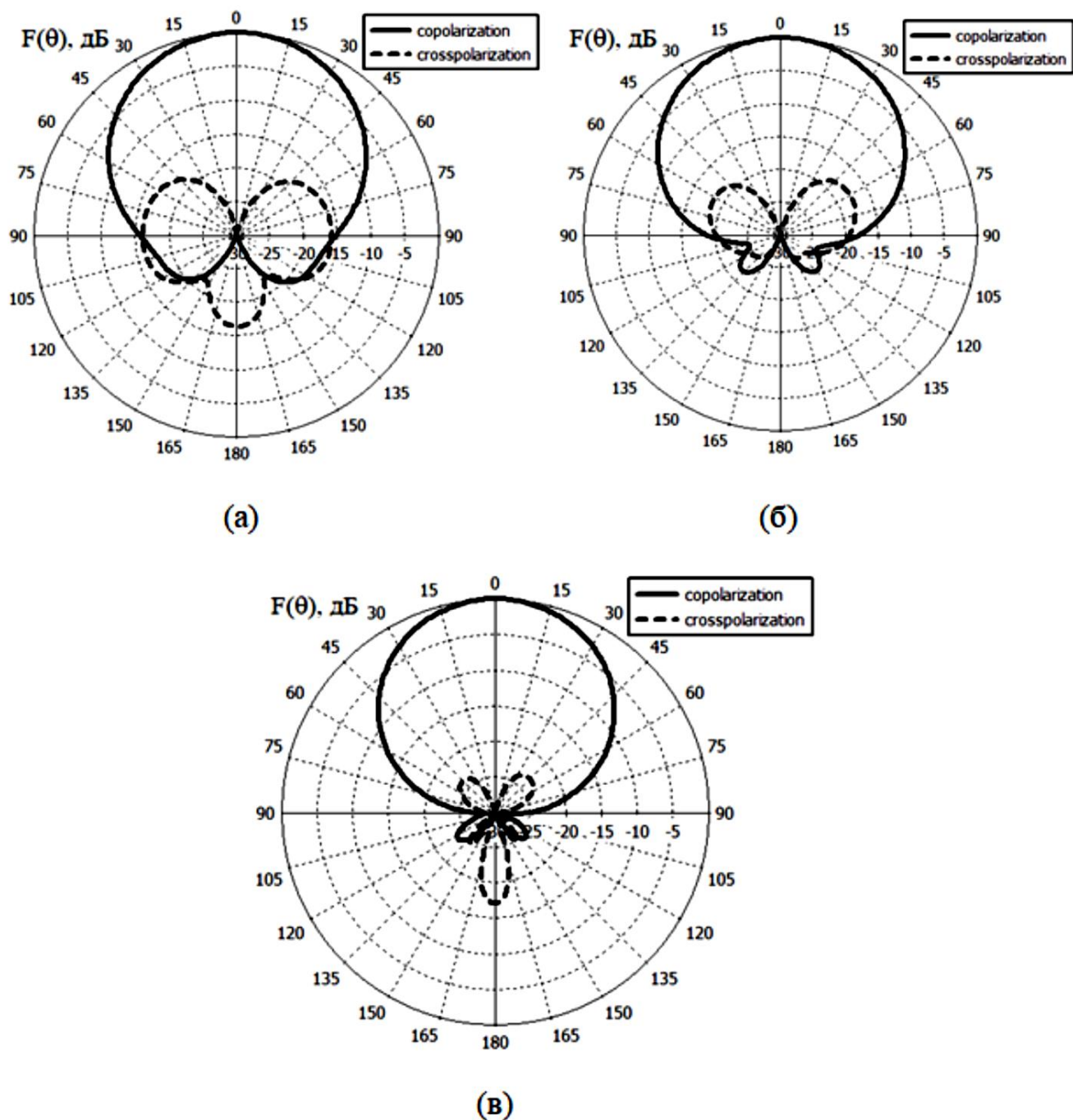


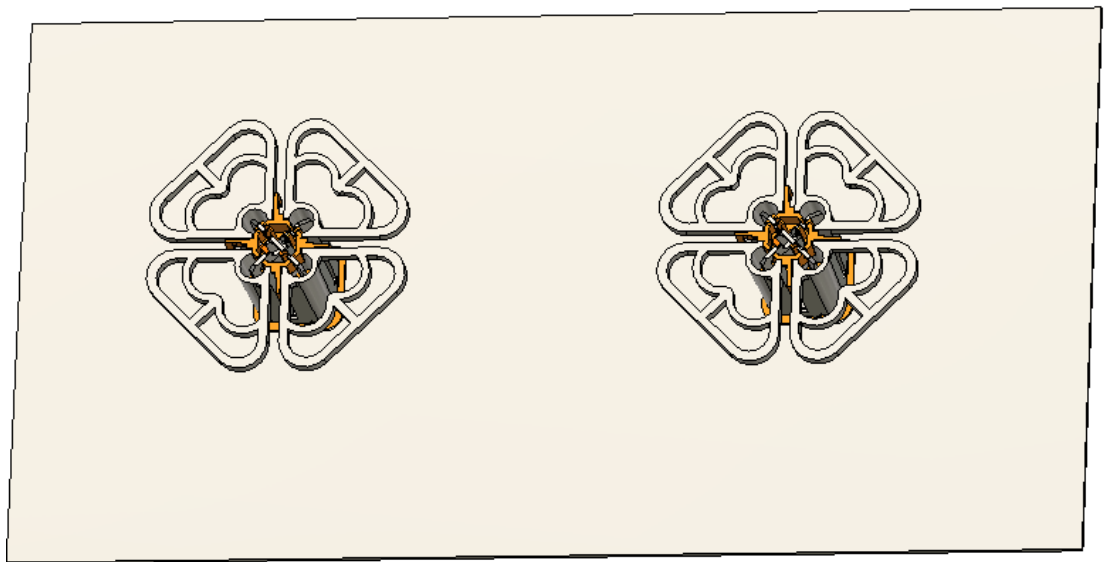
Рис. 2.12. Диаграмма направленности одиночного излучателя с двумя ортогональными поляризациями на частотах:
 (а) 1710 МГц, (б) 2200 МГц, (в) 2690 МГц

2.2.2. Оценка характеристик направленности антенной решетки

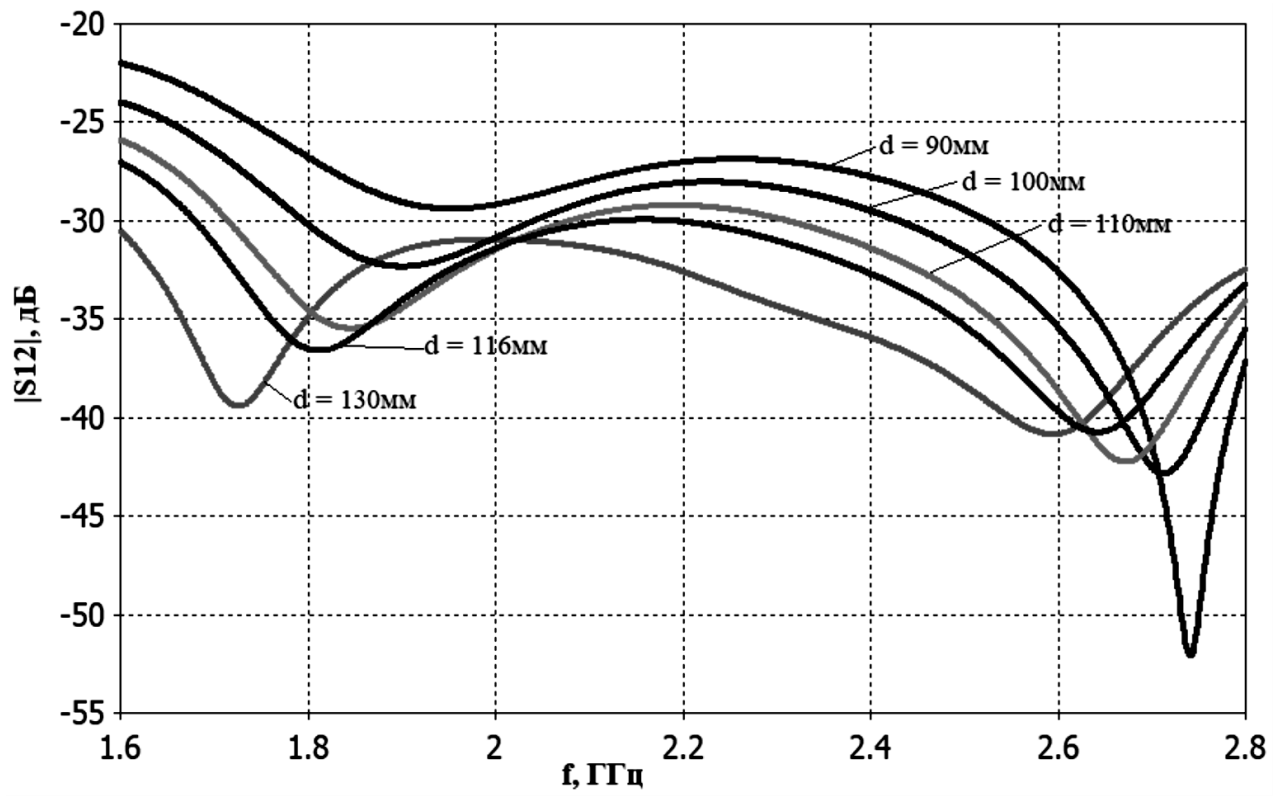
Как показано выше, рассмотренный излучатель имеет широкую ДН в горизонтальной плоскости, которая составляет порядка 120° по уровню -10 дБ, что подходит для работы в угловом секторе 120° . При этом ширина ДН имеет довольно существенную частотную зависимость в рабочем диапазоне частот. Рассмотрим возможные пути создания двухполяризационной АР на основе данных излучателей, которая работает в угловом секторе 60° , имеет ширину луча в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности $36^\circ \pm 4^\circ$ и уровень боковых лепестков ниже -15 дБ в полосе частот не менее 44.5% .

Воспользуемся подходом, примененным в п. 2.1, и исследуем два излучателя (рис. 2.13,а). Применение такой группы из двух элементов соответствует увеличению размера излучающего раскрыва и должно обеспечить соответствующее сужение главного луча. Характеристики данной системы были исследованы при различных значениях расстояния между излучателями $d_x = 90$ мм, 100 мм, 110 мм, 116 мм, 130 мм. Расчеты показали, что на нижней частоте рабочего диапазона 1710 МГц ширина луча по уровню половинной мощности изменяется от $2\theta_{0.5} = 46^\circ$ при $d_x = 90$ мм до $2\theta_{0.5} = 35^\circ$ при $d_x = 130$ мм (рис. 2.13,в), а на верхней частоте 2690 МГц ширина луча уменьшается соответственно с $2\theta_{0.5} = 30^\circ$ до $2\theta_{0.5} = 23^\circ$ (рис. 2.13,г). При увеличении d_x растет уровень боковых лепестков, наиболее сильный рост УБЛ происходит на верхней частоте - от -14 дБ до -8 дБ.

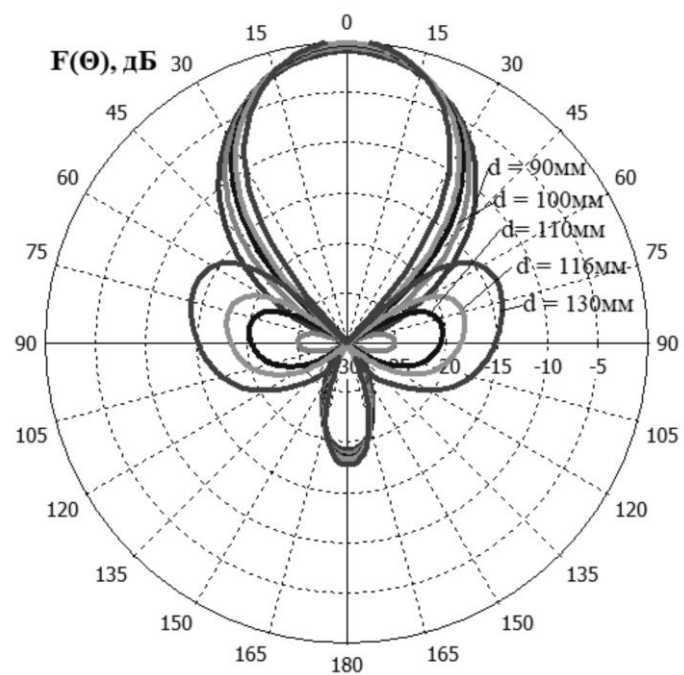
УБЛ минимален при $d_x = 90$ мм, однако при этом заметно снижается развязка между излучателями (-23 дБ). Исходя из этого, в качестве приемлемого значения было принято расстояние между излучателями, при котором развязка не превышает -30 дБ ($d_x = 116$ мм) (рис. 2.13,б).



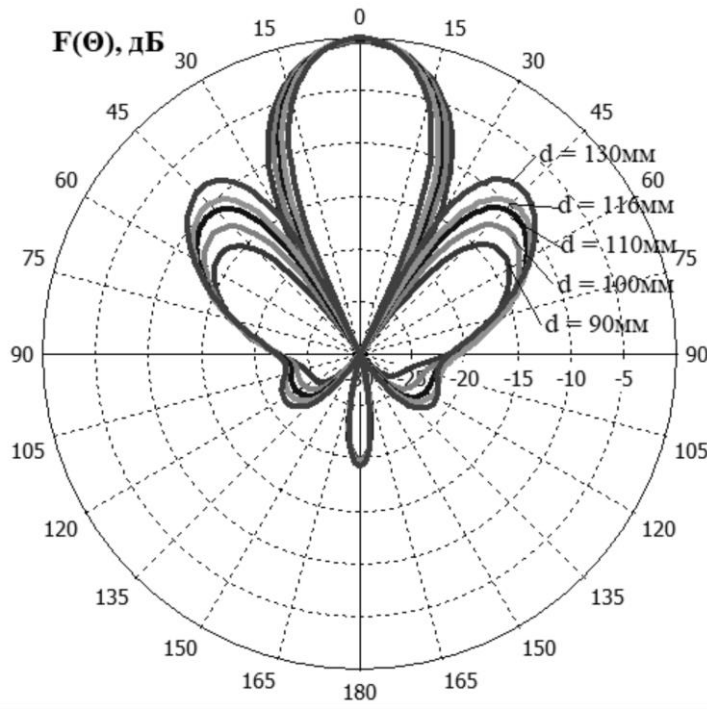
(a)



(б)



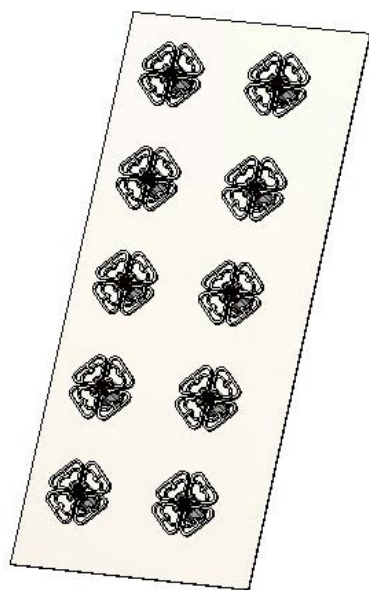
(б)



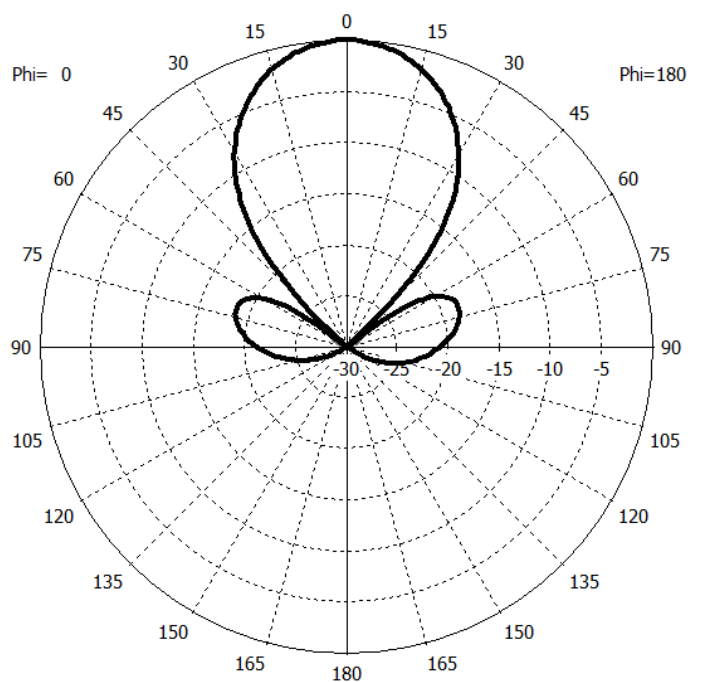
(в)

Рис. 2.13. Трехмерная модель двух излучателей диапазона 1710-2690 МГц с двумя ортогональными поляризациями (а), развязка двух излучателей при разных расстояниях между излучателями (б), ДН в горизонтальной плоскости на частотах 1710 МГц (в), 2690 МГц (г)

Перейдем к рассмотрению вертикальной АР, сформированной из подрешеток в виде двух скрещенных диполей (рис. 2.14,а). Период расположения излучателей в АР по вертикали положим равным $d_y = 110$ мм ($0.81\lambda_0$), что обеспечивает отсутствие дифракционных лепестков. Проведенные расчеты показали, что использование схемы из [121], где в каждом ряду располагалась пара излучателей, соединенных делителями мощности, при определенном расстоянии между диполями позволяет стабилизировать ширину луча по уровню половинной мощности на уровне $2\theta_{0,5}=34^\circ\pm 6^\circ$. При этом ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности имела частотную зависимость, и уровень боковых лепестков на частоте 2690 МГц вырастает до -10 дБ (рис. 2.14,б,в,г). Такой уровень боковых лепестков является неприемлемым, т.к. создает помеху в соседних секторах и уменьшает коэффициент усиления антенны.



(а)



(б)

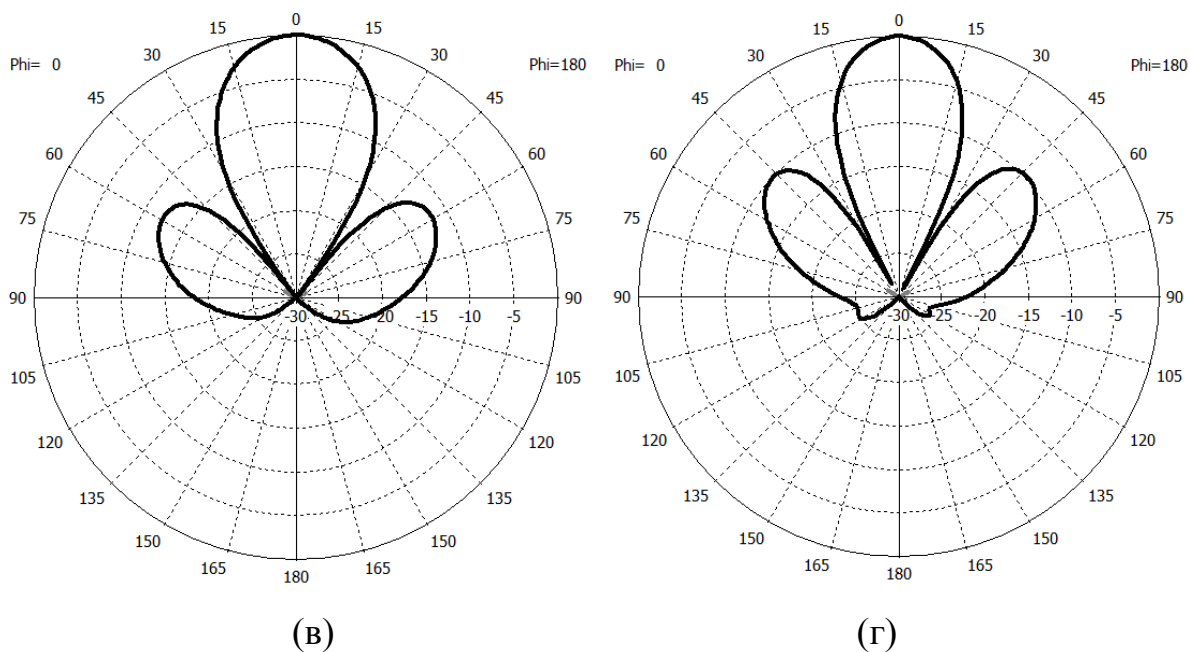
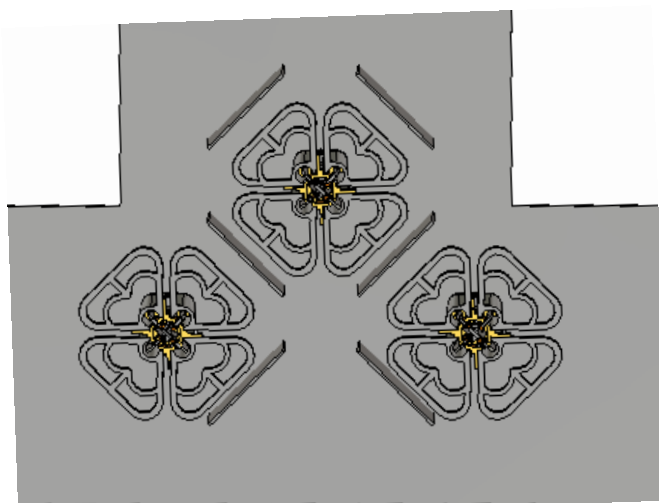


Рис. 2.14. Общий вид антенной решетки с уменьшенной шириной ДН (а), ДН антенной решетки на частотах 1710 МГц (б), 2200 МГц (в) и 2690 МГц (г)

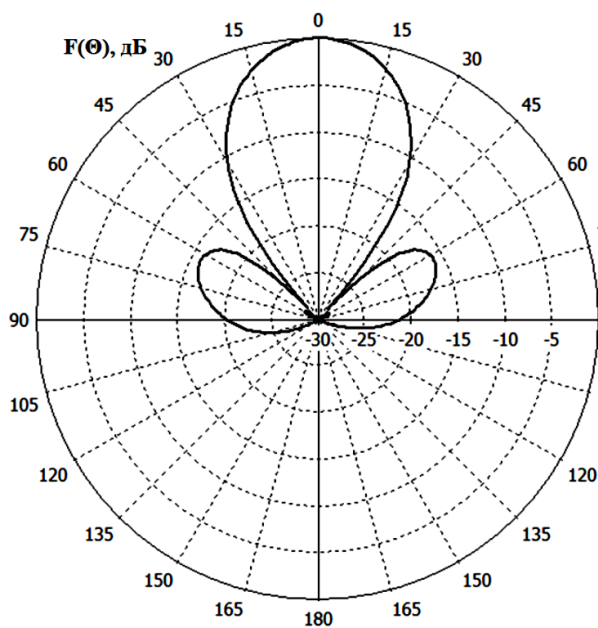
Таким образом, необходимо уменьшить уровень боковых лепестков на верхних частотах при сохранении стабильной ширины ДН во всём рабочем диапазоне частот. Для решения данной задачи была предложена группа из трех элементов (рис. 2.15,а). При решении поставленной задачи для этой группы излучателей (подрешетки), используется специальное амплитудное распределение. Частотный диапазон был разделен на два поддиапазона: 1710 - 2200 МГц и 2200 - 2690 МГц. В нижнем поддиапазоне два крайних излучателя возбуждаются с амплитудой, превышающей амплитуду центрального излучателя. В верхнем поддиапазоне амплитуда среднего излучателя подрешетки превышает амплитуды крайних излучателей. Возбуждение подрешетки является синфазным. Ниже рассмотрен метод формирования амплитудно-фазового распределения с помощью частотно-зависимого трехканального делителя мощности.

Такой способ возбуждения излучателей позволил получить уровень боковых лепестков в горизонтальной плоскости на уровне ниже -15 дБ во всем рабочем диапазоне частот 1710 - 2690 МГц. На рис. 2.15 приведены результаты расче-

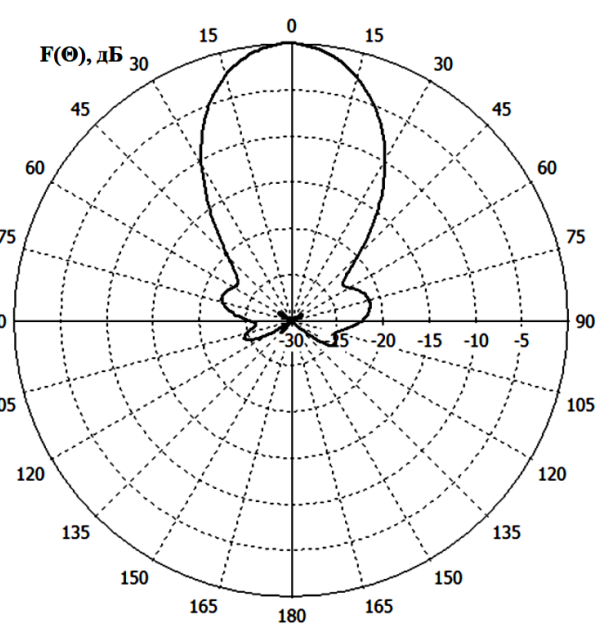
та подрешетки из трех элементов. Ширина ДН по уровню половинной мощности равна 35° на частоте 1710 МГц и 29° на частоте 2690 МГц.



(a)



(б)



(в)

Рис. 2.15. Подрешетка из трех диполей с двумя ортогональными поляризациями диапазона 1710-2690 МГц (а), ДН на частоте 1710 МГц (б), ДН на частоте 2690 МГц (в)

2.2.3. Синтез частотно-зависимого трехканального делителя мощности

Для реализации частотно-зависимого амплитудного распределения на входах подрешетки из трех излучателей (рис. 2.15,а) был предложен трехканальный делитель, схема которого приведена на рис. 2.16. Вход каждого частотно-зависимого трехканального делителя мощности (ДМ) соединен с выходом диаграммо-образующего устройства, а выходы ДМ соединены с излучателями в трехэлементной подрешетке.

Трехканальный делитель должен обеспечивать увеличение уровня мощности с ростом частоты на входе центрального излучателя в подрешетке из трех элементов (рис. 2.15,а) и уменьшение уровня мощности с ростом частоты для двух крайних излучателей в подрешетке. В результате в подрешетке формируется амплитудное распределение, при котором на нижних частотах рабочего диапазона амплитуда на крайних излучателях выше, чем на центральном элементе. И, наоборот, в верхней части рабочего диапазона частот амплитуда на центральном элементе подрешетки существенно больше, чем на крайних элементах. При таком виде амплитудного распределения удастся уменьшить зависимость ширины ДН АР от частоты. Кроме того, сформированное спадающее распределение в верхней части рабочего диапазона позволяет снизить уровень боковых лепестков по сравнению со случаем равномерного амплитудного распределения.

В результате проведенных исследований в части поиска оптимальной схемы построения трехканального делителя, отвечающего изложенным выше требованиям, была выбрана принципиальная схема, приведенная на рис. 2.16. Предполагалось, что ДМ будет реализован на основе микрополосковых линий, что должно обеспечить компактный и технологичный дизайн и возможность непосредственного размещения ДМ на экране АР. ДМ включает два несимметричных Т-образных разветвления, два разомкнутых на конце шлейфа и согласующие секции линий с различными волновыми сопротивлениями (волновые сопротивления Z_i , длины секций L_i , $i = 1, 2, \dots, 13$). Микрополосковые резонаторы в виде разомкнутых шлейфов (Z_2, Z_8) играют роль фильтров, формирующих полюсы затуха-

ния, и обеспечивающих требуемый наклон частотных характеристик ДМ. Выход 2 ДМ на рис. 2.16 присоединен к центральному элементу в трехэлементной подрешетке, а выходы 3 и 4, соответственно, к крайним излучателям подрешетки.

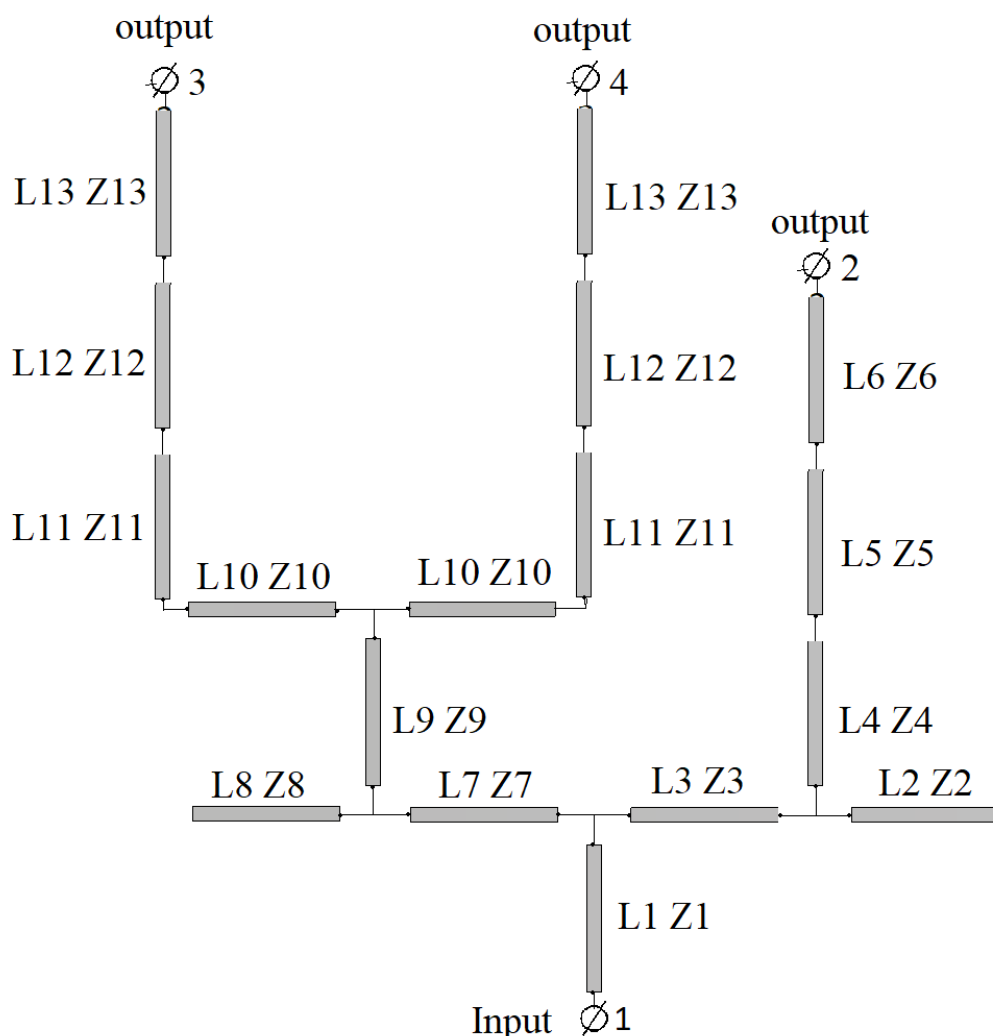


Рис. 2.16. Принципиальная схема частотно-зависимого трехканального делителя мощности

На первом этапе синтеза ДМ была использована одномодовая модель на основе теории цепей, в рамках которой предполагается наличие только фундаментальной ТЕМ моды в рассматриваемой схеме (рис. 2.16). Для построения математической модели данной схемы можно воспользоваться матричным аппаратом теории цепей, в рамках которого осуществляется декомпозиция схемы на базовые блоки (элементы), каждый из которых описывается с помощью тех или иных дескрипторов (матриц передачи, матриц рассеяния и др.).

Для схемы на рис. 2.16 основными базовыми блоками являются следующие: 1) несимметричное Т-разветвление линий, 2) линия с присоединенным разомкнутым шлейфом, 3) сочленение линий с разным волновым сопротивлением (скачок волновых сопротивлений), 4) отрезок однородной линии. Одномодовые дескрипторы для этих блоков приведены, например, в [103, 104]. В частности, матрица рассеяния несимметричного Т-разветвления линий с волновыми сопротивлениями Z_1, Z_2, Z_3 определяется следующими соотношениями:

$$\mathbf{S}^B = \begin{pmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B & S_{13}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B & S_{23}^B \\ S_{31}^B & S_{32}^B & S_{33}^B \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

$$S_{11}^B = \frac{Z_2 Z_3 - Z_1 Z_2 - Z_1 Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.4)$$

$$S_{22}^B = \frac{Z_1 Z_3 - Z_1 Z_2 - Z_2 Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.5)$$

$$S_{33}^B = \frac{Z_1 Z_2 - Z_1 Z_3 - Z_2 Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.6)$$

$$S_{21}^B = S_{12}^B = \frac{2Z_3 \sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.7)$$

$$S_{31}^B = S_{13}^B = \frac{2Z_2 \sqrt{Z_1 Z_3}}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.8)$$

$$S_{23}^B = S_{32}^B = \frac{2Z_1 \sqrt{Z_2 Z_3}}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (2.9)$$

Матрица рассеяния линии с присоединенным к ней разомкнутым на конце шлейфом

$$\mathbf{S}^S = \begin{pmatrix} \frac{-1}{D} & \frac{D-1}{D} \\ \frac{D-1}{D} & \frac{-1}{D} \end{pmatrix}, \quad (2.10)$$

где $D = 1 + 2j \frac{Z}{Z_0} \operatorname{tg} \beta L_s$, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ - постоянная распространения волны в шлейфе, L_s - длина шлейфа, Z_0 - волновое сопротивление линии, Z - волновое сопротивление шлейфа, соединенного с линией.

Матрица рассеяния сочленения линий с волновыми сопротивлениями Z_1, Z_2

$$\mathbf{S}^J = \begin{pmatrix} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} & \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} \\ \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} & \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \end{pmatrix}, \quad (2.11)$$

Матрица рассеяния однородного отрезка линии передачи длиной L

$$\mathbf{S}^G = \begin{pmatrix} 0 & \exp(-j\beta L) \\ \exp(-j\beta L) & 0 \end{pmatrix}, \quad (2.12)$$

На основе соотношений (2.3)-(2.12) после выполнения рекомпозиционных процедур для матриц рассеяния получаем итоговую матрицу рассеяния трехканального делителя. Отметим, что моделирование схемы на рис. 2.16 также можно выполнить на основе прямого комбинирования матриц передачи.

Модель, построенная на основе теории цепей, позволяет в результате численной оптимизации получить достаточно точную оценку характеристик ДМ. В результате моделирования определяются оптимальные значения волновых сопротивлений и длин отрезков линий в схеме (рис. 2.16).

На рис. 2.17 представлены частотные характеристики коэффициентов передачи S_{21} , S_{31} и S_{41} на выходах трехканального делителя, рассчитанные методами теории цепей. Соответствующие длины L_n и импедансы Z_n линий передачи приведены в Таблице 2.1.

Таблица 2.1. Волновые сопротивления и длины линий в принципиальной схеме трехканального делителя (рис. 2.16)

	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7	N8	N9	N10	N11	N12	N13
L_n , мм	5	69.0	52.7	61.5	4.9	28.7	30.4	22.3	12.2	32.4	7.9	74.5	26.6
Z_n , Ом	50	89.9	93.8	53.9	89.9	51.0	61.3	91.7	43.5	63.0	35.0	47.6	45.5

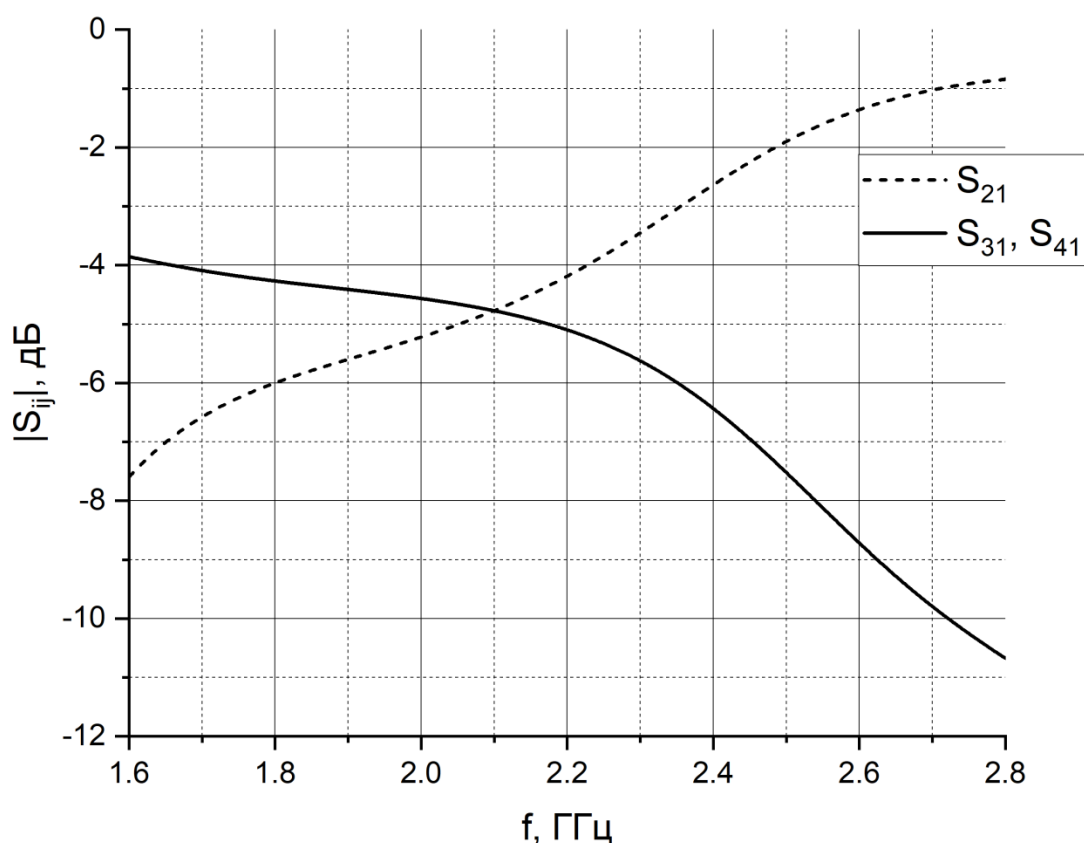


Рис. 2.17. Рассчитанные методами теории цепей частотные характеристики S_{21} , S_{31} и S_{41} трехканального делителя (рис. 2.16).

Данный делитель был реализован на печатной плате с толщиной подложки 0.762 мм и диэлектрической проницаемостью равной 3.3. Топология микрополосковых линий (МПЛ) приведена на рис. 2.18. Для получения частотной зависимости амплитуды на выходах делителя были использованы резонаторы в виде разомкнутых микрополосковых шлейфов (N2 и N8). При длине шлейфа N2, превышающей четверть длины волны на нижней частоте рабочего диапазона, линия передачи с присоединенным разомкнутым на конце шлейфом отражает сигнал на нижних частотах и уменьшает уровень мощности на нижних частотах на выходе

2, подключенном к центральному излучателю в подрешетке (рис. 2.15,а). В результате численной оптимизации получена длина шлейфа $L_2 = 0.565\lambda_1$, где λ_1 – длина волны на центральной частоте нижней половины рабочего диапазона.

При длине шлейфа N8 меньшей четверти длины волны верхней частоты рабочего диапазона линия передачи с разомкнутым шлейфом отражает сигнал на верхних частотах и снижает уровень мощности на верхних частотах на выходах 3, 4, подключенных к крайним излучателям в подрешетке (рис. 2.15,а). По результатам оптимизации длина шлейфа $L_8 = 0.144 \lambda_2$, где λ_2 – длина волны на центральной частоте верхней половины рабочего диапазона.

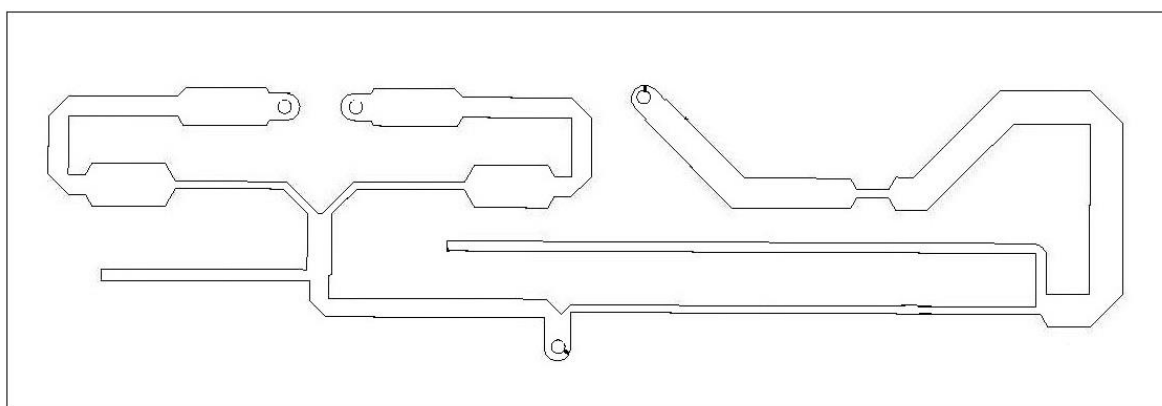


Рис. 2.18. Топология микрополоскового трехканального делителя мощности с параметрами из Таблицы 2.1

Реализованный трехканальный ДМ (рис. 2.18) может обеспечить возбуждение одной из наклонных поляризации, на которых работает рассматриваемый излучатель на скрещенных диполях. Для возбуждения обеих поляризаций необходимо на одной плате разместить два таких трехканальных ДМ. Однако решение данной задачи наталкивается на проблему, которая состоит в том, что в одной плоскости невозможно развести печатную плату, т.к. возникает перекрестие микрополосковых линий. Для решения данной проблемы был разработан специальный переход для реализации перекрещивания МПЛ (рис. 2.19).

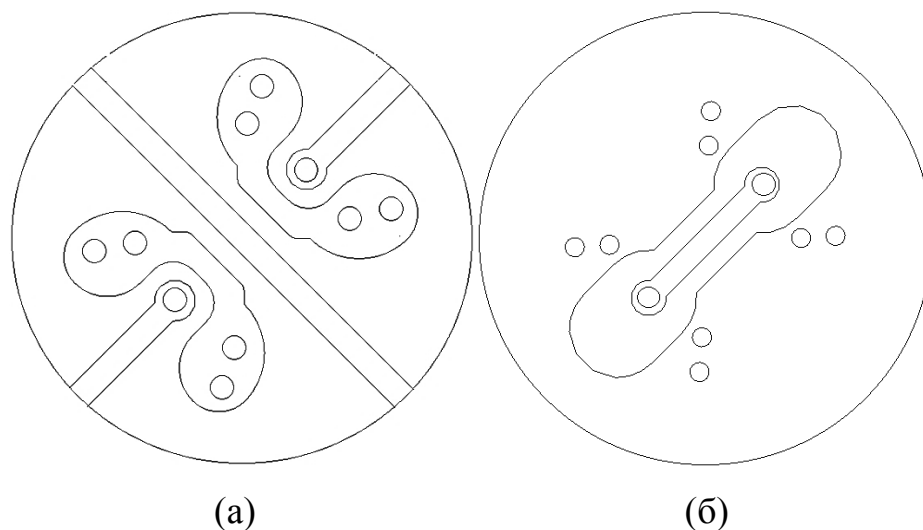
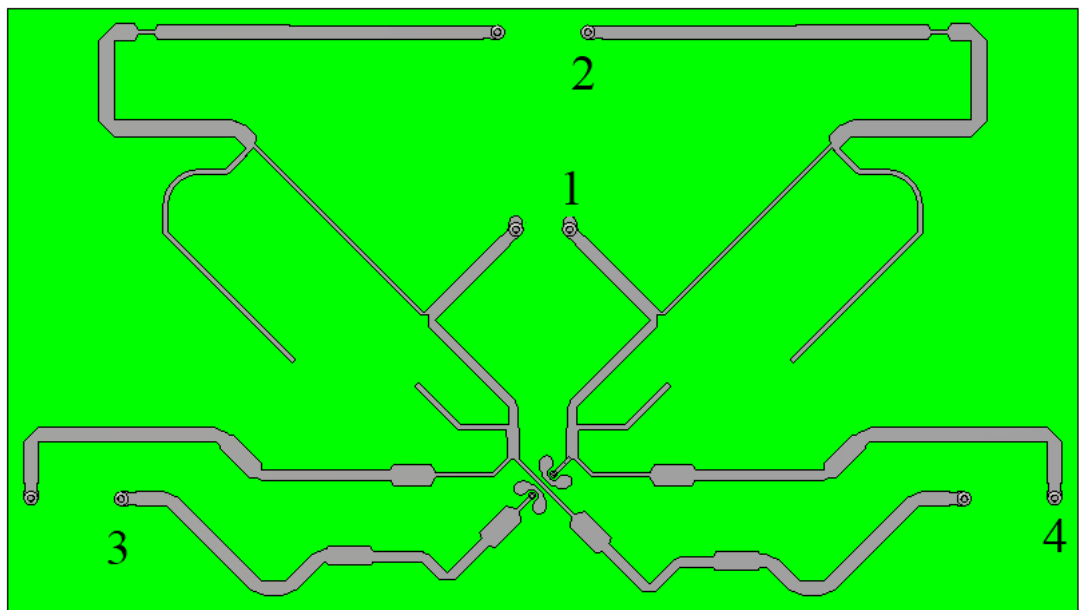


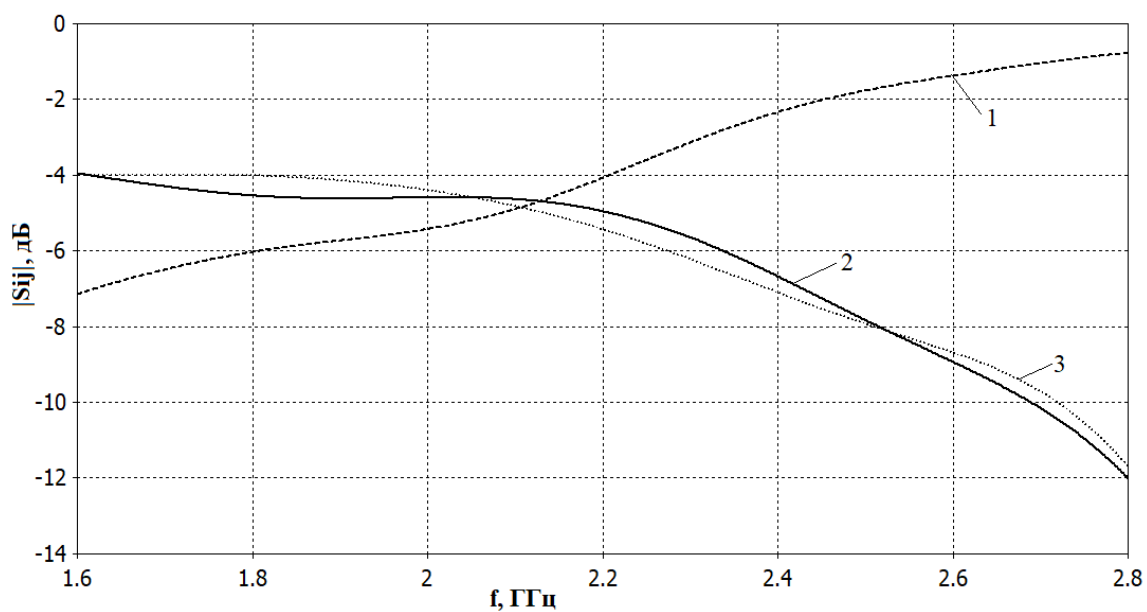
Рис. 2.19. Новый тип широкополосного перекрещивания МПЛ:
 (а) топология МПЛ на верхней поверхности диэлектрической подложки;
 (б) топология МПЛ на нижней поверхности диэлектрической подложки

Структура предложенного перехода в области перекрещивания МПЛ реализована с помощью сквозных металлизированных отверстий. Левый полосковый проводник на верхней поверхности печатной платы на рис. 2.19,а имеет разрыв, а его концы соединены через сквозные металлизированные отверстия с отрезком полоскового проводника на тыльной стороне печатной платы. Тыльная сторона платы покрыта сплошной металлизацией, в которой сделана щель гантелеобразной формы. Вдоль этой щели расположен отрезок полоскового проводника, соединяющий концы полосковых линий на верхней стороне платы.

Важную роль в предложенной конструкции перекрещивания МПЛ играют дополнительные изогнутые печатные элементы, охватывающие концы разомкнутых полосковых проводников. Каждый из этих печатных проводников имеет электрический контакт через четыре сквозных металлизированных отверстия с металлизацией на тыльной стороне платы. Данные проводники уменьшают нежелательную связь между скрещенными микрополосковыми линиями и увеличивают изоляцию между входами двух трехканальных частотно-зависимых делителей до -37 дБ. Окончательный вид и расчетные частотные характеристики частотно-зависимого делителя для группы из трех двухполяризационных излучателей приведены на рис. 2.20.

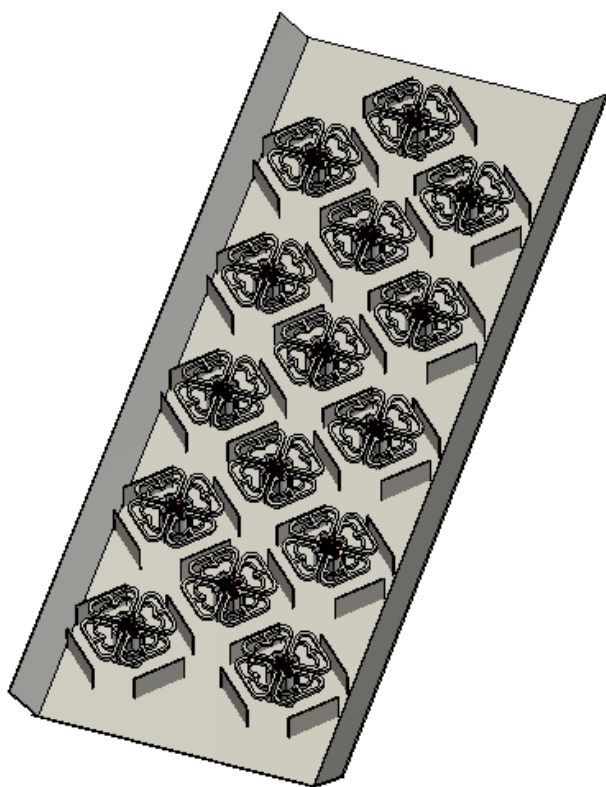


(а)

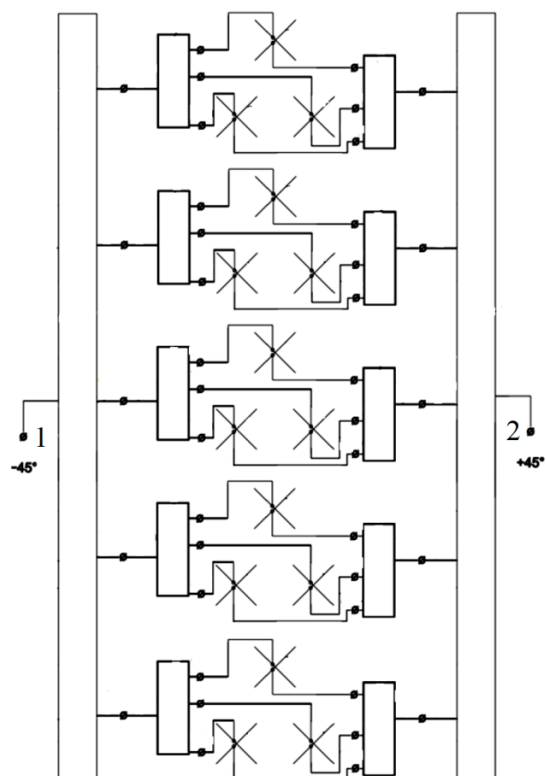


(б)

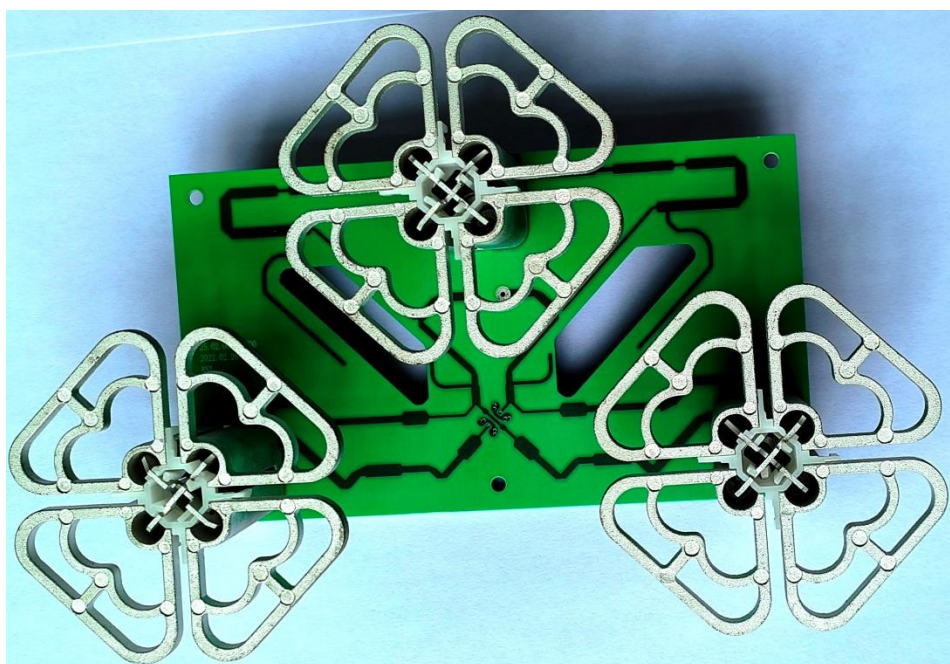
Рис. 2.20. Топология частотно-зависимого делителя для диапазона 1710-2690 МГц: (а) верхняя поверхность платы, (б) расчетные частотные зависимости делителя $|S_{21}|$ - кривая 1; $|S_{31}|$ - кривая 2, $|S_{41}|$ - кривая 3



(a)



(б)



(в)

Рис. 2.21. Антенная решетка диапазона 1710-2690 МГц:
 (а) трехмерная модель, (б) упрощенная электрическая схема,
 (в) трехэлементная подрешетка с платой частотно-зависимого делителя
 мощности

Предложенная модификация АР скрещенных цельнометаллических диполей для базовых станций диапазона 1710-2690 МГц представлена на рис. 2.21,а. Излучатели АР расположены в треугольной сетке. АР условно можно декомпозировать на пять рядов по три элемента, расположенных горизонтально (рис. 2.21,в). Схема возбуждения АР показана на рис. 2.21,б. Вход 1 распределительной системы на рис. 2.21,б формирует излучение на наклонной поляризации -45° , а вход 2 соответствует наклонной поляризации $+45^\circ$. На схеме несимметричные трехканальные делители мощности для каждой поляризации изображены отдельно, но, как отмечалось ранее, они расположены попарно на общей печатной плате, как видно на рис. 2.21,в.

Ширина металлического экрана и высота наклонных бортиков на его краях выбраны так, чтобы обеспечить луч шириной менее $2\theta_{0,5} = 39.5^\circ$ по уровню половинной мощности на нижней частоте 1710 МГц и снизить уровень боковых лепестков на верхней частоте 2690 МГц. Вокруг излучателей помещены дополнительные боковые стенки, высота которых равна $0.18\lambda_0$. Данные стенки уменьшают уровень боковых лепестков и снижают кросс-поляризацию. Размер экрана $2.3\lambda_0 \times 4.5\lambda_0$, где λ_0 – длина волны на центральной частоте рабочего диапазона.

2.2.4. Экспериментальные характеристики антенной решетки

На основе созданной трехмерной модели (рис. 2.21,а) было проведено электродинамическое моделирование АР диапазона 1710-2690 МГц методом конечных элементов [76], а также исследованы и оптимизированы характеристики направленности, согласования, развязки. По итогам проведенной оптимизации основных геометрических размеров раскрыва АР были достигнуты требуемые значения электрических параметров АР при наличии частотно-зависимого амплитудного распределения на входах излучателей.

Была изготовлена и экспериментально протестирована двухлучевая АР, состоящая из двух 15-элементных АР, изображенных на рис. 2.21,а, расположен-

ных друг относительно друга таким образом, чтобы два ортогональных луча шириной около $2\theta_{0.1} = 60^\circ$ по уровню -10 дБ, пересекались бы примерно на этом же уровне. Полученные результаты измерения ДН в безэховой камере показали очень хорошее совпадение с результатами электродинамического моделирования.

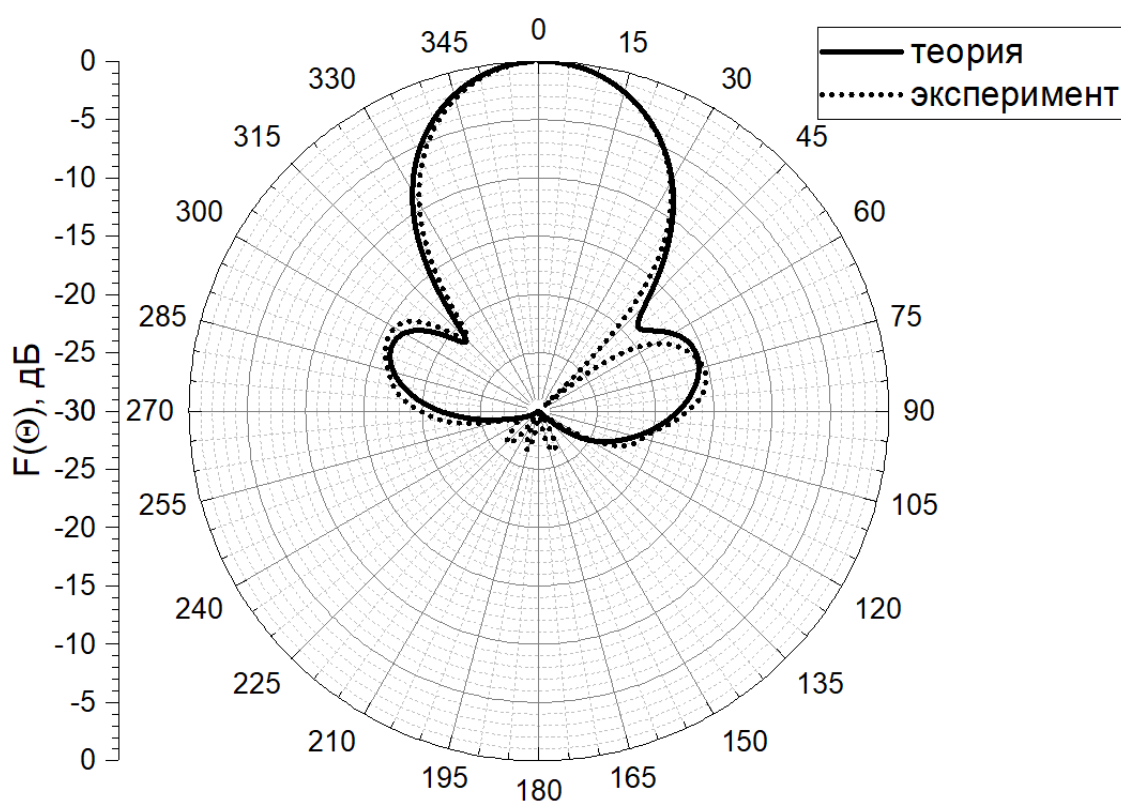
Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости разработанной антенной решетки приведены на рис. 2.22. В области главного лепестка расчетные и экспериментальные ДН во всем рабочем диапазоне графически совпадают. Расчетная ширина ДН по уровню половинной мощности составила $2\theta_{0.5} = 39.5^\circ, 35.8^\circ, 33^\circ$ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц соответственно. Экспериментальные результаты хорошо согласуются с расчетными – измеренная ширина ДН по уровню половинной мощности составляет $2\theta_{0.5} = 38.7^\circ, 35.6^\circ, 31.9^\circ$ на тех же частотах. Таким образом, предложенный метод стабилизации ширины ДН обеспечил ее изменение менее чем на 6.5° в широком частотном диапазоне (44.5%), что существенно лучше, чем у других известных методов.

Предложенное решение позволило обеспечить существенное снижение уровня боковых лепестков. Расчетные значения УБЛ на рис. 2.22 составляют -16.1 дБ, -26 дБ, -21 дБ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц, а экспериментальные -15.5 дБ, -20.9 дБ, -17.5 дБ соответственно, что соответствует приемлемому уровню для антенн базовых станций. Коэффициент усиления по результатам моделирования и измерений равен 16.8 дБ, 17.5 дБ, 18.6 дБ и 16.3 дБ, 17 дБ, 17.7 дБ соответственно на указанных выше частотах. Т.е. важным результатом предложенного метода является контроль допустимого уровня боковых лепестков в расширенном частотном диапазоне. Данное обстоятельство играет важную роль с точки зрения уменьшения взаимных помех АР в составе многолучевых антенн.

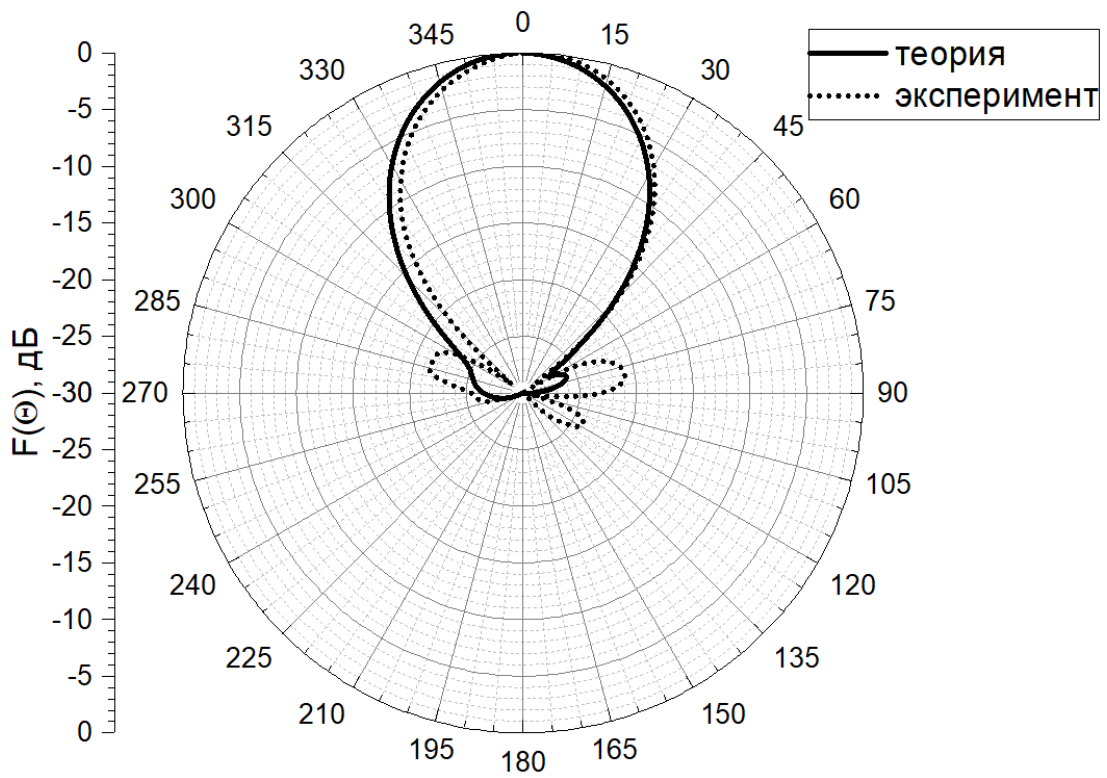
На рис. 2.23 приведены измеренные частотные зависимости коэффициентов отражения портов излучателя в составе АР для двух поляризаций, а также изоляции портов. Как видно из рис. 2.23, АР хорошо согласована, коэффициенты отражения портов излучателя не превышают $S_{11}, S_{22} < -20$ дБ, а поляризационная развязка портов во всем рабочем диапазоне не хуже $S_{21} = -30$ дБ.

По результатам экспериментальных измерений уровень пассивных интермодуляционных искажений третьего порядка составил около -108 дБм.

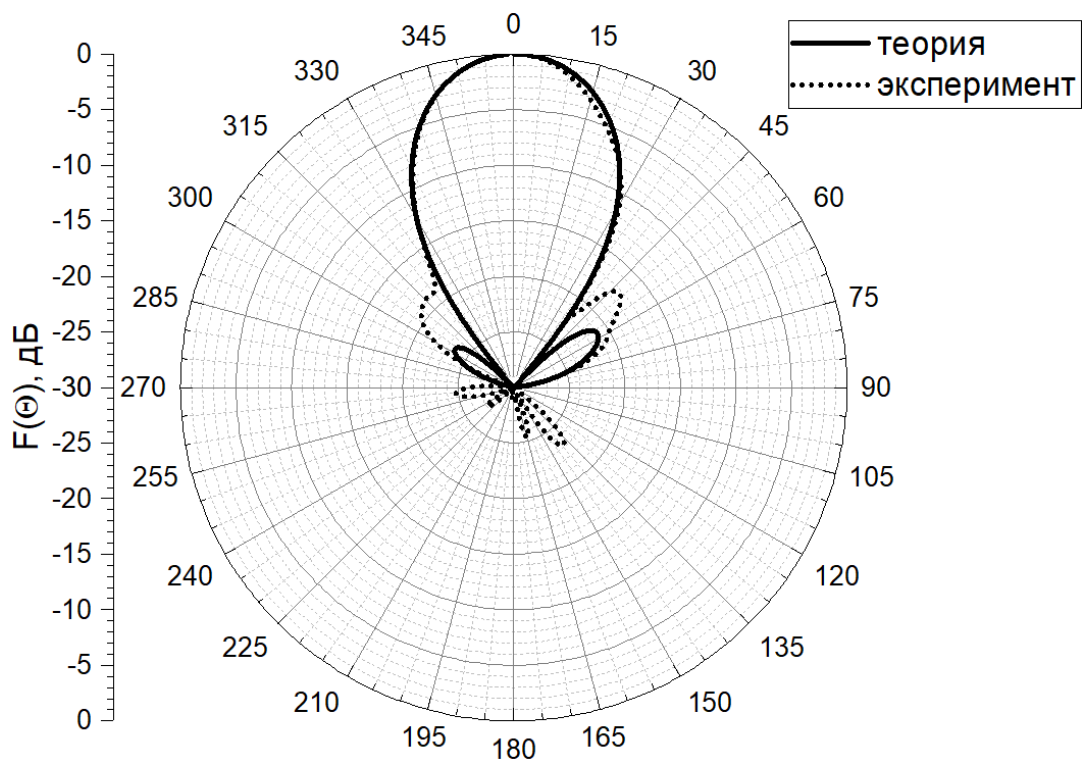
Фотография на рис. 2.24 показывает двухлучевую антенну базовой станции (без обтекателя) на основе двух АР, описанных выше. Антенна формирует два луча с шириной ДН 60° по уровню -10 дБ, перекрывающих вместе угловой сектор 120° в горизонтальной плоскости. Габариты АР, с учетом распределительной системы и обтекателя, составляют $630 \times 320 \times 176$ мм.



(a)



(б)



(в)

Рис. 2.22. Экспериментальные и теоретические диаграммы направленности в горизонтальной плоскости на частотах 1710 МГц (а), 2200 МГц (б) и 2690 МГц (в)

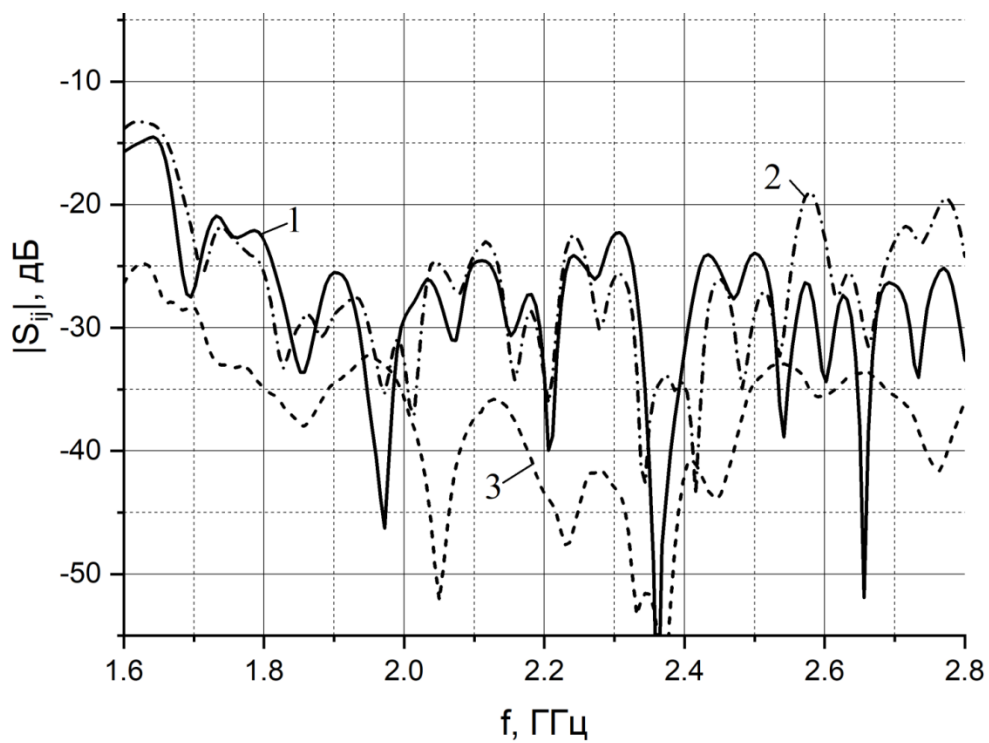


Рис. 2.23. Экспериментальные характеристики разработанной антенной решетки (рис. 2.21): $|S_{11}|$ - кривая 1, $|S_{22}|$ - кривая 2, $|S_{21}|$ - кривая 3

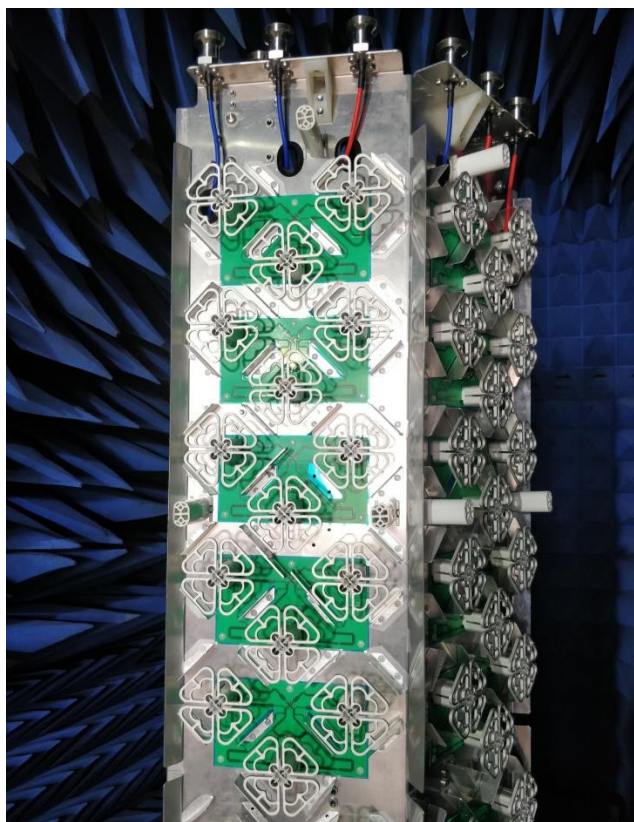


Рис. 2.24. Антенная решетка диапазона 1710-2690 МГц со стабильной шириной ДН в составе двухлучевой антенны базовой станции.

2.3. Антенная решетка для двух диапазонов 690-960 / 1710-2690 МГц

Одной из важных тенденций в развитии современных антенных систем базовых станций мобильной связи является все более широкое применение широкополосных многодиапазонных антенн. Это связано с необходимостью одновременной работы в различных стандартах мобильной связи и постоянным поиском физически реализуемых высокотехнологичных решений, удовлетворяющих также критериям коммерческой эффективности. Многодиапазонные антенные решетки стали неотъемлемой частью инфраструктуры мобильной связи, поскольку позволяют сократить общее количество антенн базовых станций, необходимых для реализации сети. При этом важнейшими требованиями к многодиапазонным антеннам являются компактные габариты, минимальная масса, при сохранении высоких электрических характеристик.

Реализация многодиапазонных антенн базовых станций осуществляется на основе применения различных вариантов АР с интегрированным раскрывом, на котором размещены излучатели различных частотных диапазонов. Такой подход позволяет уменьшить общий размер и вес антенны, а также повысить эффективность использования оборудования базовых станций.

В данном подразделе предложена и исследована новая двухдиапазонная антенная решетка, предназначенная для работы в угловом секторе 120° на двух наклонных поляризациях ($\pm 45^\circ$) в частотных диапазонах 690-960 МГц и 1710-2690 МГц.

2.3.1. Двухполяризационный излучатель диапазона 690-960 МГц

Набор требований к электрическим характеристикам многодиапазонных антенн базовых станций в целом соответствует аналогичным требованиям, предъявляемым к антеннам, работающим в одном диапазоне. Эти требования сформулированы выше в п. 2.1, 2.2 и включают высокий уровень согласования по каждой из поляризаций, высокую поляризационную развязку, стабильную ширину ДН в

рабочем диапазоне, низкий уровень боковых лепестков, низкий уровень кроссполяризованного компонента, низкий уровень интермодуляционных искажений.

Решение данной задачи в случае двух- и трехдиапазонных антенн целесообразно искать на основе концепции AP с совмещенным (интегрированным) раскрывом, поскольку это позволяет кратно уменьшить общее количество антенн базовых станций, что крайне важно при реализации сетей мобильной связи. Возникающие при этом трудности хорошо известны и определяются наличием электродинамического взаимодействия между излучателями различных диапазонов, что может приводить к определенной деградации электрических характеристик. Поэтому ключевым вопросом решения является необходимость предотвратить или частично скомпенсировать ухудшение электрических характеристик антенны в каждом рабочем диапазоне.

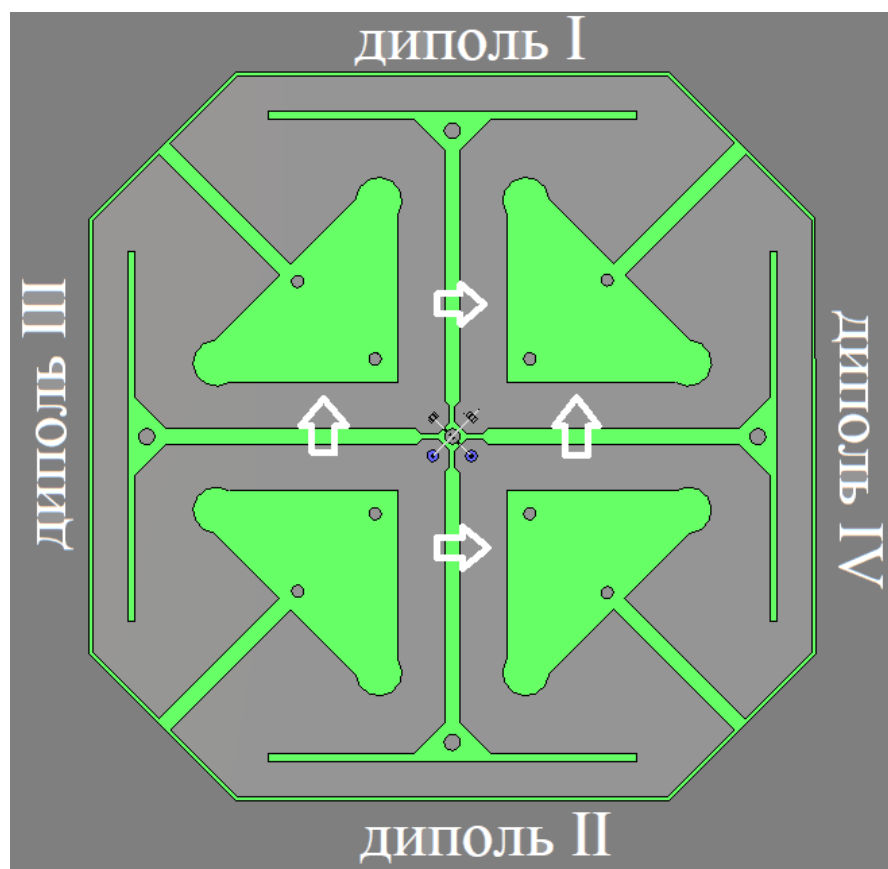
В качестве антенного элемента для нижнего частотного диапазона (690-960 МГц) была предложена новая модификация двухполяризованного излучателя на основе четырех петлевых диполей (рис. 2.35). Данная модификация реализована на основе технологии печатных плат, причем металлизация нанесена на обе стороны печатной платы. Выбор типа излучателя продиктован следующими физическими соображениями. Диапазонные свойства двухполяризованных излучателей на четырех связанных петлевых диполях позволяют перекрыть рабочий диапазон порядка 33%, что соответствует полосе частот 690-960 МГц. В печатном варианте размеры излучателя несколько уменьшены по сравнению с цельнометаллической конструкцией из петлевых диполей, что важно при реализации двухдиапазонной AP с совмещенным раскрывом.

Особенности конструкции предложенного излучателя показаны на рис. 2.35. В качестве подложки используется материал FR-4 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4.5$, что соответствует коэффициенту замедления $n = 2.12$. Поэтому размеры излучателя уменьшены по сравнению с цельнометаллическим излучателем такого же типа. Излучатель расположен над проводящим экраном с размерами 300×300 мм. Способ возбуждения и симметрирующее устройство показаны на

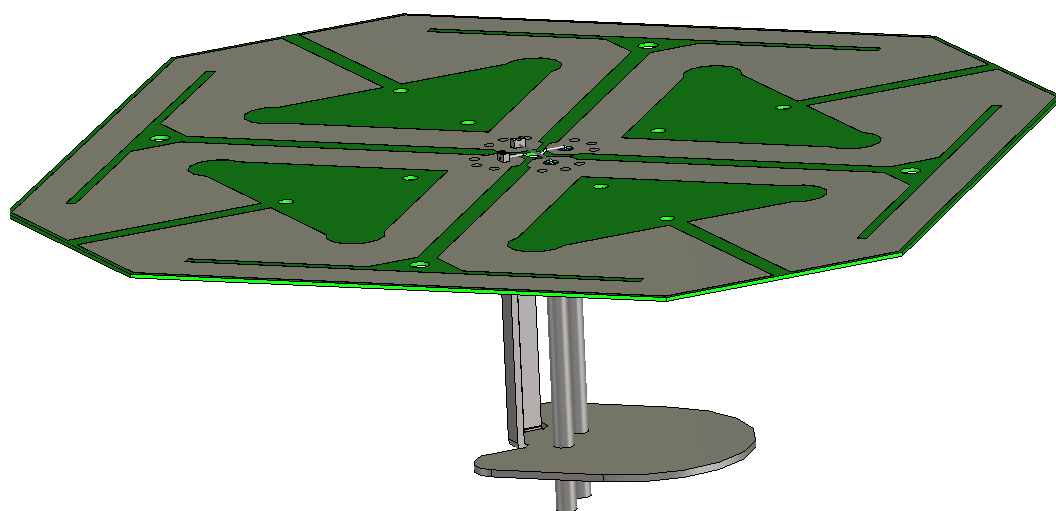
рис. 2.35,в. Возбуждение осуществляется с помощью двух коаксиальных фидеров с волновым сопротивлением 75 Ом , соответствующих двум наклонным поляризациям. Роль симметрирующего устройства играют две вертикальные металлические стойки, которые имеют электрический контакт с металлизацией излучателя и выступают над поверхностью печатной платы. Сигнальные проводники коаксиальных линий припаиваются к выступающим концам этих металлических стоек крест-накрест (рис. 2.35,а), а экран коаксиальных линий имеет электрический контакт с металлизацией на нижней стороне печатной платы. Излучатель крепится к металлическому экрану с помощью горизонтальной металлической пластины (рис. 2.35,б,в), которая является продолжением вертикальных стоек, играющих роль симметрирующего устройства.

Размеры печатной платы излучателя равны $0.52\lambda_0 \times 0.52\lambda_0$, расстояние между печатной платой и металлическим экраном равно $0.16\lambda_0$, где λ_0 – длина волны на центральной частоте диапазона. Физические принципы работы данного типа излучателей в целом аналогичны излучателю, исследованному в подразделе 2.1. На рис. 2.36 показано распределение электрического тока на излучателе при возбуждении левого порта. Все четыре петлевых диполя оказываются возбужденными одновременно. При этом диполи I и II формируют поле горизонтальной поляризации, а диполи III и IV формируют поле вертикальной поляризации. Диполи возбуждены синфазно, поэтому результирующее поле имеет линейную наклонную поляризацию $+45^\circ$. Аналогичным образом формируется поле второй поляризации при возбуждении правого порта на рис. 2.36. Достигнутое симметричное распределение токов обеспечивается выбором параметров симметрирующего устройства. Реализация относительно широкого рабочего диапазона достигается в результате наличия сильного взаимодействия между всеми четырьмя петлевыми диполями.

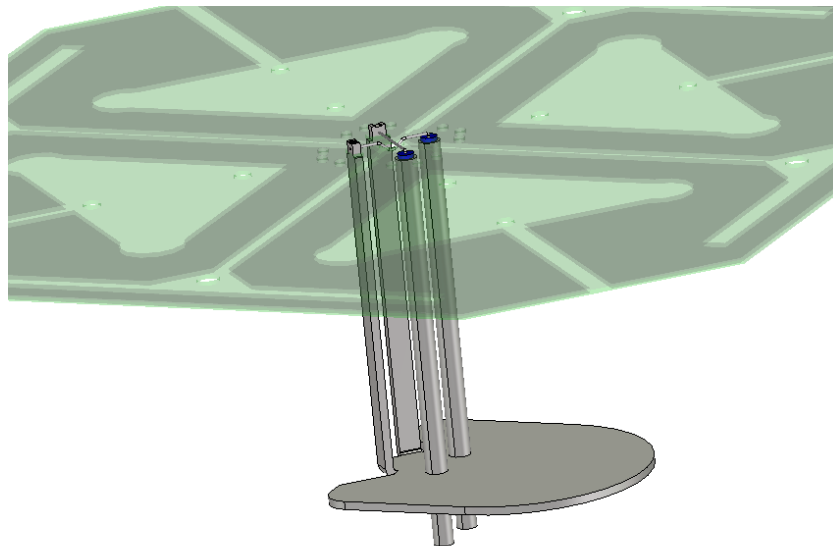
Отметим, что для оценки характеристик направленности данного типа антенных элементов могут быть использованы аналитические соотношения (2.1), (2.2), полученные в п. 2.1.



(a)



(б)



(в)

Рис. 2.35. Двухполяризационный излучатель диапазона 690 - 960 МГц: топология печатной платы (а), трехмерная модель (б), подключение коаксиальных фидеров и симметрирующее устройство (в).

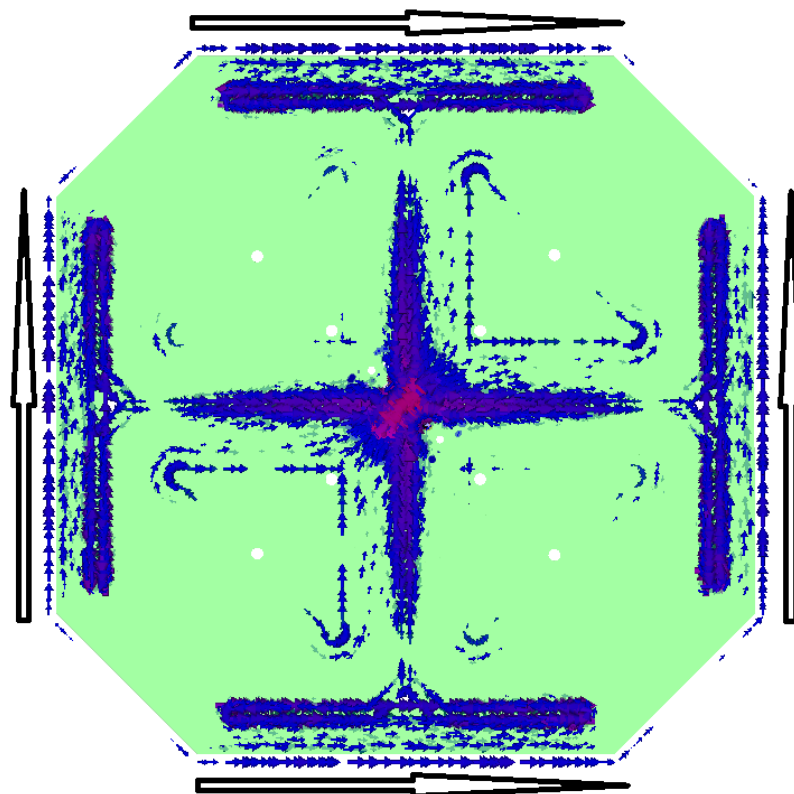


Рис. 2.36. Распределение поверхностных токов на излучателе на частоте 825МГц.

Результаты моделирования предложенной модификации излучателя для работы в диапазоне 690-960 МГц представлены на рис. 2.37, 2.38. Излучатель имеет высокое согласование во всем рабочем диапазоне, коэффициенты отражения по обоим портам не превышают величины $S_{11}, S_{22} < -17.5$ дБ. Излучатель имеет некоторый потенциал для расширения рабочей полосы частот при сохранении коэффициентов отражения не хуже $S_{11}, S_{22} < -15$ дБ. Расчетная величина поляризационной развязки для одиночного излучателя данной конструкции имеет рекордную величину и составляет $S_{21} < -50$ дБ в широком диапазоне, превышающем рабочий диапазон частот.

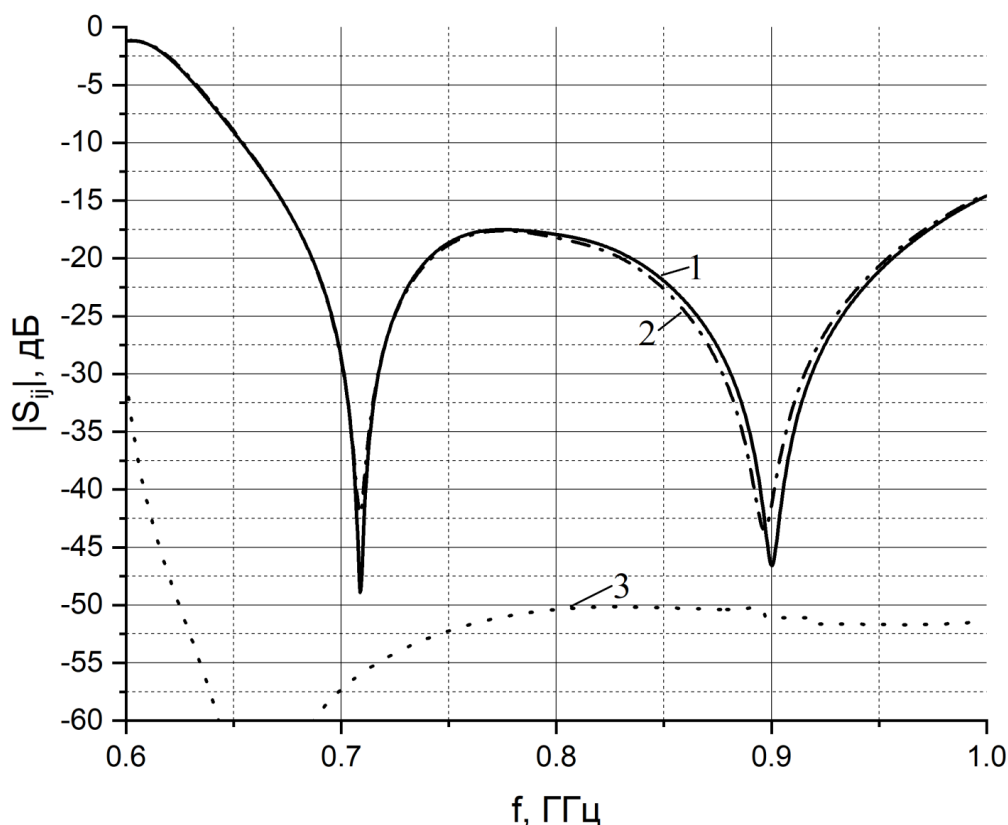


Рис. 2.37. Расчетные S параметры излучателя. 1 – S_{11} ; 2 – S_{22} ; 3 – S_{12} .

Диаграммы направленности излучателя на крайних и центральной частотах рабочего диапазона в горизонтальной плоскости приведены на рис. 2.38. ДН имеют очень низкий уровень боковых лепестков (менее -30 дБ). Ширина луча по уровню -10 дБ равна $2\theta_{0.1} = 121^\circ, 117^\circ, 111^\circ$ на частотах 690 МГц, 825 МГц, 960

МГц, что соответствует работе в угловом секторе 120° . По уровню половинной мощности ширина ДН составляет на тех же частотах $2\theta_{0,5}=67^\circ, 64^\circ, 61^\circ$. Излучатель имеет весьма низкий уровень кроссполаризационного компонента, который в направлении главного луча ниже -30 дБ, а в остальных направлениях уменьшается от -25 дБ на частоте 690 МГц до -28 дБ на частоте 960 МГц.

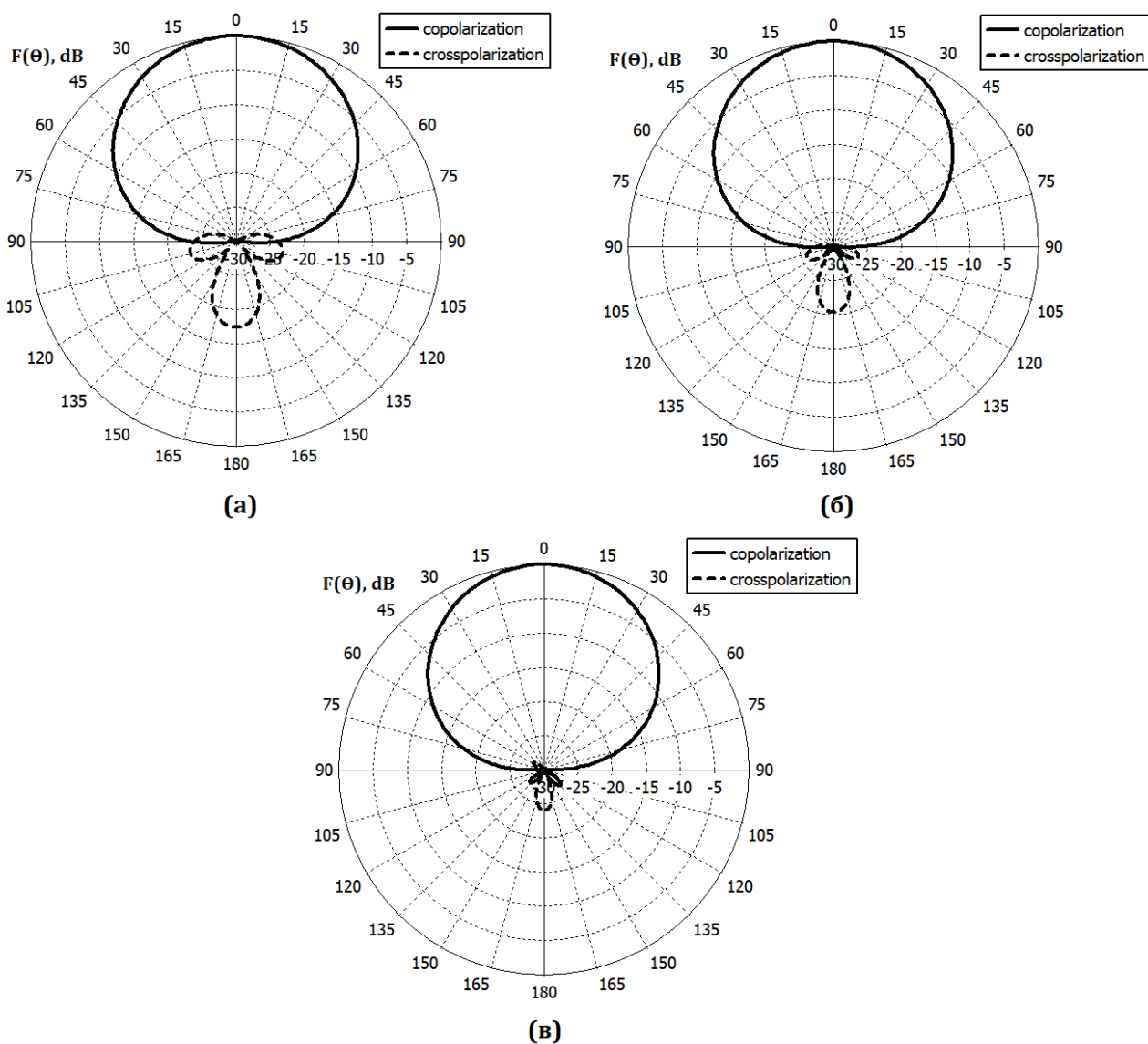


Рис. 2.38. Расчетная ДН в горизонтальной плоскости одиночного излучателя на частотах: (а) 690 МГц; (б) 825 МГц; (в) 960 МГц.

2.3.2. Двухполяризационный излучатель диапазона 1710-2690 МГц

В качестве излучателя для работы в верхнем частотном диапазоне 1710-2690 МГц двухдиапазонной АР был использован цельнометаллический излучатель на скрещенных диполях (рис. 2.39), который является модификацией излучателя, рассмотренного в подразделе 2.2. Как было показано в п. 2.2, исходный антенный элемент подходит для работы в угловом секторе 120° и демонстрирует относительно стабильные характеристики направленности в данном диапазоне. Однако при формировании двухдиапазонной АР с интегрированным раскрывом необходимо предпринять меры для уменьшения взаимодействия антенных элементов разных диапазонов при плотном расположении излучателей.

Для уменьшения взаимодействия излучателей двух диапазонов была уменьшена ширина ДН излучателей верхнего частотного диапазона. С целью сужения ДН излучателя в конструкцию на рис. 2.39 введена в качестве дополнительного элемента металлическая пластина квадратной формы, вынесенная на двух диэлектрических стойках над верхней поверхностью скрещенных диполей. По результатам численного моделирования размер стороны квадрата пластины составляет 30 мм или $0.22\lambda_0$, где λ_0 длина волны на центральной частоте диапазона. Пластина расположена на расстоянии 34 мм ($0.25\lambda_0$) от поверхности излучателя.

Результаты электродинамического моделирования модифицированного излучателя на рис. 2.39 приведены на рис. 2.40, 2.41. Сравнивая с рис. 2.11, отметим, что у модифицированной конструкции несколько увеличился коэффициент отражения ($S_{11} < -14$ дБ) и снизилась развязка ($S_{21} < -28$ дБ) в рабочей полосе. Однако при этом удастся существенно сузить ДН, которая теперь составляет по уровню -10 дБ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц $2\theta_{0.1} = 117^\circ, 105^\circ, 92^\circ$ (против $2\theta_{0.1} = 133^\circ, 129^\circ, 110^\circ$ на рис. 2.12). Ширина ДН по уровню половинной мощности равна $2\theta_{0.5} = 64^\circ, 58^\circ$ и 48° (против $2\theta_{0.5} = 70^\circ, 69^\circ, 61^\circ$) на тех же частотах.

Кроссполяризационный компонент во всем угловом секторе не превышает -20 дБ, -22 дБ, -20 дБ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц, а в направлении главного максимума ДН он не хуже -30 дБ. Однако важным параметром для данного класса антенн является отношение величины кроссполяризационного компонента к величине главного компонента поляризации (cross polar ratio) на краях рабочего углового сектора, т.е., в данном случае, при $\pm 60^\circ$. Самое низкое значение отношения крессовой и главной поляризации наблюдается на верхней частоте 2690 МГц и составляет менее 8 дБ при $+60^\circ$ (рис. 2.41,в). Эта характеристика несколько уступает исходному варианту излучателя в п. 2.2 (рис. 2.12), что указывает на снижение поляризационной селективности.

В целях улучшения поляризационной селективности в конструкцию высокочастотного излучателя введены металлические стенки перпендикулярные экрану и окружающие излучатель с четырех сторон (рис. 2.39). По результатам электродинамического моделирования и оптимизации характеристик излучателя высота стенок выбрана равной 15 мм ($0.11\lambda_0$). Таким образом, введение в конструкцию стенок и металлической пластины, вынесенной над излучателем, позволило обеспечить компромисс между характеристиками согласования и направленности.

Коэффициент отражения сохраняется на уровне ниже -14.3 дБ, а изоляция между портами не хуже -29 дБ (рис. 2.42). Ширина ДН по уровню -10 дБ составляет $2\theta_{0.1}=123^\circ$, 111° и 95° на частотах 1710 МГц, 2200 МГц и 2690 МГц, а по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5}=66^\circ$, 59° и 50° (рис. 2.43). Наиболее значимое улучшение наблюдается по кроссполяризационной составляющей. Отношения крессовой и главной поляризации на верхней частоте 2690 МГц снижается до -12 дБ (рис. 2.43), что существенно повышает поляризационную развязку и делает данный вариант предпочтительным для систем ММО и многодиапазонных решёток.

Сравнительный анализ характеристик показывает, что переход от исходной конструкции излучателя на скрещенных диполях к конструкции с вынесенной металлической пластиной обеспечивает более узкую ДН и более направленное излу-

чение, однако сопровождается снижением поляризационной чистоты на краях углового сектора 120° . Введение металлических стенок компенсирует часть этих потерь, восстанавливая уровень изоляции и улучшая кроссполяризационные характеристики, сохраняя при этом более направленный характер излучения по сравнению с исходным диполем. Таким образом, комбинация вынесенной металлической пластины и стенок формирует оптимальный вариант, обеспечивающий баланс между согласованием, развязкой и направленностью. Частотная стабильность характеристик улучшилась в комбинированной конструкции, вариация ширины ДН по уровню половинной мощности не превышает 16° во всем диапазоне против 21° у базового диполя.

По результатам проведенных численных исследований характеристик направленности совмещенной двухдиапазонной АР было установлено, что может быть улучшено отношение прямого и обратного излучения (front-to-back ratio) в нижнем частотном диапазоне (т.е. снижен уровень задних лепестков ДН). Для этого по бокам металлического экрана добавлены металлические стенки, ориентированные под прямым углом к экрану и направленные за экран (рис.2.44). В результате численной оптимизации высота стенок выбрана равной 59 мм ($0.16\lambda_0$).

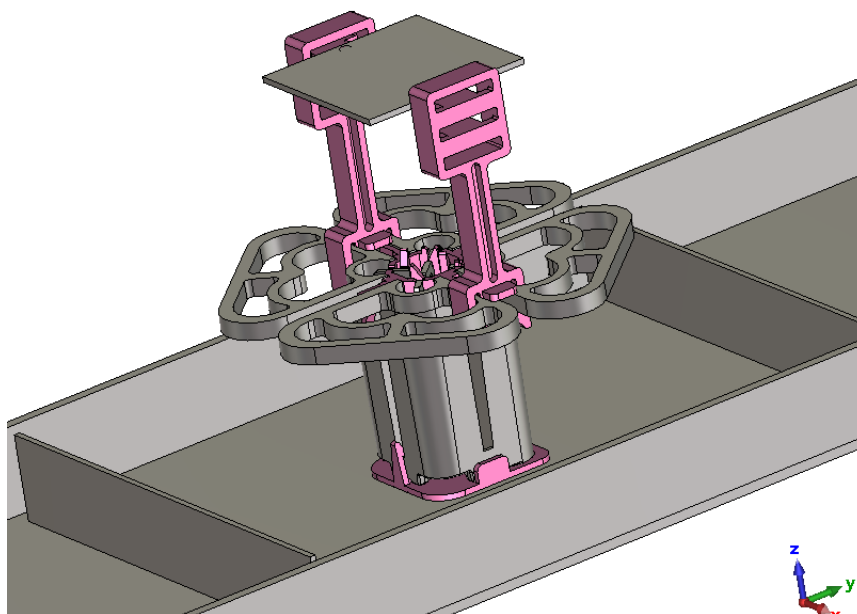


Рис. 2.39. Трехмерная электродинамическая модель модифицированного излучателя диапазона 1710-2690 МГц с прямоугольной металлической пластиной и боковыми металлическими стенками

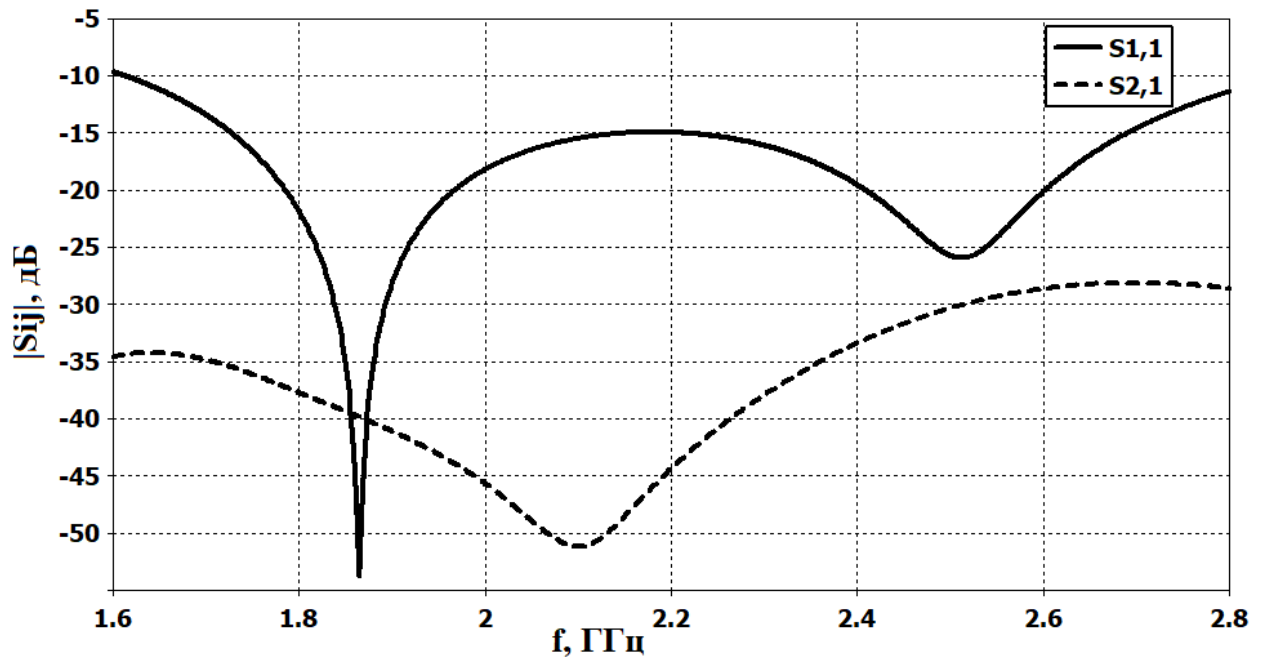
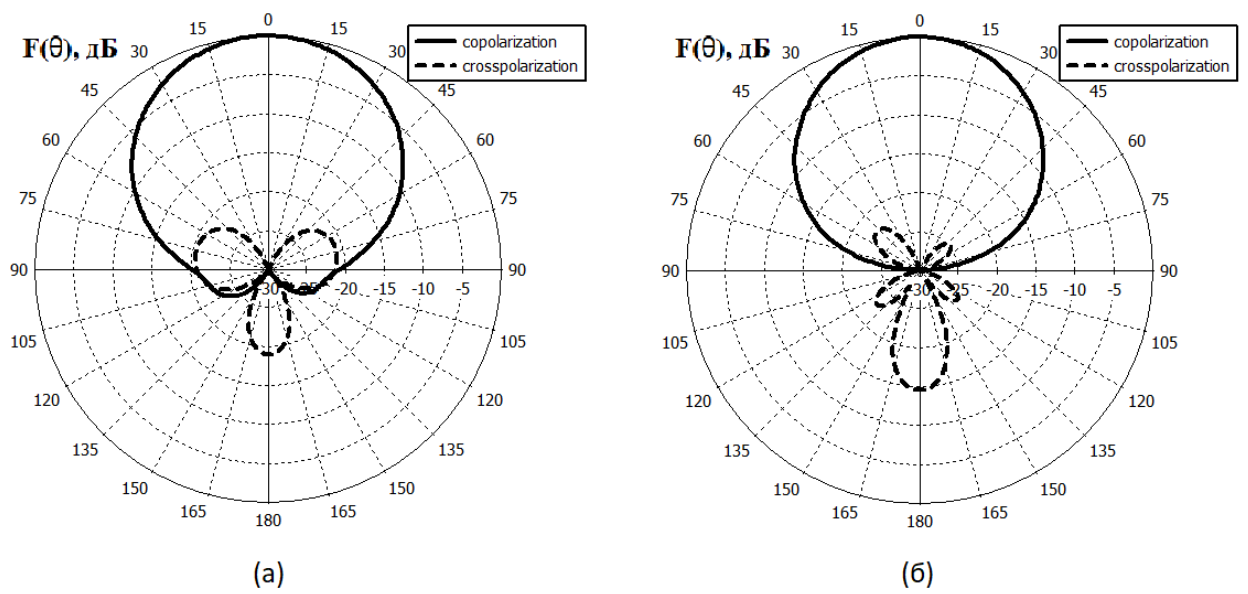


Рис. 2.40. Расчетные частотные характеристики S параметров излучателя с прямоугольной металлической пластиной



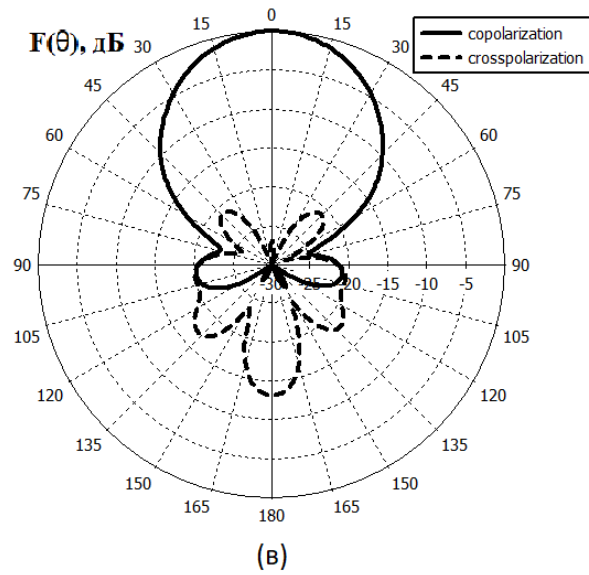


Рис. 2.41. Расчетные ДН одиночного излучателя с прямоугольной металлической пластиной: (а) 1710 МГц, (б) 2200 МГц, (в) 2690 МГц

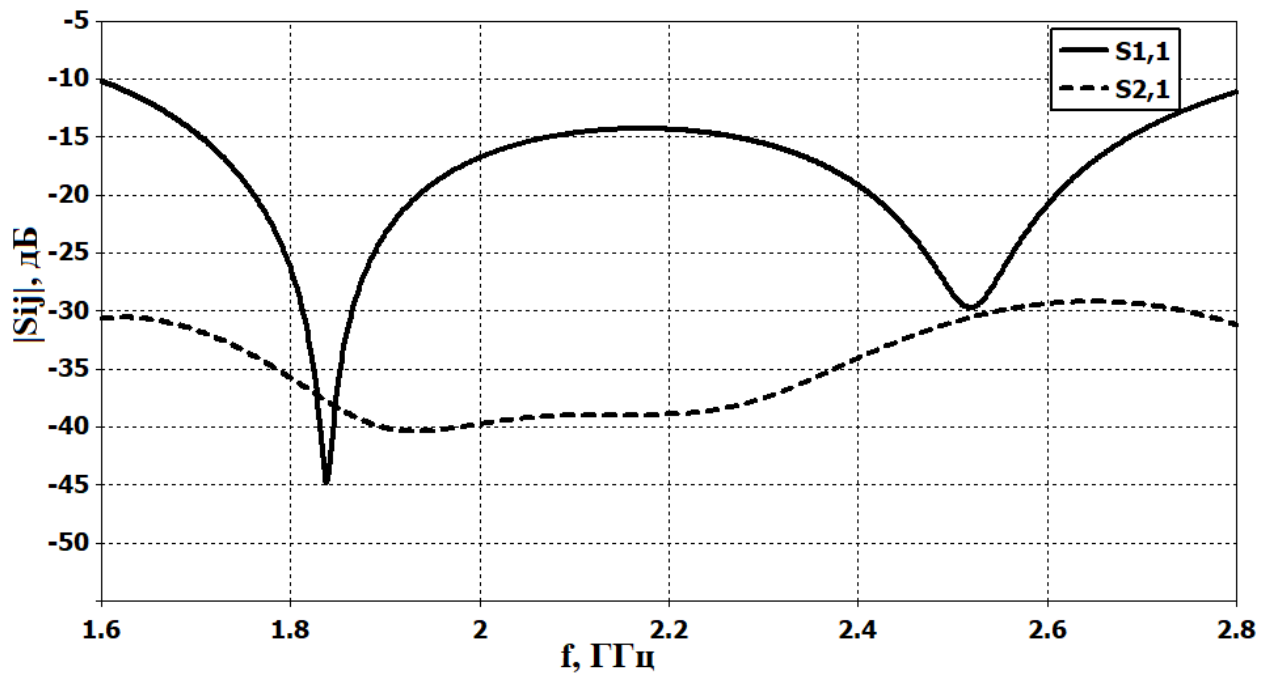


Рис. 2.42. Расчетные частотные характеристики S параметров одиночного излучателя с прямоугольной металлической пластиной и боковыми металлическими стенками

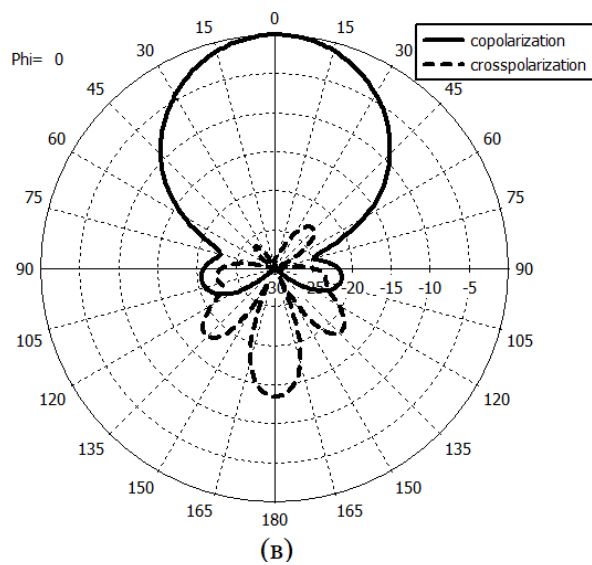
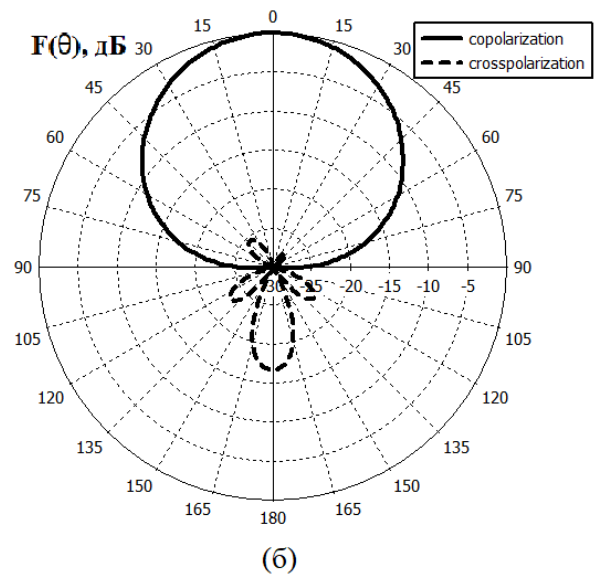
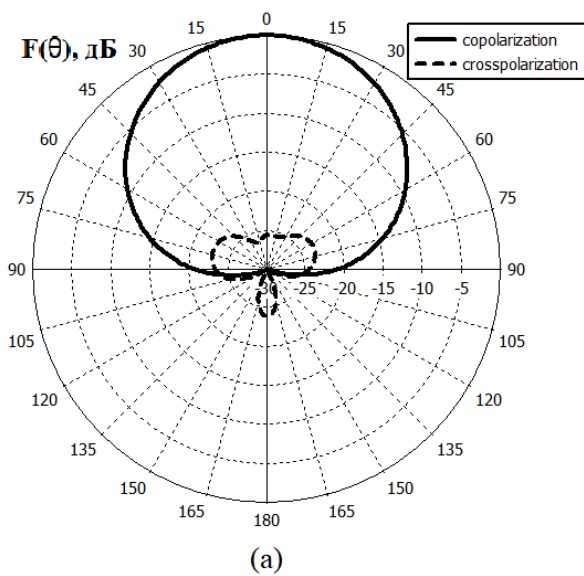


Рис. 2.43. Расчетные ДН одиночного излучателя с прямоугольной металлической пластиной и металлическими стенками на частотах: (а) 1710 МГц, (б) 2200 МГц, (в) 2690 МГц

2.3.3. Двухдиапазонная антенная решетка и ее экспериментальные характеристики

На основе предложенных модификаций излучателей для рабочих диапазонов базовой станции 690-960 МГц / 1710-2690 МГц была создана АР с интегрированным раскрывом, показанная на рис. 2.44. Двухдиапазонная АР включает одну двухэлементную антенную решетку нижнего частотного диапазона и две независимые четырехэлементные линейные АР для верхнего диапазона, обеспечивая работу в каждом диапазоне на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$. В обоих диапазонах антенна должна формировать луч с шириной ДН по уровню половинной мощности в горизонтальной плоскости $2\theta_{0.5} = 65^\circ \pm 5^\circ$, что соответствует рабочему угловому сектору антенны 120° . Таким образом, ширина рабочих диапазонов частот антенны составляет не менее 32.7% и 44.5% соответственно. При этом в процессе работы две антенные решетки верхнего частотного диапазона могут использоваться одновременно, работая в разных более узких поддиапазонах частот, например, в стандартных полосах 1710-1880 МГц, 1850-1990 МГц, 1920-2170 МГц, 2300-2500 МГц, 2490– 2690 МГц.

При выборе параметров раскрыва АР учтем условие отсутствия дифракционных лепестков [105]:

$$d = \frac{\lambda_B}{1 + \sin \theta_{\max}}, \quad (2.13)$$

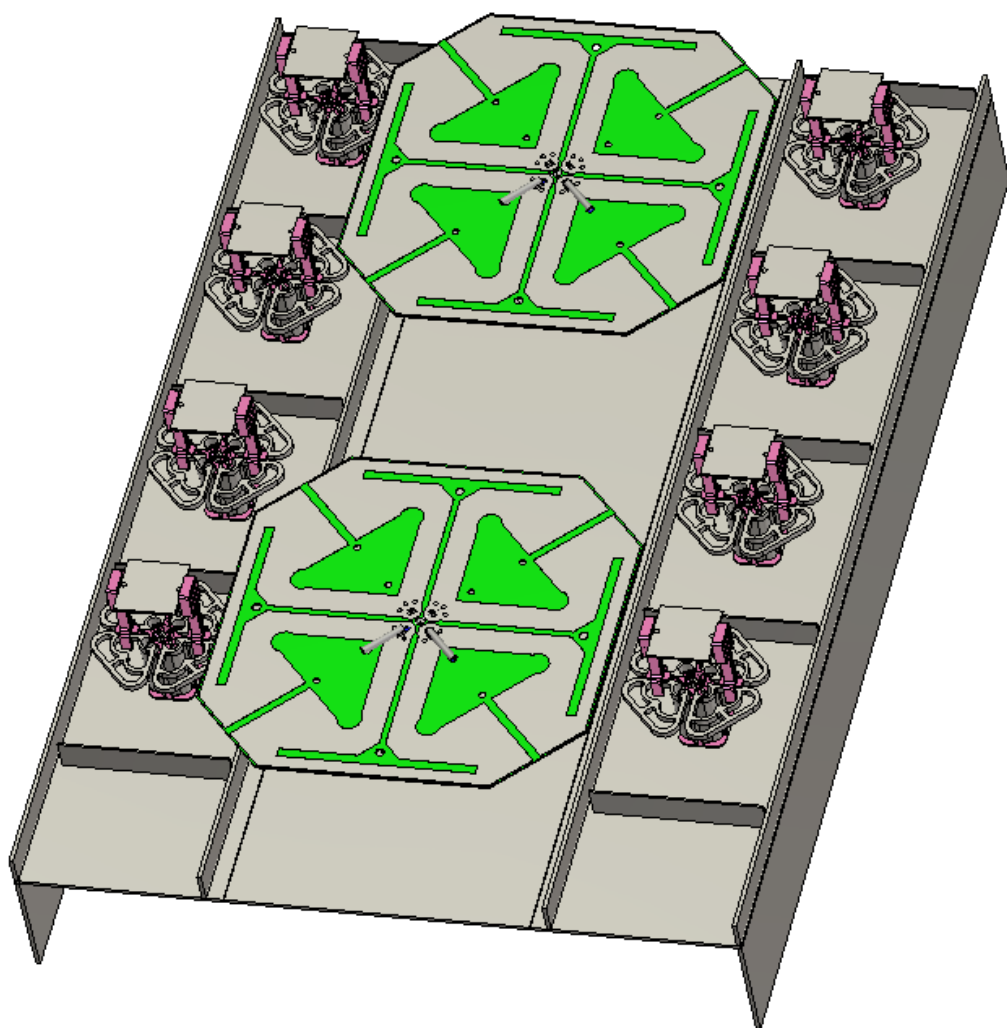
где d - период, λ_B - длина волны на верхней частоте диапазона, θ_{\max} - максимальный угол отклонения луча от нормали к раскрыву. Также с учетом требований к направленности АР может быть использована оценка для ширины луча АР [105]:

$$2\theta_{0.5} = 59^\circ \lambda_H / D, \quad (2.14)$$

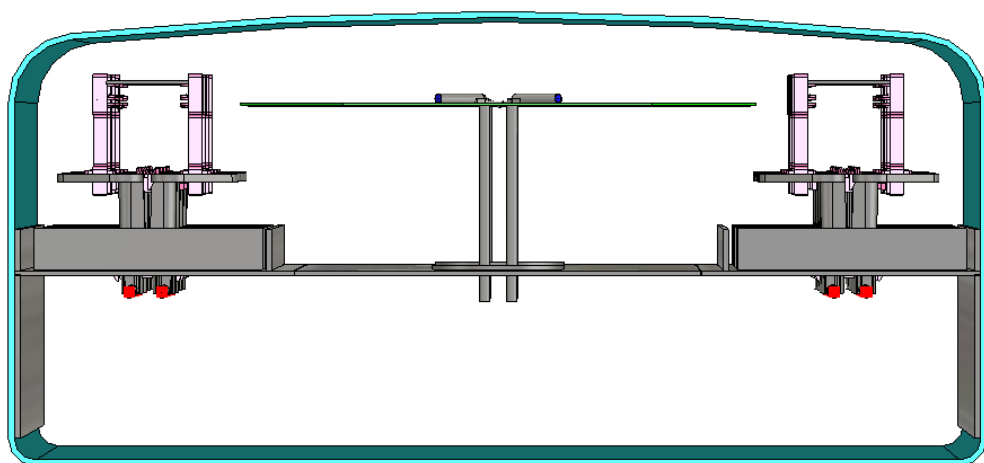
где $2\theta_{0.5}$ - ширина луча по уровню половинной мощности, λ_H - длина волны на нижней частоте диапазона, D - размер раскрыва.

Принимая во внимание приведенные соображения, были выбраны следующие параметры раскрыва двухдиапазонной АР. Расстояние между излучателями нижнего диапазона (690-960 МГц) выбрано $d_1 = 275$ мм ($0.75\lambda_{01}$). Период расположения элементов АР верхнего частотного диапазона (1710-2690 МГц) равен $d_2 = 110$ мм ($0.81\lambda_{02}$), что гарантирует отсутствие дифракционных лепестков в области видимых углов. Расстояние между линейными АР верхнего частотного диапазона равно $L = 257$ мм ($1.89\lambda_{02}$). Данное расстояние выбиралось таким образом, чтобы уменьшить взаимное влияние излучателей верхнего и нижнего диапазонов. Как отмечалось выше, с этой же целью использована модификация ВЧ излучателей с вынесенной прямоугольной пластиной, что позволило несколько сузить ДН элемента в верхнем диапазоне. Металлическая пластинка имеет форму квадрата со стороной 30 мм ($0.22\lambda_{02}$) и находится на расстоянии 34 мм ($0.25\lambda_{02}$) от верхней поверхности излучателя (λ_{01} , λ_{02} - длины волн на центральных частотах нижнего и верхнего диапазонов соответственно). Диэлектрические держатели пластинки не оказывают значимого влияния на согласование и направленность излучателя.

На рис. 2.44 видны также дополнительные элементы в виде металлических стенок. Для улучшения кроссполяризационных характеристик излучателей диапазона 1710-2690 МГц они окружены с четырех сторон проводящими стенками высотой 15 мм ($0.11\lambda_{02}$). Для снижения уровня задних лепестков ДН в диапазоне частот 690-960 МГц по бокам проводящего экрана расположены металлические стенки высотой 59 мм ($0.16\lambda_{01}$), загнутые вниз под прямым углом к экрану. Антенна помещена в обтекатель из материала с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4.6$ и толщиной 3 мм (рис. 2.44,б). Параметры обтекателя оказывают влияние на электрические характеристики АР и должны учитываться при итоговом электродинамическом моделировании.



(a)



(б)

Рис. 2.44. Трехмерная электродинамическая модель антенны (690-960 МГц / 1710-2690 МГц): (а) антенна без обтекателя; (б) антенна с обтекателем.

На основе разработанной конечноэлементной электродинамической модели двухдиапазонной АР было проведено численное исследование и оптимизация [76] ее электрических характеристик. Затем был изготовлен прототип антенны, который экспериментально протестирован в безэховой камере на векторном анализаторе цепей. Фотография изготовленной АР без обтекателя приведена на рис. 2.45. Полученные экспериментальные результаты очень хорошо согласуются с теоретическими, что подтверждает достоверность разработанной модели и физическую реализуемость предложенной двухдиапазонной АР с совмещенным раскрывом.

По результатам моделирования в нижнем рабочем диапазоне (рис 2.46) получено, что ширина ДН по уровню половинной мощности равна $2\theta_{0.5}=70^\circ, 67^\circ, 62^\circ$ на частотах 690 МГц, 825 МГц, 960 МГц. Согласно данным измерений на этих же частотах ширина ДН равна $2\theta_{0.5} = 68^\circ, 66^\circ, 62^\circ$, т.е. расхождение между теорией и экспериментом менее 2° . При этом требуемое значение ширины луча достигается очень точно во всем диапазоне $2\theta_{0.5}=65^\circ\pm 3^\circ$. Рассчитанный уровень боковых лепестков в вертикальной плоскости на указанных частотах составил -14 дБ, -14.5 дБ, -15 дБ, а измеренный УБЛ равен соответственно -13.7 дБ, -14.2 дБ, -14.5 дБ. Таким образом, по УБЛ расхождение составило 0.3-0.5 дБ. Другой важный параметр АР – коэффициент усиления - по расчету равен $G = 10.8$ дБ, 11.2 дБ, 12.3 дБ, а по результатам измерений $G = 10$ дБ, 10.4 дБ, 11.1 дБ. Различие между расчетными и экспериментальными данными для коэффициента усиления не превысило 1.2 дБ.

В верхнем частотном диапазоне (рис. 2.47) согласно электродинамическому моделированию ширина ДН по уровню -3 дБ составила $2\theta_{0.5} = 62.5^\circ, 61^\circ, 65^\circ$, а по результатам измерений $2\theta_{0.5}=64^\circ, 60^\circ, 59^\circ$ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц. Расчетный УБЛ в вертикальной плоскости на соответствующих частотах -16 дБ, -15.8 дБ, -15.5 дБ, а экспериментальный УБЛ равен -15.8 дБ, -15.6 дБ, -15.5 дБ. Расчетные значения коэффициента усиления равны $G = 13.6$ дБ, 15.7 дБ, 15.7 дБ, а измеренный коэффициент усиления равен $G = 12.5$ дБ, 13.9 дБ, 14.3 дБ

на соответствующих частотах. Таким образом, была достигнута стабилизация ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности как в нижнем, так и в верхнем рабочих диапазонах частот.

Отметим, что взаимодействие ВЧ излучателей с НЧ излучателями в совмещенной АР приводит к некоторому искажению формы ДН ВЧ излучателей (рис. 2.47). Диаграммы направленности в диапазоне 1710-2690 МГц становятся не вполне симметричными, т. к. над ними расположены края излучателей диапазона 690-960 МГц (рис.2.45). Несколько увеличивается в этом случае и расхождение теории и эксперимента за пределами рабочего углового сектора $120^\circ (\pm 60^\circ)$.

Частотные зависимости элементов матриц рассеяния АР в обоих рабочих диапазонах приведены на рис. 2.48, 2.49. На рис. 2.48 приведены частотные зависимости коэффициентов отражения АР нижнего диапазона (690-960 МГц) в составе совмещенной АР по двум коаксиальным портам, формирующим излучение двух наклонных поляризаций. Графики для S_{11} и S_{22} графически совпадают, что говорит о симметрии портов в данной структуре излучателя, при этом уровень коэффициентов отражения не превышает $S_{11} < -15$ дБ, $S_{22} < -15$ дБ. Развязка между двумя портами АР, соответствующими ортогональным поляризациям, оказывается лучше $S_{21} < -25$ дБ. Интермодуляционные искажения данного вида излучателя в составе АР имеют низкий уровень (около -107 дБм).

Частотные характеристики АР верхнего рабочего диапазона 1710-2690 МГц в составе совмещенной АР (рис. 2.45) показаны на рис. 2.49. В данном случае также удается достичь высокого согласования по обоим портам АР ($S_{11} < -15$ дБ, $S_{22} < -15$ дБ), а также обеспечить высокую поляризационную развязку ($S_{21} < -25$ дБ). Интермодуляционные искажения в этом диапазоне также остаются на низком уровне (около -108 дБм). Разработанная АР имеет компактные размеры (520×355×165 мм).

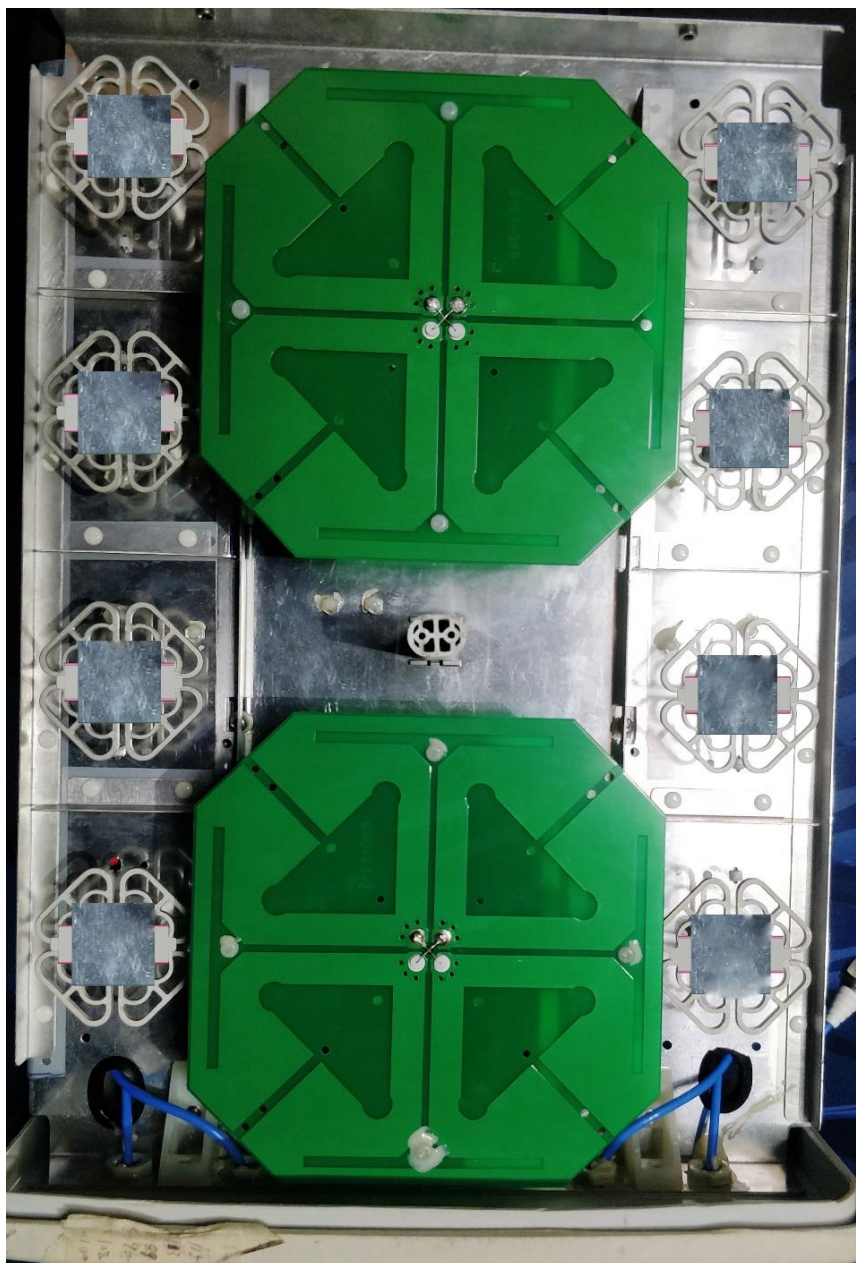
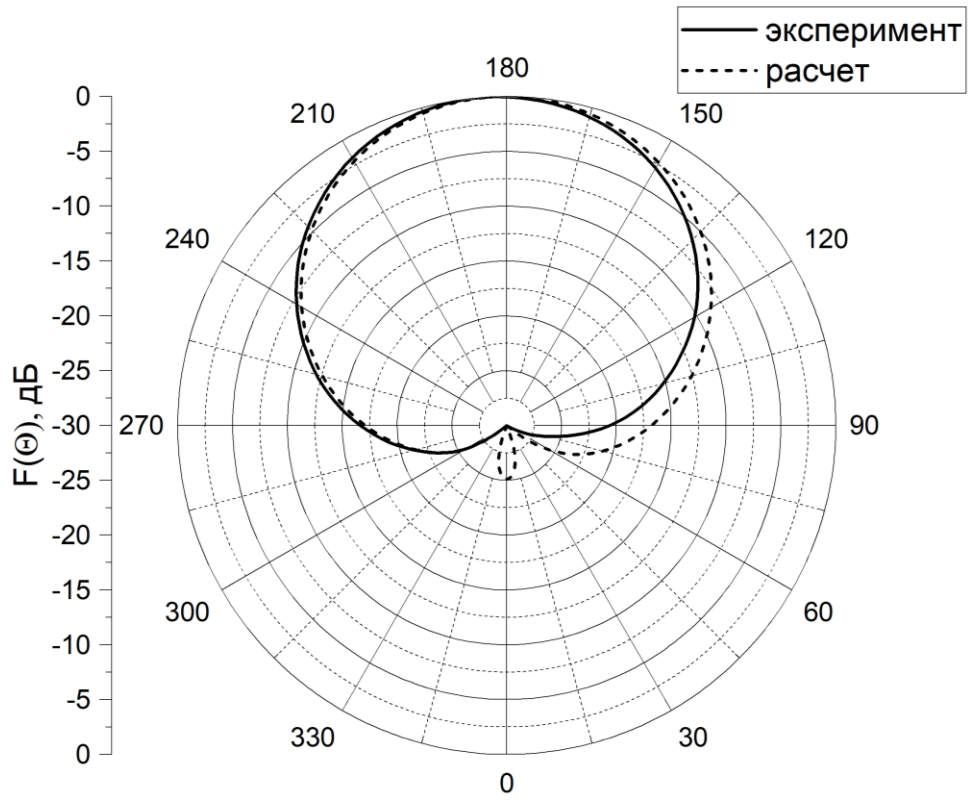
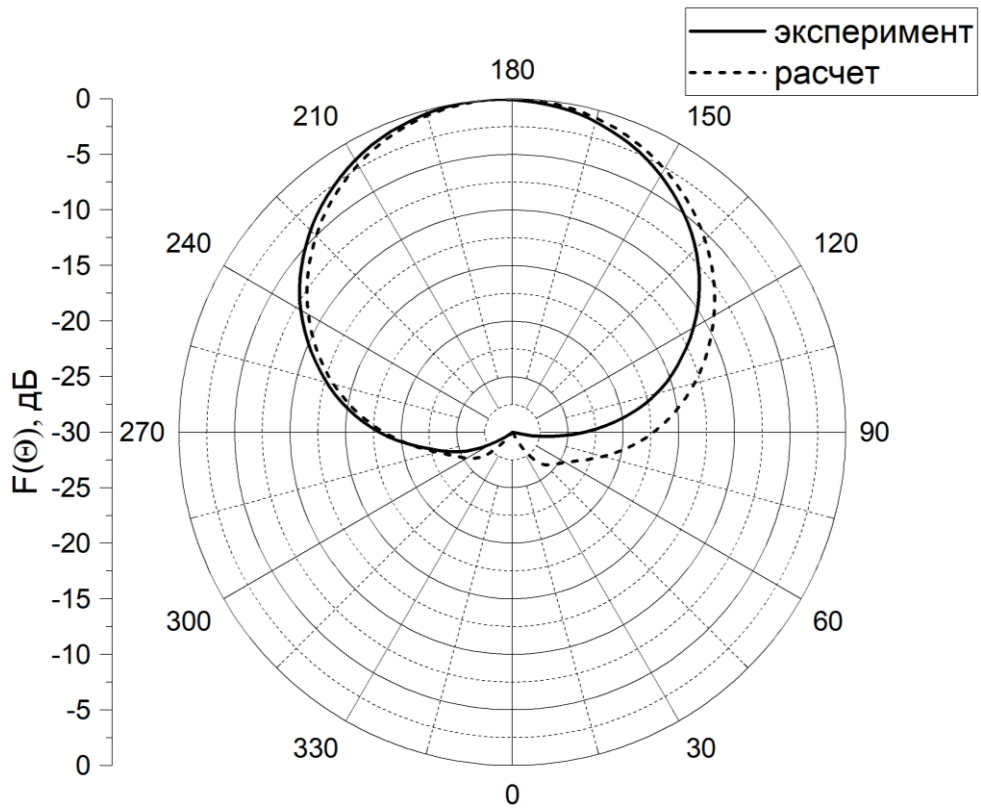


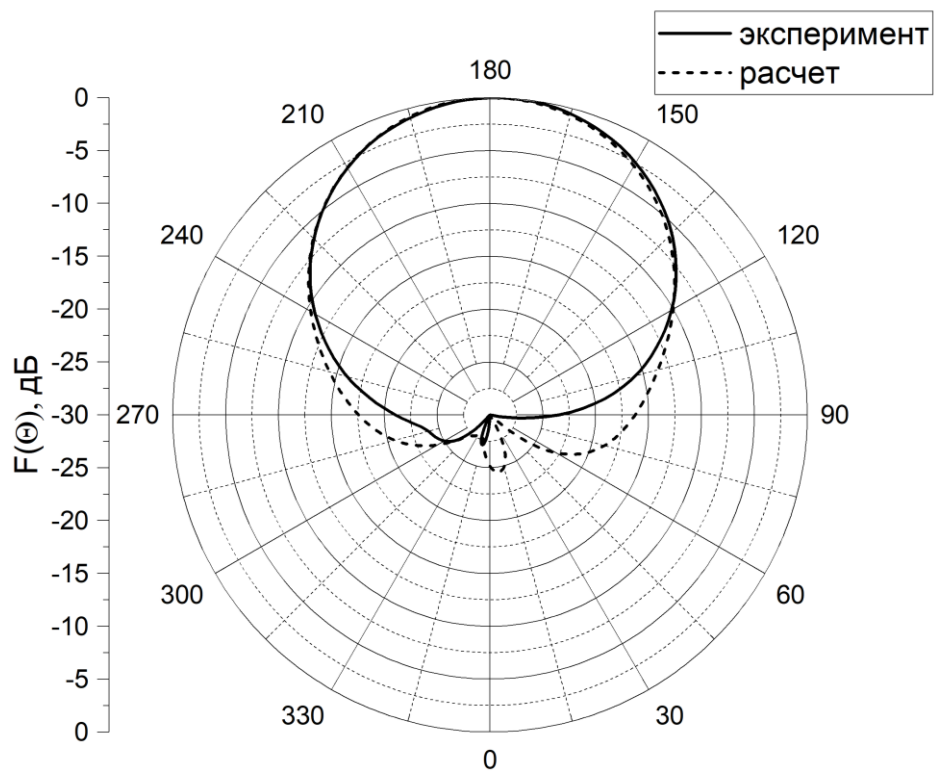
Рис. 2.45. Фото изготовленной антенной решетке для диапазонов 690-960 МГц / 1710-2690 МГц (без обтекателя).



(a)

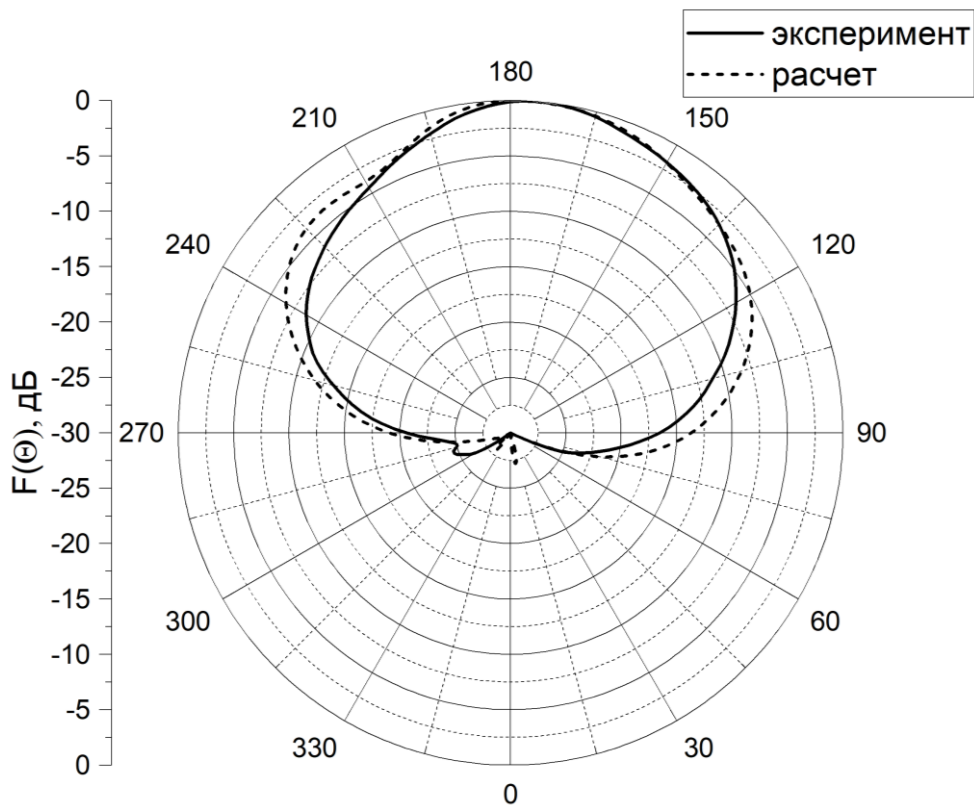


(б)

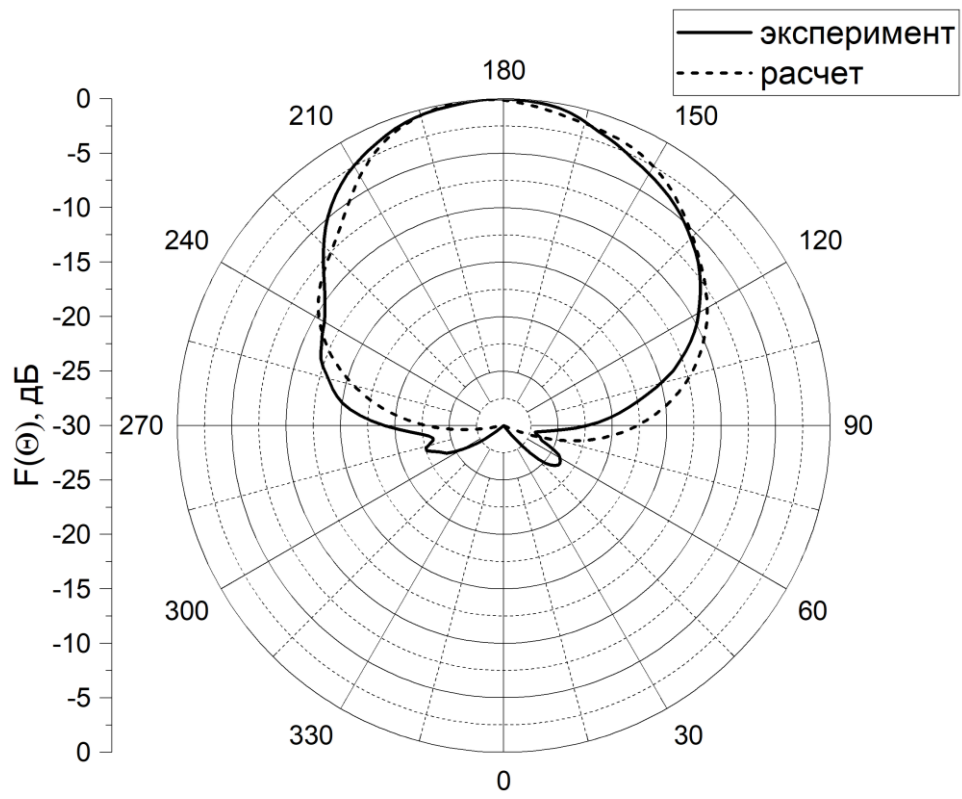


(в)

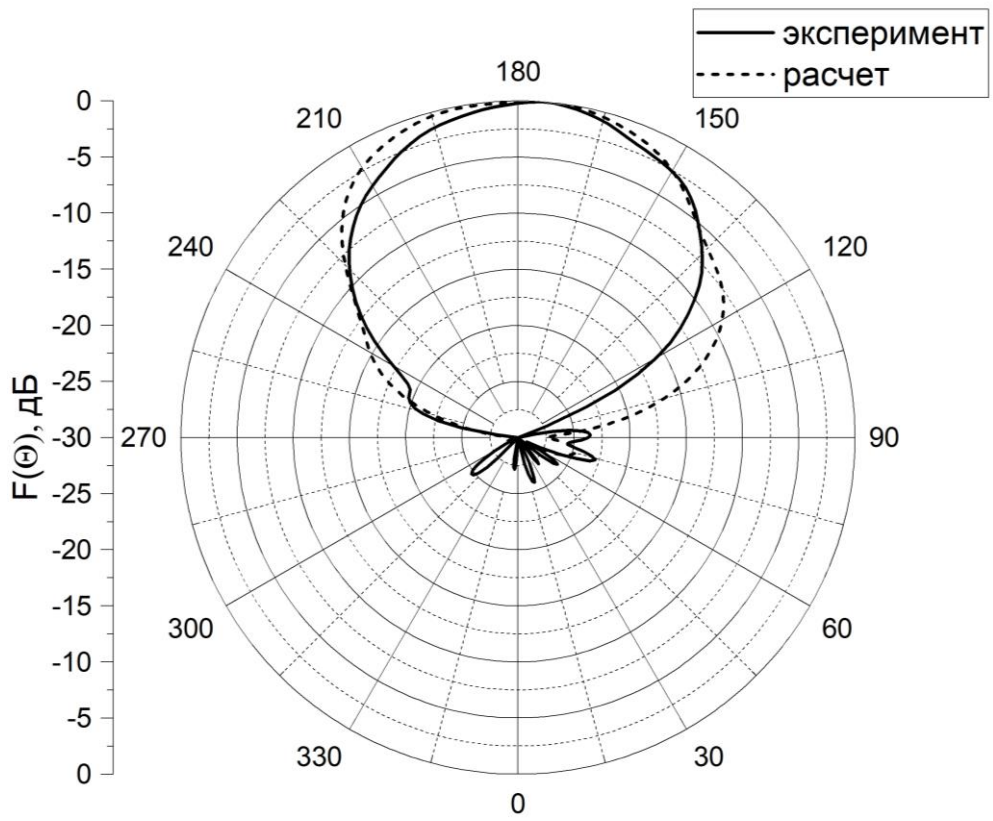
Рис. 2.46. Сравнение экспериментальных и расчетных ДН антенны в диапазоне 690-960 МГц: (а) 690 МГц, (б) 825 МГц, (в) 960 МГц



(а)



(б)



(в)

Рис. 2.47. Сравнение экспериментальных и расчетных ДН антенны в диапазоне 1710-2690 МГц: (а) 1710 МГц, (б) 2170 МГц, (в) 2690 МГц

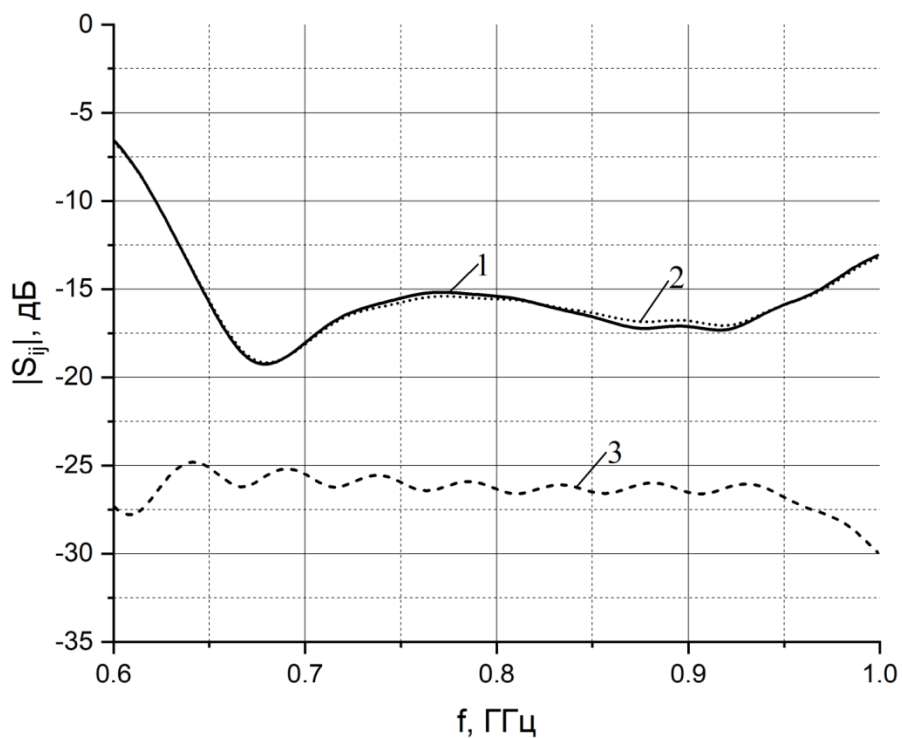


Рис. 2.48. Экспериментальные характеристики разработанной АР в диапазоне 690-960 МГц: $|S_{11}|$ - кривая 1, $|S_{22}|$ - кривая 2, $|S_{12}|$ - кривая 3.

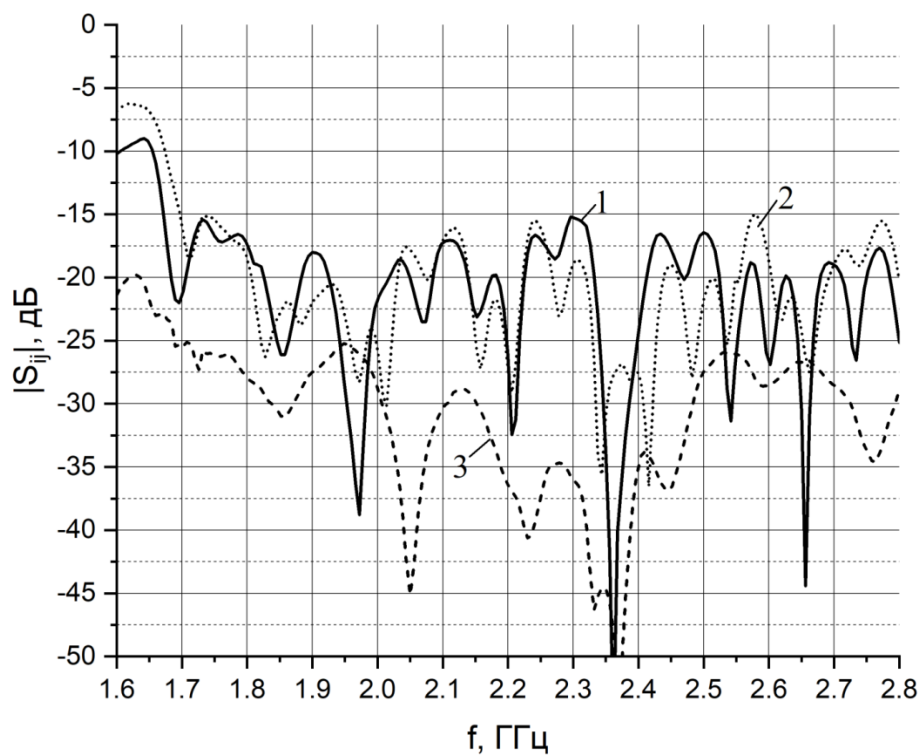


Рис. 2.49. Экспериментальные характеристики разработанной АР в диапазоне 1710-2690 МГц: $|S_{11}|$ - кривая 1, $|S_{22}|$ - кривая 2, $|S_{12}|$ - кривая 3.

2.4. Выводы

В данной главе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований трех новых типов антенных решеток для базовых станций мобильной связи. Предложенные новые решения ориентированы на применение в современных и перспективных системах мобильной связи, включая стандарты 4G, 5G и будущие поколения беспроводных систем связи. Акцент сделан на достижение стабильных характеристик направленности в широком диапазоне частот, высокие электрические характеристики АР, снижение массо-габаритных характеристик.

1. Предложена, численно оптимизирована и экспериментально исследована новая компактная антенная решетка, предназначенная для работы в диапазоне частот 1710-2170 МГц (23.6%) в угловом секторе 60° на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$. АР выполнена на основе цельнометаллических двухполяризационных излучателей, включающих четыре петлевых вибратора. Предложен новый метод стабилизации ширины ДН АР в частотном диапазоне с полосой до 25%. Метод основан на разделении раскрыва АР на три подрешетки. Средняя подрешетка имеет по два излучателя в каждом ряду, что обеспечивает сужение ДН до необходимой величины. Крайние подрешетки имеют по одному элементу в каждом ряду, т.е. представляют собой линейные вертикальные подрешетки. Эти подрешетки обеспечивают снижение боковых лепестков, создаваемых парами излучателей в средней подрешетке. Также уменьшается частотная зависимость ширины ДН всей АР. Установлено, что оптимальное соотношение числа рядов с парами излучателей (средняя подрешетка) к числу рядов с одним излучателем (две крайние подрешетки) равно $3/2$.

Данная АР обеспечивает ширину ДН в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5}=36^\circ\pm 2.3^\circ$. Разработанная структура содержит всего 16 излучателей и 12 делителей мощности, что значительно упрощает ее конструкцию по сравнению с известными решениями. При этом достигается высокий коэффициент усиления, превышающий 20 дБ, снижение боковых лепестков до

уровня -20 дБ и высокое согласование с входным трактом, характеризующееся коэффициентом отражения -18.5 дБ. Важно отметить, что АР демонстрирует низкий уровень интермодуляционных искажений (около -107 дБм), что критически важно для обеспечения высокой линейности работы в условиях многоканальной передачи данных.

2. Разработан новый класс двухполяризационных антенных решеток для работы в расширенном диапазоне частот 1710-2690 МГц (44.5%) в угловом секторе 60°. Исследованная АР реализована на основе цельнометаллических скрещенных диполей, которые имеют улучшенные диапазонные свойства, благодаря сильному электромагнитному взаимодействию.

Предложена новая концепция построения раскрыва широкополосной двухполяризационной АР со стабильной шириной ДН, низким уровнем боковых лепестков и высокой изоляцией. Каждый горизонтальный ряд вертикальной АР представляет собой трехэлементную подрешетку, причем элементы расположены в узлах треугольной сетки. Возбуждение каждой трехэлементной подрешетки осуществляется с помощью микрополоскового частотно-зависимого несимметричного трехканального делителя мощности. Частотный диапазон разделяется на нижний и верхний поддиапазоны. ДМ синтезирован таким образом, чтобы в нижнем поддиапазоне амплитуды на крайних излучателях были больше, чем на центральном излучателе. В верхнем поддиапазоне, наоборот, амплитуда на центральном излучателе больше, чем на крайних излучателях. При таком частотно-зависимом амплитудном распределении удастся обеспечить стабильную по ширине ДН в широком диапазоне частот, низкий УБЛ и высокую изоляцию. При этом на одной плате размещаются два таких ДМ, обеспечивающих возбуждение двух ортогональных поляризаций на трех излучателях. Ключевым элементом в структуре ДМ является предложенный новый тип широкополосного перекрещивания микрополосковых линий.

Предложенный метод обеспечил стабильную ширину ДН, которая по результатам измерений равна $2\theta_{0.5}=38.7^\circ, 35.6^\circ, 31.9^\circ$ на частотах 1710 МГц, 2200

МГц, 2690 МГц. Таким образом, изменение ширины ДН в рабочей полосе не превышает 6.8° . УБЛ в горизонтальной плоскости не превышает -15.5 дБ, коэффициент усиления 17 дБ. Коэффициенты отражения портов излучателя в составе АР не хуже $S_{11}, S_{22} < -20$ дБ, поляризационная развязка $S_{21} = -30$ дБ, а уровень интермодуляционных искажений составил около -108 дБм.

3. Предложена новая конструкция двухдиапазонной антенной решетки для работы в базовых станциях мобильной связи диапазона $690-960$ МГц / $1710-2690$ МГц на двух наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$. Предложенное решение реализовано на основе интегрированного раскрыва, в центре которого располагается двухэлементная АР диапазона $690-960$ МГц, а по краям расположены две четырехэлементные линейные АР диапазона $1710-2690$ МГц. Элементы нижнего диапазона представляют собой структуру из четырех петлевых вибраторов, выполненных в печатном варианте на однослойной диэлектрической плате с двухсторонней металлизацией. Такая конструкция позволяет несколько уменьшить размеры излучателей. Излучатели верхнего диапазона $1710-2690$ МГц реализованы в виде цельнометаллических скрещенных диполей с вынесенной над ними металлической пластинкой, которая введена для сужения ДН. Предложенные меры уменьшают взаимное влияние излучателей АР. Для улучшения кроссполяризационных характеристик в конструкцию добавлены вертикальные металлические стенки, окружающие ВЧ излучатели.

АР обеспечивает стабильную ширину ДН в двух рабочих диапазонах с полосами частот 32% и 44.5% при работе в угловом секторе 120° . Измеренная ширина ДН составляет $2\theta_{0.5} = 68^\circ, 66^\circ, 62^\circ$ на частотах 690 МГц, 825 МГц, 960 МГц и $2\theta_{0.5} = 64^\circ, 60^\circ, 59^\circ$ на частотах 1710 МГц, 2200 МГц, 2690 МГц. УБЛ в вертикальной плоскости не превышает -14 дБ в нижнем диапазоне и -15.5 дБ в верхнем диапазоне, а коэффициент усиления выше 10 дБ и 12.5 дБ в НЧ и ВЧ диапазонах соответственно. Антенна имеет высокое согласование ($S_{11} < -15$ дБ, $S_{22} < -15$ дБ), поляризационную развязку ($S_{21} < -25$ дБ), а также низкий уровень интермодуляционных искажений (-108 дБм).

3. ДИПЛЕКСЕРЫ НА ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

3.1. Широкополосный диплексер для диапазона 680-862 / 880-960 МГц

Как отмечалось выше, одной из важных тенденций в развитии мобильных систем связи является расширение рабочего диапазона антенн базовых станций и применение многодиапазонных антенных систем. Это позволяет заменить несколько узкополосных антенн одной компактной широкополосной антенной, которая может работать в нескольких более узких диапазонах. Например, антенна может работать в диапазонах, относящихся к разным стандартам мобильной связи LTE, GSM, UMT и т.д. Такой режим получил название «повторного использования диполей» и предполагает использование диплексеров в качестве ключевых элементов антенн базовых станций. Кроме того, диплексеры необходимы для разделения трактов приема и передачи в системах мобильной связи. С учетом высокого уровня требований к электрическим и массогабаритным характеристикам диплексеров их разработка представляет собой сложную задачу.

Перспективным кандидатом для использования в системах мобильной связи являются диплексеры на встречно-штыревых резонаторах [55]. При создании частотно-селективных компонентов СВЧ и КВЧ диапазона на встречно-штыревых резонаторах все чаще используются современные технологии (3D печать, аддитивные технологии), что позволяет достигать приемлемых электрических характеристик при снижении затрат [95-97]. В работах [112-114] предложены новые конструкции диплексеров на встречно-штыревых резонаторах, которые исследованы ниже.

3.1.1. Постановка задачи и концепция построения диплексера

Рассмотрим концепцию построения диплексера на встречно-штыревых резонаторах для работы в составе базовой станции мобильной связи диапазона 680-862 / 880-960 МГц. При разработке диплексеров для антенн базовых станций важно обеспечить высокий уровень согласования по всем портам, высокую развязку

каналов, низкий уровень вносимых потерь, низкий уровень интермодуляционных искажений.

Трехмерная модель диплексера представлена на рис. 3.1, а изготовленный макет диплексера – на рис. 3.2. В состав диплексера входят каналные фильтры на встречно-штыревых резонаторах. Каждый штыревой резонатор в фильтрах представляет собой четвертьволновый отрезок симметричной полосковой линии, короткозамкнутый на одном конце и разомкнутый на другом. Четвертьволновый резонатор работает на основной ТЕМ волне, при этом он имеет сильную электромагнитную связь с другими резонаторами фильтра. Таким образом, фильтр представляет собой систему полосковых резонаторов с боковой связью. Известно [79], что данный класс структур позволяет реализовать полосно-пропускающие фильтры с узкой, средней и широкой полосой пропускания (до 30%). В частности, в рассматриваемом случае относительная ширина полос составляет соответственно 22% и 8.7%.

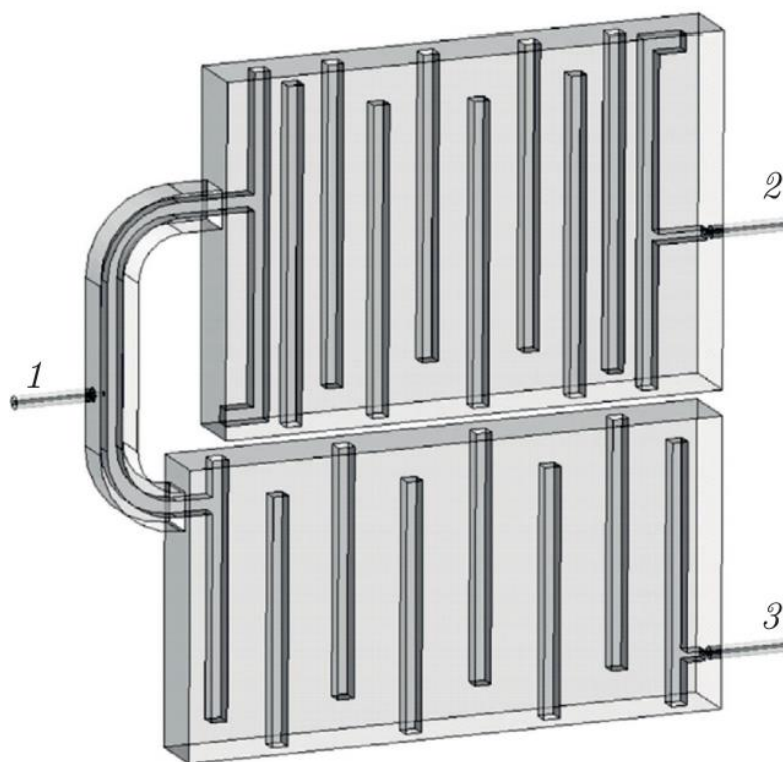


Рис. 3.1. Трехмерная электродинамическая модель диплексера
диапазона 680-862 / 880-960 МГц

Ключевым элементом предложенной конструкции диплексера является согласующая цепь в виде несимметричного коаксиального Т-разветвления с прямоугольным поперечным сечением коаксиала. Ввиду сильного взаимодействия канальных фильтров, их исходные характеристики при соединении в диплексер существенно деградируют. Поэтому строгое электродинамическое моделирование и численная оптимизация всей цепи в сборе вместе с Т-разветвлением является важнейшим этапом синтеза. Порты 1, 2, 3 на рис. 3.1 представляют собой стандартные 50-омные разъемы.

Новизна предложенной концепции построения диплексера заключается в том, что оба фильтра и согласующее Т-разветвление реализованы в виде единого цельнометаллического элемента (рис. 3.2). Таким образом, вся конструкция диплексера разделена на три основных элемента: верхняя и нижняя части корпуса с выемками и вкладыш, на котором выполнены оба канальных фильтра и Т-разветвление. Такая конструкция технологична и позволяет сократить влияние погрешностей изготовления на характеристики диплексера.

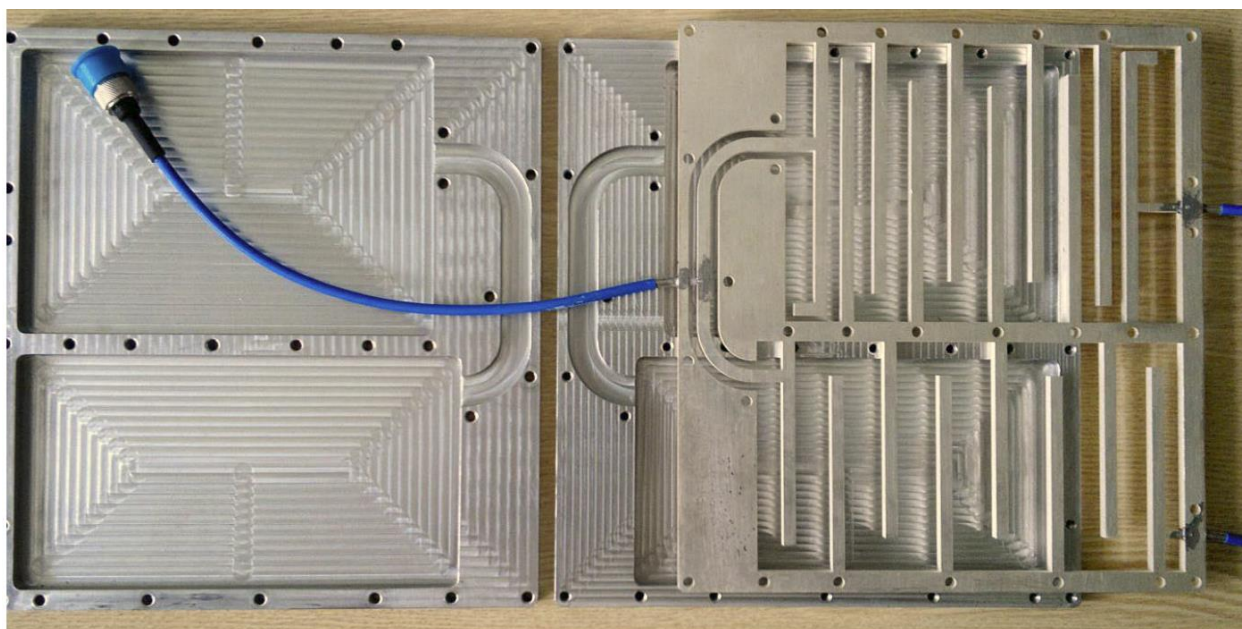


Рис. 3.2. Изготовленный макет диплексера в разобранном виде.

3.1.2. Методика синтеза диплексера

Предложенная ниже комбинированная методика синтеза диплексера включает следующие основные этапы: (а) синтез канальных фильтров на основе аппарата матриц связи, (б) электродинамическая оптимизация характеристик фильтров, (с) электродинамическая оптимизация диплексера в сборе (согласующая цепь и фильтры).

Исходя из заданных требований к полосам пропускания фильтров, уровню согласования в полосе пропускания, уровню развязки, а также полагая, что фильтры принадлежат к чебышевскому типу, определим количество резонаторов в канальных фильтрах диплексера [79, 106]. В частности, полагая $S_{11} = -20$ дБ, найдем для рассматриваемого диплексера диапазона 680-862/880-960 МГц количество звеньев фильтров $n_1=8$, $n_2=6$.

Для синтеза фильтров воспользуемся физически наглядным аппаратом матриц связи, который демонстрирует высокую эффективность при решении данного класса задач [89, 117]. При этом будем полагать, что для рассматриваемого класса частотно-селективных компонентов достаточно учесть взаимодействие только соседних резонаторов, пренебрегая взаимодействием с более удаленными резонаторами. Как отмечалось выше, четвертьволновые стержневые (полосковые) резонаторы работают на основной ТЕМ моде, электромагнитное поле которой быстро убывает при удалении от стержня. Поэтому наиболее сильная связь возникает между соседними резонаторами, а элементы матрицы связи, отвечающие за взаимодействие с удаленными резонаторами, на первом этапе синтеза можно положить равными нулю, пренебрегая учетом этих связей.

При таком подходе канальный фильтр порядка n может быть представлен в виде эквивалентной схемы на рис. 3.3, где резонансные контуры соответствуют резонаторам с номерами $i = 1, 2, \dots, n$, а R_1, R_2 обозначают нормированные импедансы генератора и нагрузки.

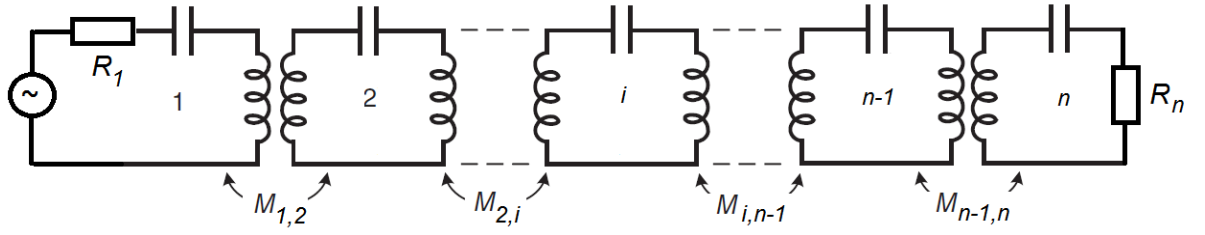


Рис. 3.3. Эквивалентная схема фильтра на встречных стержнях

Матрица связи \mathbf{M} имеет размерность $(n \times n)$, и для данного случая ее ненулевые элементы могут быть представлены соотношениями [89]:

$$M_{j,j+1} = M_{j+1,j} = \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1, 2, \dots, n-1 \quad (3.1)$$

где n – количество резонаторов, g_i – элементы эквивалентной схемы фильтра-прототипа нижних частот [79]. Нормированные импедансы генератора и нагрузки определяются соотношениями

$$R_1 = \frac{1}{g_0 g_1}, \quad R_n = \frac{1}{g_n g_{n+1}}, \quad (3.2)$$

а элементы g_i в выражениях (3.1), (3.2) имеют следующий вид [79]

$$g_0 = 1, \quad g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}, \quad g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n,$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n \text{ нечетное} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right), & n \text{ четное} \end{cases}$$

$$\beta = \ln\left(\coth\left(\frac{L_p}{17.37}\right)\right), \quad \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right),$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, \dots, n.$$

где L_p обозначает заданный уровень пульсаций в полосе пропускания.

Элементы матрицы рассеяния фильтра вычисляются с учетом (3.1), (3.2) следующим образом [89]:

$$S_{11} = 1 + 2jR_1[w\mathbf{I} - j\mathbf{R} + \mathbf{M}]_{11}^{-1} \quad (3.3)$$

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1R_n} [w\mathbf{I} - j\mathbf{R} + \mathbf{M}]_{n1}^{-1} \quad (3.4)$$

$$w = \frac{f_0}{\Delta f} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right),$$

где Δf – рабочая полоса частот фильтра, f_0 – центральная частота рабочего диапазона. В выражениях (3.3), (3.4) \mathbf{I} – единичная матрица размерности $(n \times n)$, а \mathbf{R} – матрица размерности $(n \times n)$, у которой отличны от нуля два элемента $[\mathbf{R}]_{11} = R_1$, $[\mathbf{R}]_{nn} = R_n$, которые вычисляются с помощью соотношений (3.2).

Расчет матрицы связи фильтра диапазона 680-862 МГц согласно (3.1) дает следующий результат для фильтра порядка $n_1=8$:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & 0.822 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.822 & 0 & 0.592 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.592 & 0 & 0.554 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.554 & 0 & 0.546 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.546 & 0 & 0.554 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.554 & 0 & 0.592 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.592 & 0 & 0.822 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.822 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.5)$$

Матрица связи (3.5) имеет четыре независимых элемента ввиду симметрии фильтра. Наибольшее значение имеет элемент M_{12} , что говорит о наиболее сильном взаимодействии между двумя крайними резонаторами.

На следующем шаге необходимо найти исходную геометрию фильтра. Для этого решим численно задачу на собственные значения для одиночного штыревого резонатора (рис. 3.4,а). Рассматриваемая структура представляет собой замкнутый объем прямоугольной формы, в котором расположен штыревой резонатор.

Все поверхности полагаются идеально проводящими. Численное решение ищется методом конечных элементов [88] (eigenmode solver). В процессе решения варьируется один параметр – длина стержня h , которая выбирается таким образом, чтобы резонансная частота соответствовала центральной частоте рабочего диапазона $f_{01}=771$ МГц. По результатам вычислений $h=93$ мм (размеры структуры $20 \times 150 \times 110$ мм, сечение стержня 5×5 мм).

Далее решаем задачу на собственные значения для двух связанных встречных штыревых резонаторов (рис. 3.4,б). Результатом решения данной задачи является зависимость коэффициента связи двух резонаторов от расстояния между ними d (рис. 3.4,в).

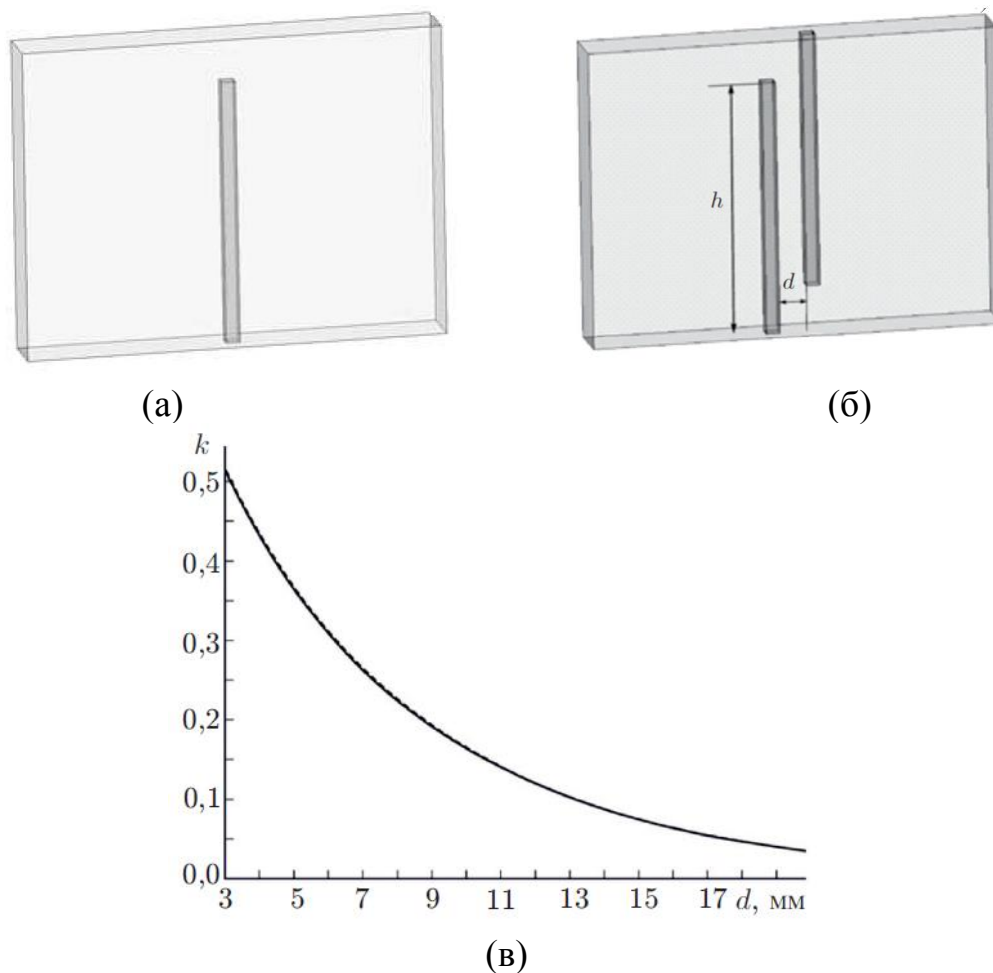


Рис. 3.4. Постановка задач на собственные значения: (а) одиночный штыревой резонатор, (б) два штыревых резонатора, (в) зависимость коэффициента связи от расстояния d между резонаторами (сплошная линия – $f_{01}=771$ МГц, штриховая линия – $f_{02}=920$ МГц).

Элементы матрицы связи и коэффициенты связи между резонаторами связаны между собой следующим образом [89]:

$$k_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} M_{ij}, \quad (3.6)$$

где $\Delta f / f_0$ – относительная полоса пропускания фильтра. Воспользовавшись соотношениями (3.6), (3.5), находим независимые коэффициенты связи между резонаторами фильтра $k_{12}, k_{23}, k_{34}, k_{45}$. По вычисленным значениям коэффициентов связи k_{ij} и зависимости на рис. 3.4,в находим расстояния между соседними резонаторами фильтра d_{ij} . Таким образом, получены геометрические размеры фильтра, которые могут быть использованы в качестве начального приближения при его дальнейшей численной оптимизации.

Исходя из полученных оценок геометрических размеров фильтра, была создана его электродинамическая модель (рис. 3.5,а), и проведено моделирование методом конечных элементов. В модель введены дополнительные штыревые резонаторы на входе и выходе фильтра, соединенные с коаксиальными портами. Эти резонаторы играют роль согласующих элементов. На рис. 3.5,б приведены результаты моделирования частотных характеристик фильтра диапазона 680-862 МГц. Сплошными кривыми представлены частотные зависимости элементов матрицы рассеяния, рассчитанные в результате синтеза на основе соотношений (3.1)-(3.4). Штриховыми и штрихпунктирными линиями изображены результаты электродинамического расчета фильтра. Эти характеристики получены в результате электродинамической оптимизации структуры на рис. 3.5,а методом конечных элементов. Как видно из рис. 3.5,б, синтезированные характеристики, соответствующие «идеальной» модели фильтра и электродинамические характеристики хорошо совпадают.

Для фильтра диапазона 880-960 МГц расчет матрицы связи при $n_2 = 6$ согласно (3.1) дает следующий результат:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & 0.843 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.843 & 0 & 0.611 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.611 & 0 & 0.583 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.583 & 0 & 0.611 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.611 & 0 & 0.843 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.843 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.7)$$

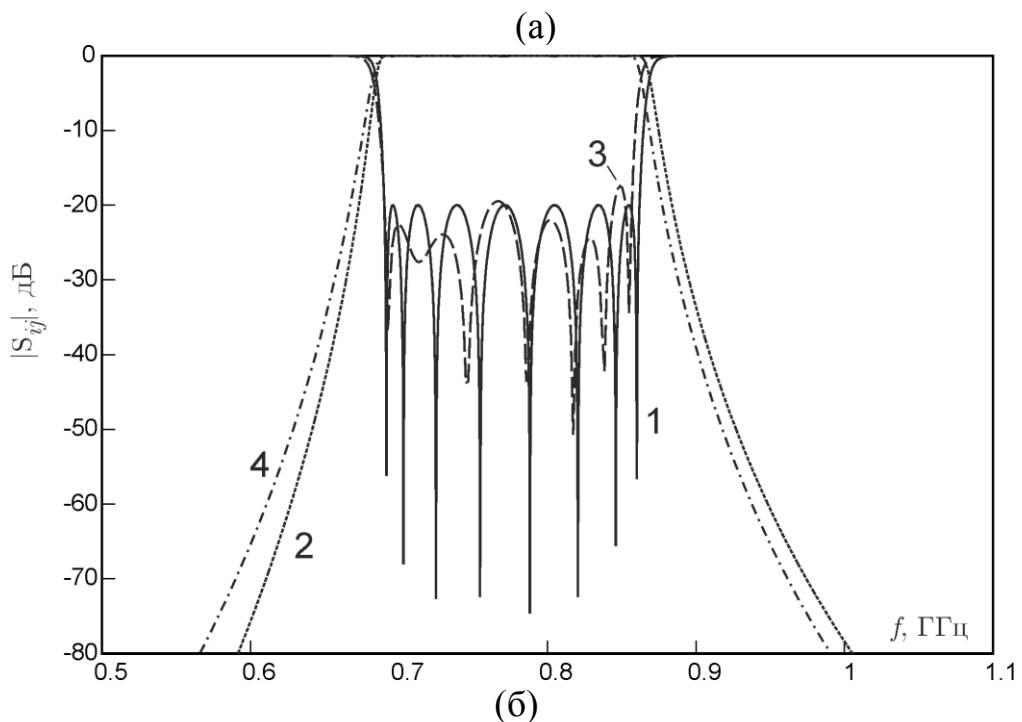
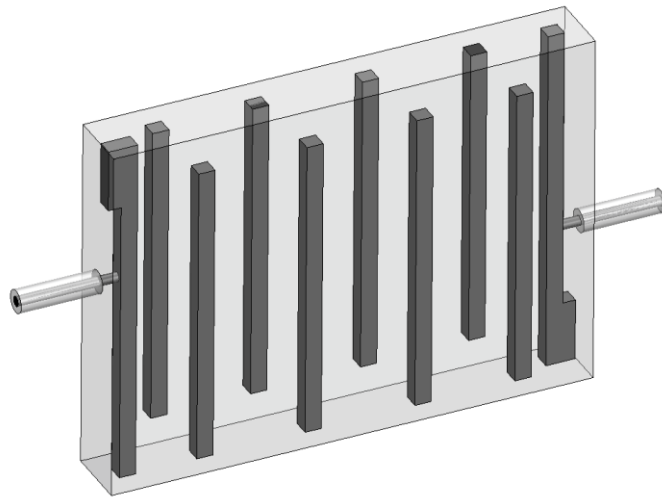
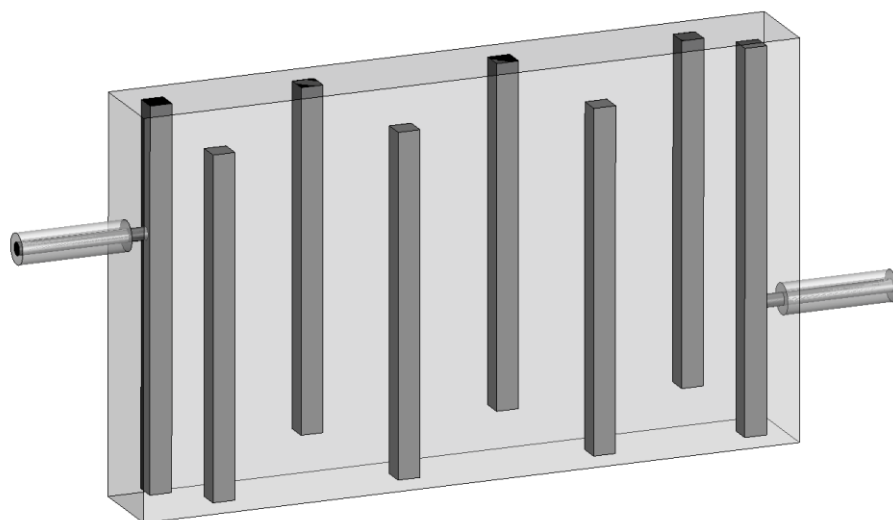


Рис. 3.5. Электродинамическая модель и частотные характеристики фильтра 680-862 МГц: (а) 3D модель, (б) частотные зависимости S_{11} (кривая 1 – синтез, кривая 3 – электродинамический расчет), частотные зависимости S_{21} (кривая 2- синтез, кривая 4 – электродинамический расчет).

Для оценки геометрических параметров фильтра диапазона 880-960 МГц также решается численно задача на собственные значения для одиночного штыревого резонатора и двух связанных встречно-штыревых резонаторов. В данном случае установлено, что длина стержневого резонатора на центральной частоте диапазона $f_{02} = 920$ МГц может быть взята равной $h = 77$ мм. Зависимость коэффициентов связи от расстояния между резонаторами для $f_{02} = 920$ МГц приведена на рис. 3.4,в (штриховая линия). Согласно (3.6) и (3.7) вычисляем коэффициенты связи между резонаторами k_{ij} , а затем с помощью зависимости на рис. 3.4,в вычисляем расстояния между резонаторами d_{ij} . В конструкции фильтра (3.6,а) также добавлены на входе и выходе в качестве согласующих элементов стержни, соединенные с коаксиальными портами.

Результаты расчета характеристик фильтра приведены на рис. 3.6. Частотные характеристики, полученные на основе синтеза с применением матриц связи (3.3), (3.4), и характеристики, полученные методом конечных элементов для электродинамической модели на рис. 3.6,а, хорошо совпадают.



(а)

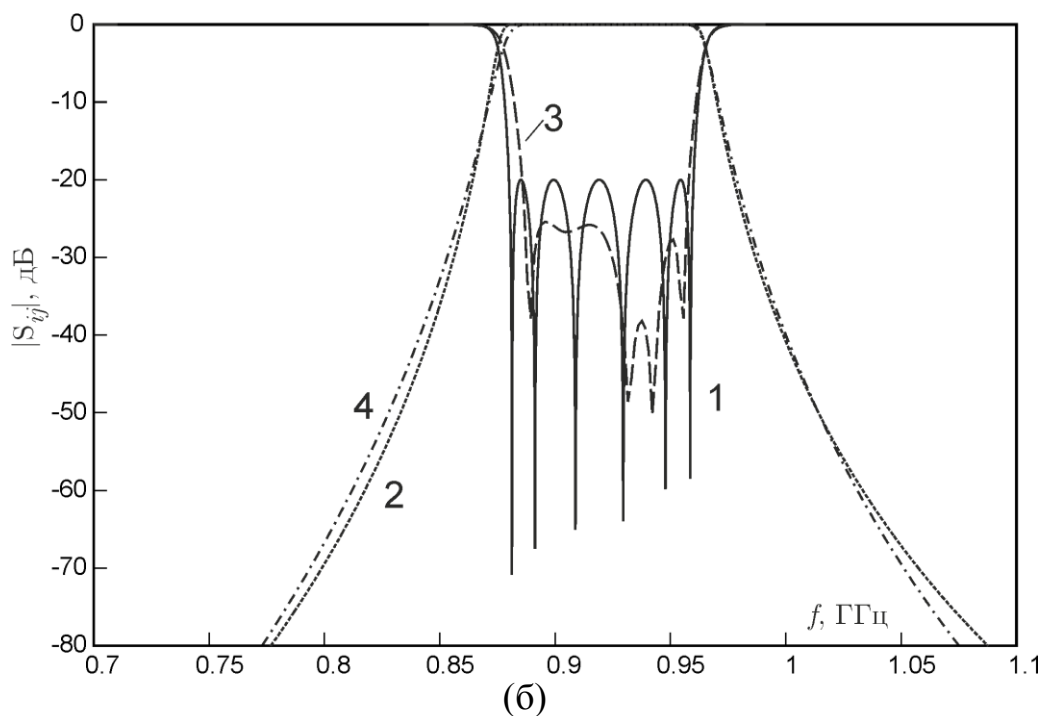


Рис. 3.6. Электродинамическая модель и частотные характеристики фильтра 880-960 МГц: (а) 3D модель, (б) частотные зависимости S_{11} (кривая 1 – синтез, кривая 3 – электродинамический расчет), частотные зависимости S_{21} (кривая 2- синтез, кривая 4 – электродинамический расчет).

3.1.3. Характеристики диплексера

Полученные в результате синтеза каналные фильтры (рис. 3.5,а и 3.6,а) используются в качестве начального приближения при моделировании диплексера. Трехмерная модель диплексера (рис. 3.1) сформирована в результате объединения фильтров с помощью согласующей цепи в виде Т-разветвления коаксиальной линии с прямоугольным поперечным сечением. Необходимо отметить, что после объединения в диплексер, исходные характеристики фильтров, приведенные на рис. 3.5,а и 3.6,а, из-за сильной взаимной связи существенно ухудшаются, включая согласование, крутизну характеристик, развязку и т.д. Поэтому необходима дальнейшая численная оптимизация. Электродинамическое моделирование выполнено методом конечных элементов в Ansys HFSS [88].

Финальный этап поиска решения – многопараметрическая численная оптимизация диплексера на основе конечноэлементного моделирования. Для увеличения количества степеней свободы структуры в процессе оптимизации полагалось,

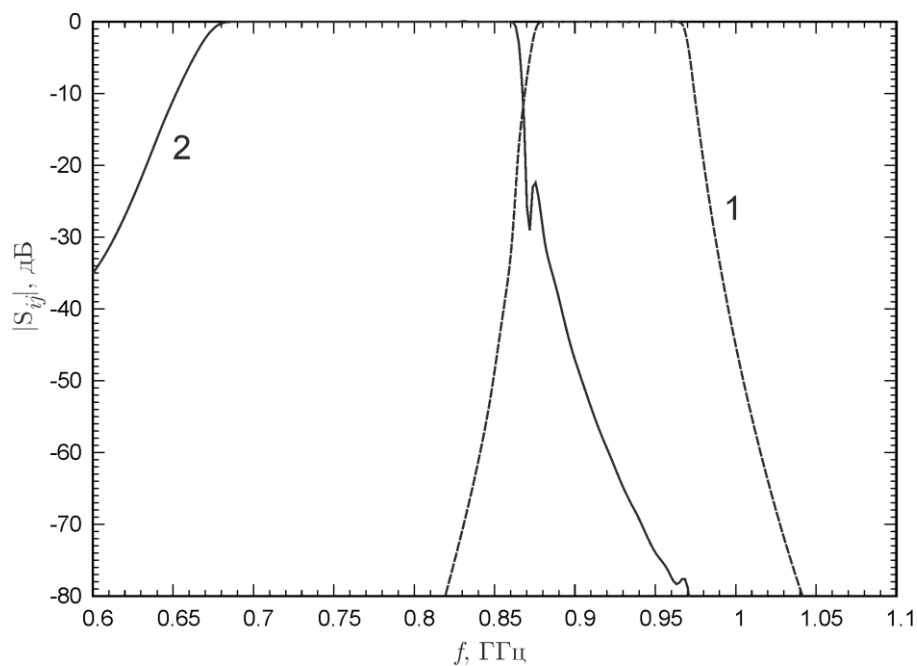
что длина каждого резонатора (стержня) и расстояния между ними могут изменяться независимо. Таким образом, начальная симметричная структура фильтров на рис. 3.5,а и 3.6,а видоизменяется. Размеры согласующего Т-разветвления также включены в вектор варьируемых параметров при оптимизации. При моделировании диплексеров необходимо контролировать высокую точность расчета характеристик на каждом шаге оптимизации, что обеспечивается настройками сходимости численного решения одновременно в обеих полосах пропускания. Для сокращения объема вычислений в модель диплексера введена продольная плоскость симметрии (магнитная стенка), что существенно сокращает время счета при многошаговой оптимизации.

Оптимизированные характеристики диплексера диапазона 690-862/880-960 МГц представлены на рис. 3.7. Уровень согласования в полосах пропускания определяется коэффициентом отражения, который не превышает $S_{11} = -20$ дБ, развязка каналов $S_{32} = -30$ дБ, что соответствует стандартным требованиям, предъявляемым к диплексерам базовых станций мобильной связи.

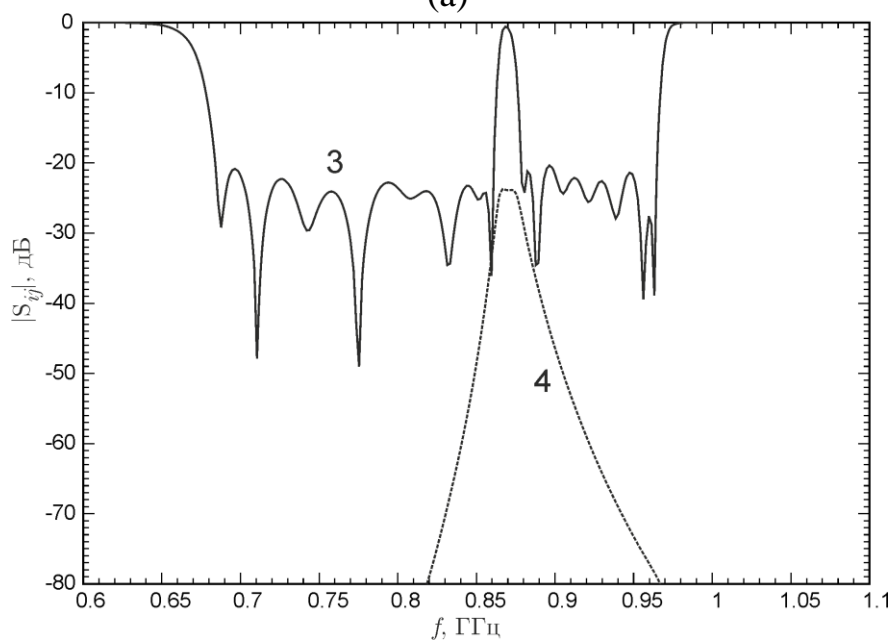
Динамика распределения напряженности электрического поля в диплексере на центральных частотах рабочих диапазонов при различных значениях фазы изображена на рис. 3.8. В нижнем рабочем диапазоне 690-862 МГц (рис. 3.8,а,б) при возбуждении порта 1 сигнал проходит через Т-разветвление и верхний канал диплексера в порт 2. Поскольку в результате оптимизации достигнута высокая развязка каналов, в порт 3 сигнал не проходит. Распределение поля на каждом стержне имеет характерный вид, соответствующий четвертьволновому резонатору, когда максимум поля расположен вблизи свободного конца стержня, а у короткозамкнутого конца расположен минимум поля. Это обстоятельство необходимо принимать во внимание при введении настроечных элементов в конструкцию диплексера.

В верхнем рабочем диапазоне 880-960 МГц (рис. 3.8,в,г) при возбуждении порта 1 сигнал проходит через нижний фильтр в порт 3, а в порт 2 благодаря вы-

сокой развязке сигнал не проходит. Распределения поля на штыревых резонаторах имеет аналогичный вид, где максимум возникает на открытом конце стержня.



(а)



(б)

Рис. 3.7. Характеристики диплексера диапазона 690-862/880-960 МГц после электродинамической оптимизации: (а) кривая 1 - $|S_{31}|$; кривая 2 - $|S_{21}|$; (б) кривая 3 - $|S_{11}|$; кривая 4 - $|S_{32}|$

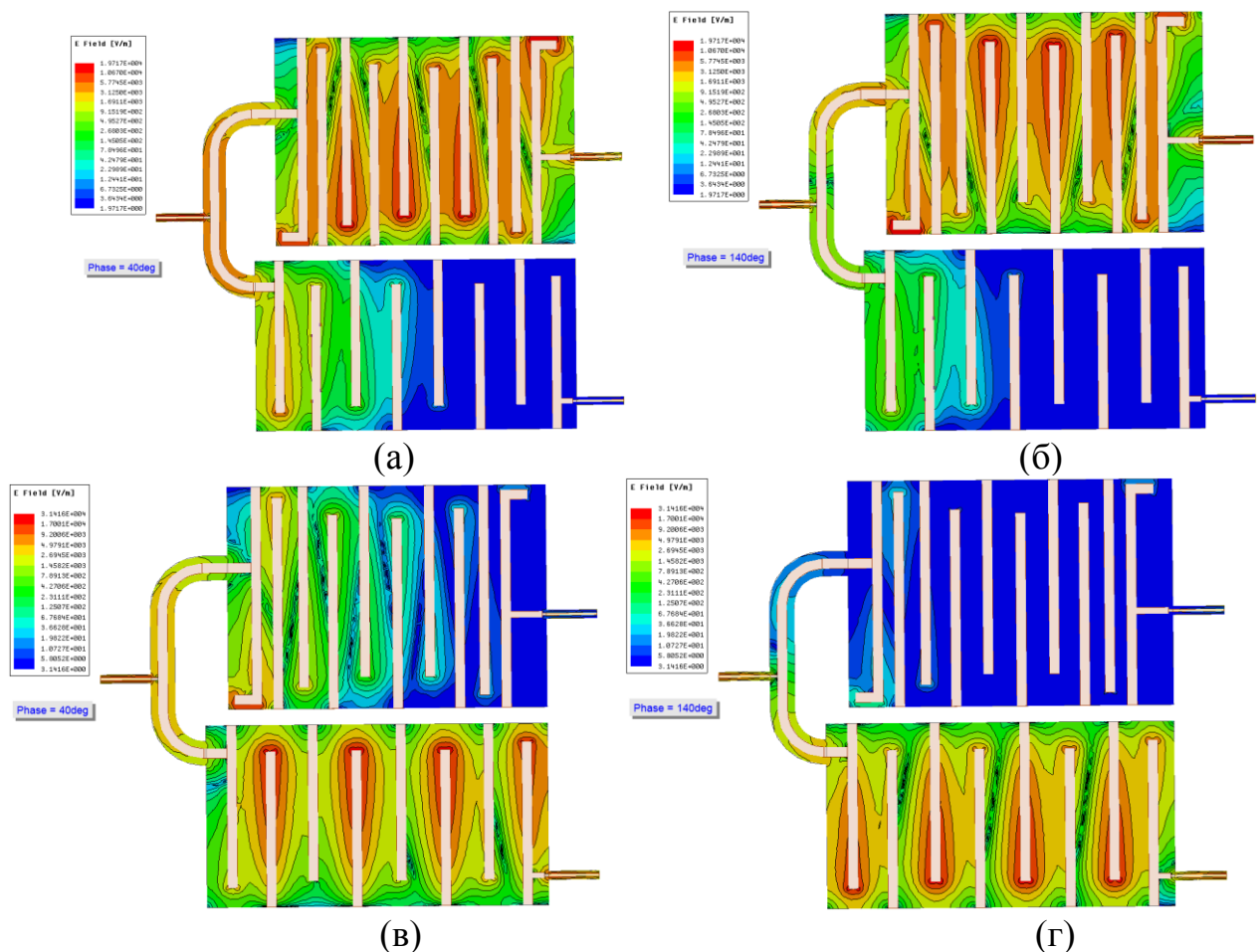


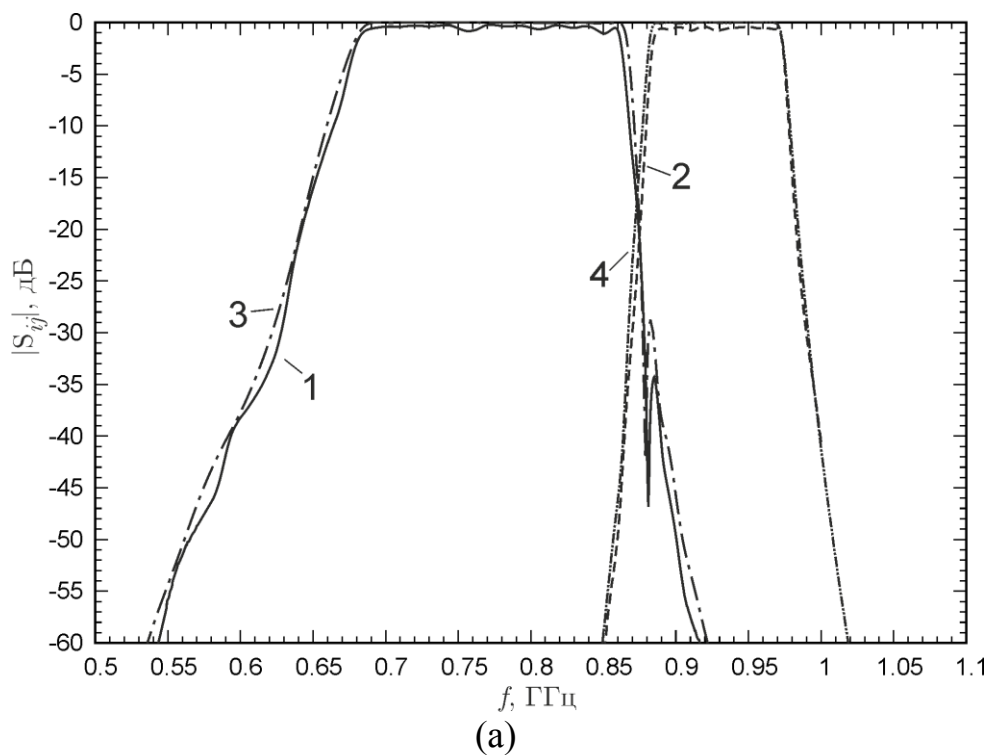
Рис. 3.8. Величина напряженности электрического поля при различных значениях фазы φ в пределах периода: (а) $\varphi = 40^\circ$; (б) $\varphi = 140^\circ$ ($f = 770$ МГц); (в) $\varphi = 40^\circ$; (г) $\varphi = 140^\circ$ ($f = 920$ МГц)

Экспериментальные характеристики изготовленного диплексера, полученные на векторном анализаторе цепей, представлены на рис. 3.9. Контроль размеров изготовленного макета показал, что в ходе производства имели место погрешности, величина которых варьировалась в пределах 0.2-0.6 мм. Для корректного сравнения теоретических и экспериментальных характеристик диплексера в расчетную модель были введены реальные размеры макета. Полученные расчетные характеристики диплексера также приведены на рис. 3.9. В целом имеет место хорошее совпадение экспериментальных и расчетных характеристик.

Однако, как видно из рис. 3.9, имеющиеся погрешности приводят к отклонениям от исходных оптимизированных характеристик на рис. 3.7. В рабочих диапазонах диплексера расчетный коэффициент отражения составляет $S_{11} = -16$ дБ, а экспериментальные значения S_{11} достигают -13 дБ и -16 дБ в нижнем и

верхнем диапазоне соответственно. По результатам измерений изоляция не превышает $S_{32} = -37$ дБ, что лучше, чем у оптимизированной структуры (рис. 3.7). Экспериментальное значение вносимых потерь в полосах пропускания диплексера составляет около -0.6 дБ.

Необходимо отметить, что достигнутые характеристики не являются предельными. Проведенные экспериментальные исследования подтверждают реализуемость предложенной концепции реализации диплексеров с различной шириной рабочих диапазонов. Вместе с тем, конструкция диплексера может быть модифицирована и улучшена. В частности, необходимо введение настроечных элементов, улучшение качества внутренних поверхностей и их покрытие серебром для снижения уровня потерь, повышение точности изготовления корпуса.



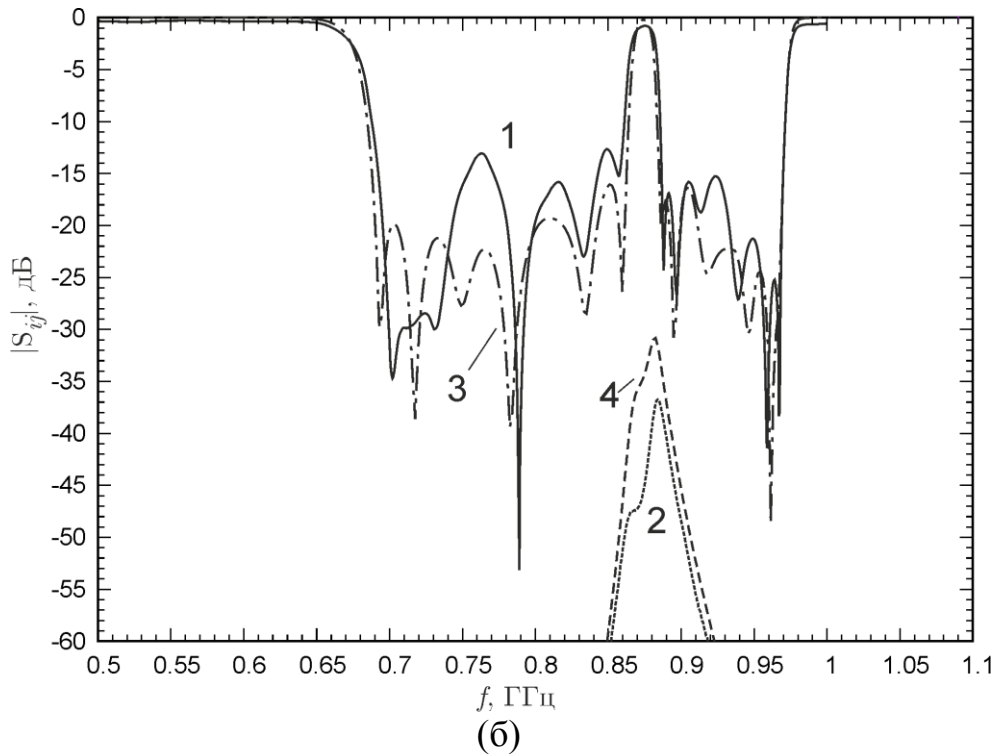


Рис. 3.9. Экспериментальные и расчетные характеристики диплексера диапазона 690-862/880-960 МГц с учетом реальных размеров макета:
 (а) кривая 1 - $|S_{21}|$ (эксперимент); кривая 2 - $|S_{31}|$ (эксперимент); кривая 3 - $|S_{21}|$ (теория); кривая 4 - $|S_{31}|$ (теория); (б) кривая 1 - $|S_{11}|$ (эксперимент); кривая 2 - $|S_{32}|$ (эксперимент); кривая 3 - $|S_{11}|$ (теория); кривая 4 - $|S_{32}|$ (теория).

3.2. Компактный диплексер с низкими потерями для диапазона 2.3-2.4 / 2.49-2.69 ГГц

3.2.1. Модифицированная конструкция диплексера

Ниже предложена, теоретически и экспериментально исследована улучшенная модифицированная конструкция диплексера для базовых станций мобильной связи, которая является развитием концепции построения диплексера на встречных штыревых резонаторах, предложенной в предыдущем подразделе. Исследуемый диплексер должен обеспечить работу в диапазонах 2.3-2.4 / 2.49-2.69 ГГц (примерно 4.2% и 7.7% соответственно). К электродинамическим характеристикам диплексера предъявляются стандартные требования, которые в целом совпадают с приведенными выше и включают высокое согласование, низкие вносимые потери в полосах пропускания, высокую развязку каналов, малые интермодуляционные искажения. Также важно обеспечить компактные размеры и технологичную конструкцию, пригодную к массовому производству.

Трехмерная структура для электродинамического моделирования приведена на рис. 3.10, а фото изготовленного диплексера представлено на рис. 3.11. В соответствии с предложенной выше концепцией, диплексер содержит канальные фильтры на встречных штыревых резонаторах, которые возбуждаются с помощью согласующей цепи на основе Т-разветвления коаксиальных линий с прямоугольным поперечным сечением (рис. 3.10,а). Такие фильтры могут рассматриваться как система связанных полосковых (стержневых) резонаторов, работающих на основной TEM волне и расположенных между двумя плоскими экранами. Порты диплексера являются стандартные 50-омные коаксиальные разъемы.

Важным новым элементом конструкции являются настроечные диэлектрические винты, которые расположены вблизи разомкнутых концов штыревых резонаторов. На рис. 3.10 настроечные винты изображены в виде гладких диэлектрических цилиндров для упрощения моделирования. Длина погруженной части винтов при моделировании берется одинаковой – до середины глубины полости,

чтобы обеспечить максимальный диапазон перестройки резонансной частоты штыревых резонаторов.

Как отмечалось в предыдущем подразделе, при изготовлении резонансных элементов диплексера возникают погрешности, которые оказывают существенное влияние на его характеристики. Следовательно, необходимо, с одной стороны, максимально сократить величину технологических погрешностей, а, с другой стороны, необходимо наличие настроечных элементов, позволяющих компенсировать влияние ошибок изготовления. Поскольку максимумы распределения электрического поля в рассматриваемом классе устройств располагаются вблизи открытых концов четвертьволновых резонаторов, настроечные винты были помещены вблизи концов стержней.

Важным параметром диплексеров для мобильной связи являются пассивные интермодуляционные искажения (ПИМ), которые необходимо контролировать в ходе экспериментального тестирования устройств. Значимость пассивных интермодуляционных искажений связана с тем, что их возникновение обусловлено нелинейными эффектами, которые могут приводить к существенной деградации характеристик систем мобильной связи. Исходя из этого, в качестве настроечных элементов были использованы диэлектрические винты, т.к. металлические винты могут вносить более значительные искажения.

Особенности улучшенной конструкции диплексера видны на рис. 3.11. Диплексер состоит из металлического корпуса и двух плоских металлических крышек. Корпус диплексера представляет собой цельнометаллическую конструкцию, которая включает оба канальных фильтра и согласующую цепь в виде коаксиального T-разветвления. Конструкция корпуса не содержит отделяющихся частей, не требует прецизионной сборки, что сокращает погрешности изготовления. При изготовлении корпуса могут использоваться различные современные технологии: фрезерование на основе центра с ЧПУ, литье под давлением, 3D печать и аддитивные технологии. В конструкции диплексера использованы стандартные 50-омные коаксиальные разъемы N-типа для работы на повышенном уровне мощно-

сти. Сигнальный проводник разъема 1 соединен с Т-разветвлением, а экран – с корпусом диплексера. Верхняя крышка диплексера имеет отверстия для настроечных винтов. Для снижения уровня вносимых потерь, внутренние поверхности диплексера покрываются слоем серебра.

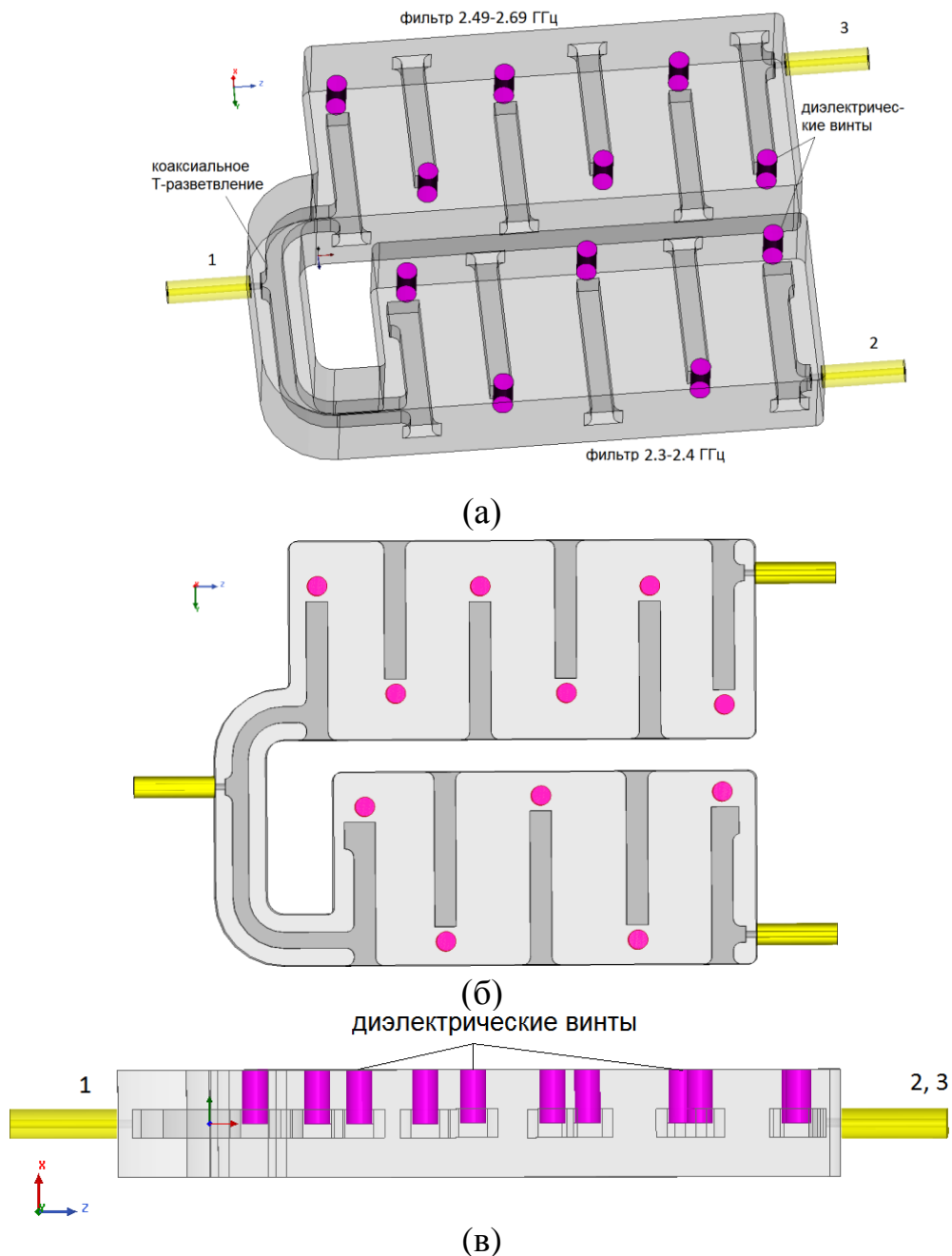


Рис. 3.10. Диплексер диапазона 2.3–2.4/2.49–2.69 ГГц: (а) электродинамическая модель, (б) вид сверху, (в) вид сбоку.

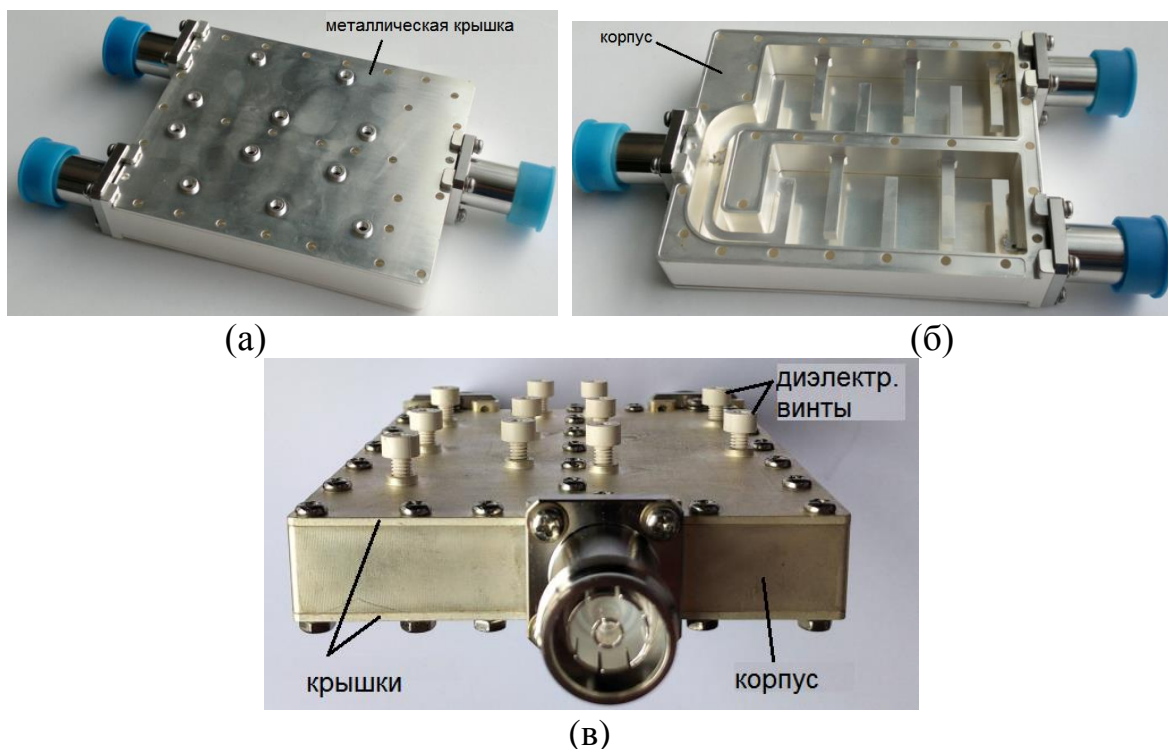


Рис. 3.11. Изготовленный диплексер диапазона 2.3–2.4/2.49–2.69 ГГц:
 (а) диплексер без настроечных винтов; (б) вид без верхней крышки;
 (в) диплексер в собранном виде.

3.2.2. Синтез диплексера и его характеристики

Синтез диплексера был выполнен на основе комбинированной методики, описанной выше. Основные этапы методики включали: (а) синтез прототипа фильтров на основе матриц связи и определение начальной геометрии фильтров; (б) электродинамическое моделирование и оптимизацию канальных фильтров методом конечных элементов [88]; (с) электродинамическое моделирование диплексера методом конечных элементов и его многопараметрическую численную оптимизацию. Таким образом, комбинированная методика синтеза включала идеализированную модель прототипа фильтра на основе матриц связи, решение задач на собственные значения для одного и двух штыревых резонаторов, конечноэлементные электродинамические модели фильтров и диплексера.

Исходя из требований к характеристикам фильтров, а также полагая, что они имеют характеристику чебышевского типа, было определено количество резонаторов в фильтрах [106]. В частности, с учетом требования $S_{11} = -20$ дБ, было

рассчитано количество резонаторов для прототипа первого фильтра (2.3-2.4 ГГц) $n_1=3$ и второго фильтра (2.49-2.69 ГГц) $n_2=4$.

Используя соотношения (3.1), (3.2), была рассчитана матрица связи для прототипа первого фильтра:

$$\mathbf{M}^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 1.03026 & 0 \\ 1.03026 & 0 & 1.03026 \\ 0 & 1.03026 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.8)$$

Матрица связи (3.8) содержит всего один независимый элемент в силу симметрии фильтра. Этот элемент определяет связь между центральным и крайними резонаторами фильтра. Равенство нулю диагональных элементов матрицы соответствует случаю, когда все резонаторы фильтра настроены на центральную частоту рабочего диапазона $f_{01} = 2.35$ ГГц. Воспользовавшись соотношением (3.6), находим матрицу коэффициентов связи первого фильтра

$$\mathbf{k}^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 0.043841 & 0 \\ 0.043841 & 0 & 0.043841 \\ 0 & 0.043841 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Для прототипа второго фильтра матрица связи будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{M}^{(2)} = \begin{pmatrix} 0 & 0.91057 & 0 & 0 \\ 0.91057 & 0 & 0.69992 & 0 \\ 0 & 0.69992 & 0 & 0.91057 \\ 0 & 0 & 0.91057 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.10)$$

В данном случае матрица имеет два независимых элемента, определяющих взаимодействие соседних резонаторов в четырехрезонаторном фильтре. Фильтр настроен на центральную частоту $f_{02} = 2.59$ ГГц. Матрица коэффициентов связи, соответственно, равна

$$\mathbf{k}^{(2)} = \begin{pmatrix} 0 & 0.070314 & 0 & 0 \\ 0.070314 & 0 & 0.054048 & 0 \\ 0 & 0.054048 & 0 & 0.070314 \\ 0 & 0 & 0.070314 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.11)$$

На следующем этапе решения рассмотрена задача на собственные значения для одиночного стержневого резонатора для первого фильтра (2.3 – 2.4 ГГц) (рис. 3.12,а). Задача решается в HFSS [88] (Eigenmode solver), и в процессе решения осуществляется настройка резонансной частоты штыревого резонатора на центральную частоту рабочего диапазона $f_{01} = 2.35$ ГГц. Варьируемым параметром является длина стержня, которая по итогам моделирования оказалась равна $h = 28.55$ мм. Размеры воздушной полости, в которой расположен резонатор $15 \times 100 \times 35$ мм. Для определения расстояния между стержневыми резонаторами решается задача на собственные значения для двух связанных встречных штыревых резонаторов (рис. 3.12,б). В результате решения этой задачи получена зависимость коэффициента связи k^{f1} между двумя резонаторами от расстояния между ними d на частоте f_{01} (рис.3.12,в). Принимая во внимание рассчитанные в результате синтеза на основе матриц связи значения коэффициентов связи для первого фильтра (3.9), находим расстояния между резонаторами фильтра.

На основе полученных геометрических размеров формируется электродинамическая модель первого фильтра (рис. 3.13,а). В качестве согласующих элементов на входе и выходе фильтра введены дополнительные стержни, образующие коаксиально-полосковые переходы. Полученная модель фильтра численно оптимизируется, причем в качестве переменных оптимизации выступают длины резонаторов и расстояния между ними. Частотные зависимости оптимизированного фильтра приведены на рис. 3.13,б (simulated). Для удобства на этом же рисунке представлены характеристики идеализированной модели на основе матриц

связи (3.1)-(3.4) (ideal). Некоторые различия в характеристиках обусловлены различным числом резонаторов в моделях.

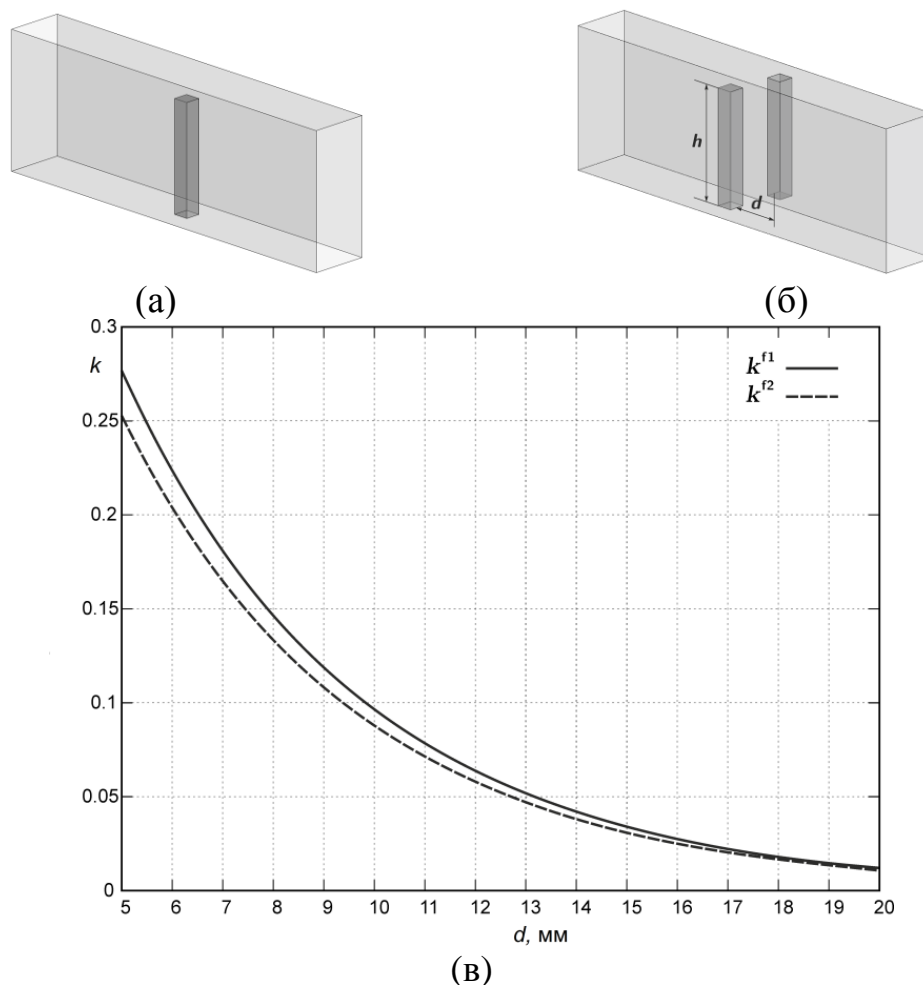


Рис. 3.12. Постановка задач на собственные значения:
 (а) одиночный резонатор; (б) два встречно-штыревых резонатора;
 (в) расчетные зависимости коэффициента связи резонаторов от расстояния между ними d для частоты 2.35 ГГц (k^{f1}) и 2.59 ГГц (k^{f2}).

Аналогичным образом осуществляется синтез геометрии второго фильтра ($2.49 - 2.69$ ГГц). Решая задачу на собственные значения для одиночного резонатора, находим его длину $h = 25.79$ мм ($f_{02} = 2.59$ ГГц). Размеры полости в данном случае равны $15 \times 100 \times 37$ мм. На основе решения задачи на собственные значения для двух связанных резонаторов находим зависимость коэффициента связи k^{f2} от расстояния между резонаторами (рис.3.12,в). Затем находим с учетом ранее вы-

численной матрицы коэффициентов связи (3.11) расстояния между резонаторами. Электродинамическая модель и рассчитанные характеристики фильтра приведены на рис. 3.14. Отметим, что в модели на рис. 3.14,а также добавлены в качестве согласующих элементов штыри на входе и выходе, соединенные с коаксиальными линиями. Имеет место хорошее совпадение характеристик, рассчитанных на основе матриц связи с помощью соотношений (3.3)-(3.4) и на основе электродинамической модели (рис.3.14,а).

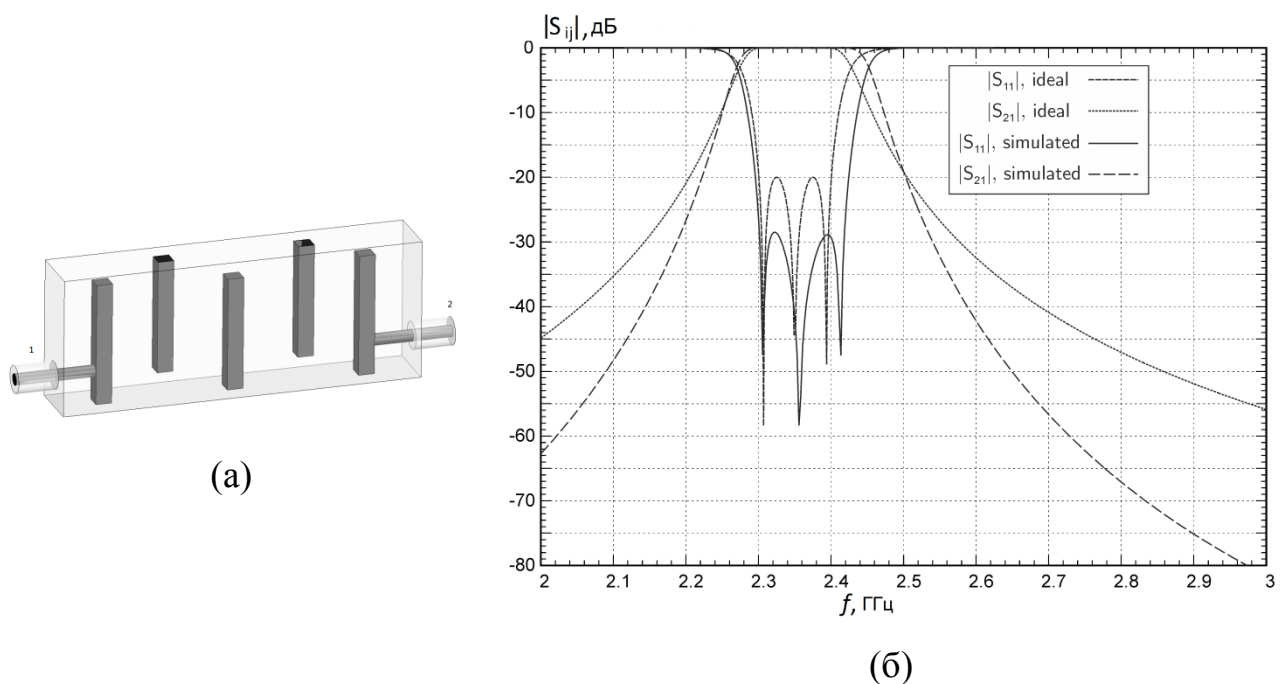


Рис. 3.13. Электродинамическая модель фильтра диапазона 2.3-2.4 ГГц (а), частотные характеристики фильтра (б). (“ideal” – характеристики фильтра-прототипа, рассчитанные по (1)-(4), “simulated” – характеристики электродинамической модели в HFSS (а)).

Далее синтезированные каналные фильтры объединяются в диплексер с согласующей цепью в виде коаксиального Т-разветвления с прямоугольным поперечным сечением (рис. 3.10). Наличие сильной взаимной связи между каналными фильтрами в такой структуре приводит к тому, что исходные частотные характеристики диплексера далеки от необходимого вида и требуют оптимизации.

Численная многопараметрическая оптимизация выполнялась на основе электродинамической модели (рис. 3.10) методом конечных элементов [88]. Для увеличения числа степеней свободы при оптимизации в качестве независимых параметров использовались длины всех резонаторов и расстояния между ними, а также параметры Т-разветвления. Кроме того, с учетом структуры электромагнитного поля в модель введена продольная плоскость симметрии (магнитная стенка), что существенно сократило объем вычислений.

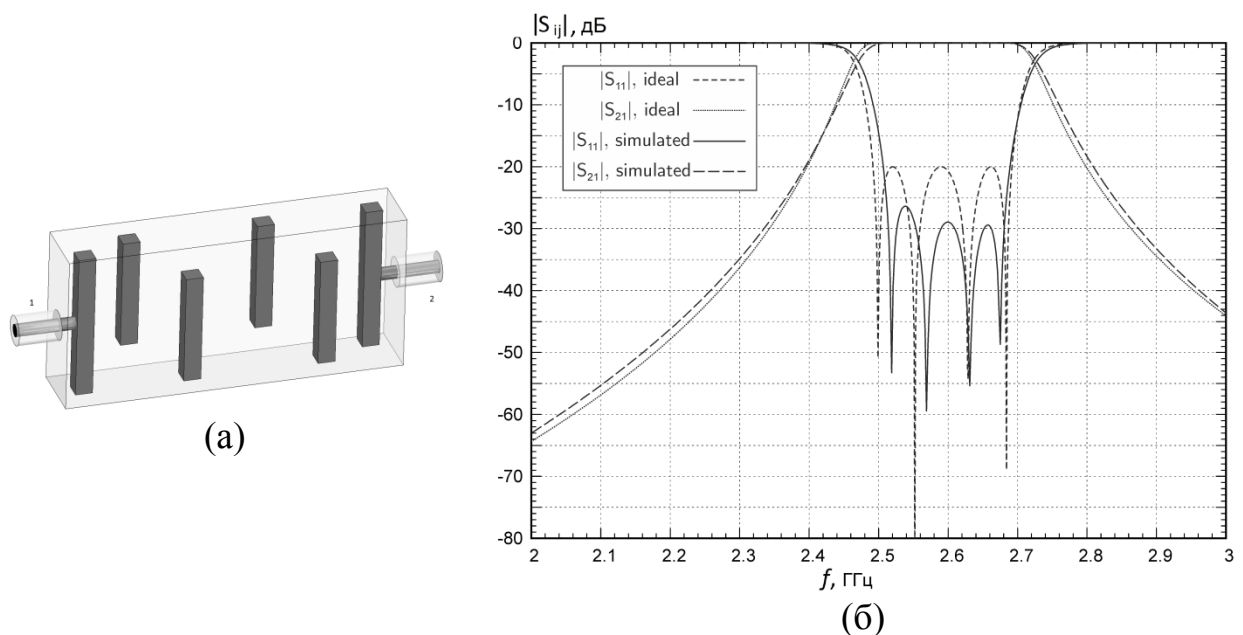


Рис. 3.14. Электродинамическая модель фильтра диапазона 2.49-2.59 ГГц (а), частотные характеристики фильтра (б). (“ideal” – характеристики фильтра-прототипа, рассчитанные по (1)-(4), “simulated” – характеристики электродинамической модели в HFSS (а)).

Как отмечалось выше, в модель диплексера были добавлены настроечные элементы в виде диэлектрических винтов. Диаметр настроечных винтов составляет 3.6 мм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon=3.0$, длина погруженной части винтов равна 7.7 мм, что соответствует половине высоты воздушной полости и обеспечивает максимальный диапазон перестройки резонаторов. Положение винтов показано на рис. 3.15, из которого видно, что они располагаются в максимумах

распределения напряженности электрического поля, что также необходимо для эффективной перестройки частоты резонаторов. Из распределений поля на рис. 3.15 видно, что штыри работают в режиме четвертьволновых резонаторов, у которых максимум распределения поля формируется на открытом конце, а минимум – вблизи короткозамкнутого конца. Каналы диплексера имеют высокую развязку: в диапазоне 2.3-2.4 ГГц сигнал проходит в нижнем канале диплексера и практически не проходит в верхнем канале, и, наоборот, в диапазоне 2.49 – 2.59 ГГц сигнал проходит в верхнем канале и не проходит в нижнем.

Необходимость настроечных элементов вызвана влиянием погрешностей изготовления диплексера на его частотные характеристики. На рис. 3.16 показаны результаты исследования влияния технологических погрешностей изготовления на характеристики диплексера. В качестве исходной взята оптимизированная структура диплексера, которая обеспечивает уровень согласования в полосах пропускания $S_{11} < -30$ дБ. Анализ проведен в предположении случайного равновероятного отклонения размеров от заданных значений на ± 0.05 мм. В качестве размеров брались длины всех резонаторов и расстояния между ними. Приведено 100 различных вариантов характеристик со случайными отклонениями. Из рисунка видно, что погрешности изготовления в меньшей степени влияют на полосу пропускания и в большей степени сказываются на коэффициенте отражения в полосах пропускания, который может достигать $S_{11} = -17$ дБ. Для компенсации этих отклонений необходимы настроечные винты, введенные в конструкцию.

Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик разработанного и изготовленного диплексера приведены на рис. 3.17. Измерения выполнены на векторном анализаторе цепей. Согласно расчетным данным в рабочих полосах частот 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц диплексер обеспечивает высокое согласование – коэффициент отражения находится в пределах $S_{11} = -27 \dots -30$ дБ, развязка каналов со-

ставляет $S_{23} = -30$ дБ. Экспериментальные характеристики после настройки хорошо согласуются с теоретическими. Измеренный коэффициент отражения в полосах пропускания не хуже $S_{11} = -20$ дБ, развязка -30 дБ, вносимые потери в полосах пропускания -0.15 дБ. Измеренный уровень интермодуляционных искажений равен -124 дБм (IMD3). Диплексер имеет весьма компактные размеры $20 \times 87 \times 109$ мм.

Таким образом, предложенная новая модификация диплексера для базовых станций мобильной связи обеспечивает высокие электрические характеристики, возможность настройки, имеет технологичную конструкцию, компактные размеры и подходит для массового производства.

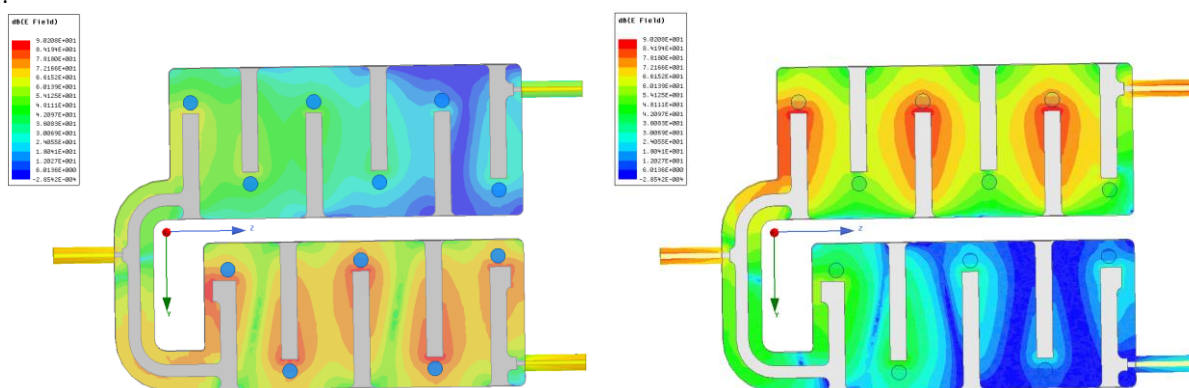


Рис. 3.15. Распределение напряженности электрического поля при 2.35 ГГц (а), при 2.59 ГГц (б).

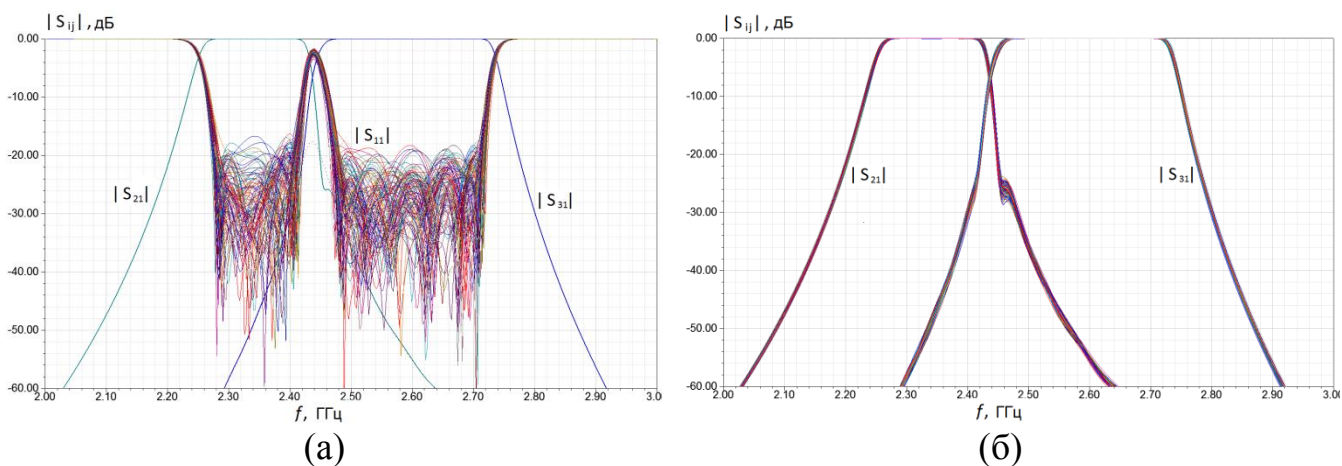
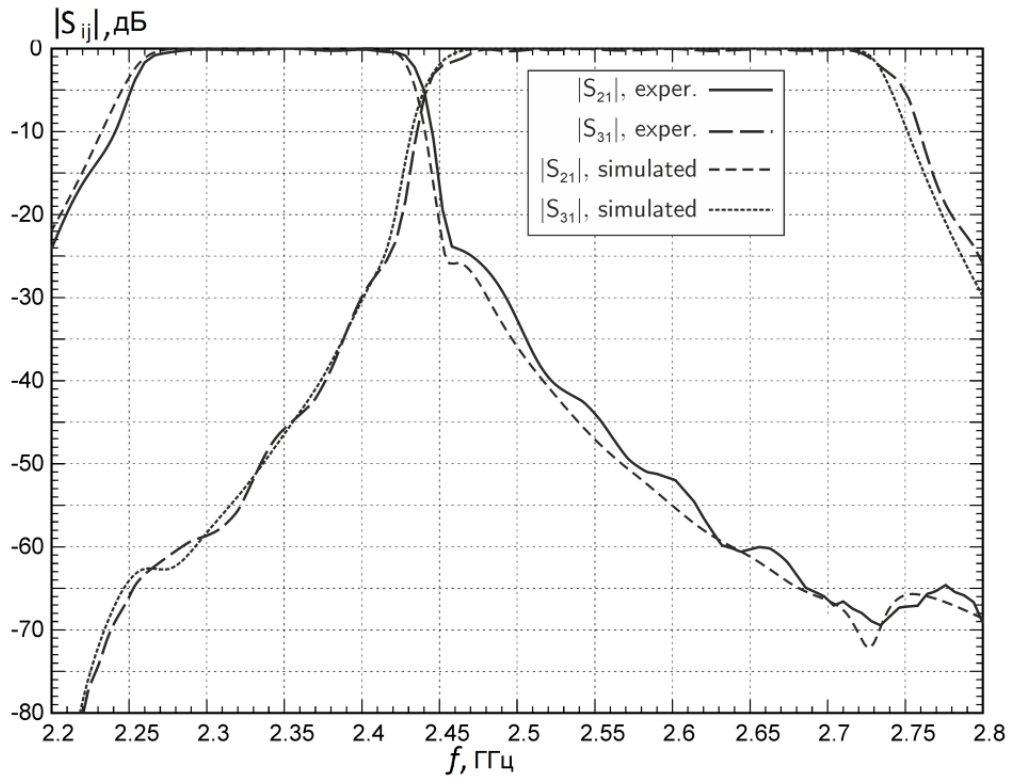
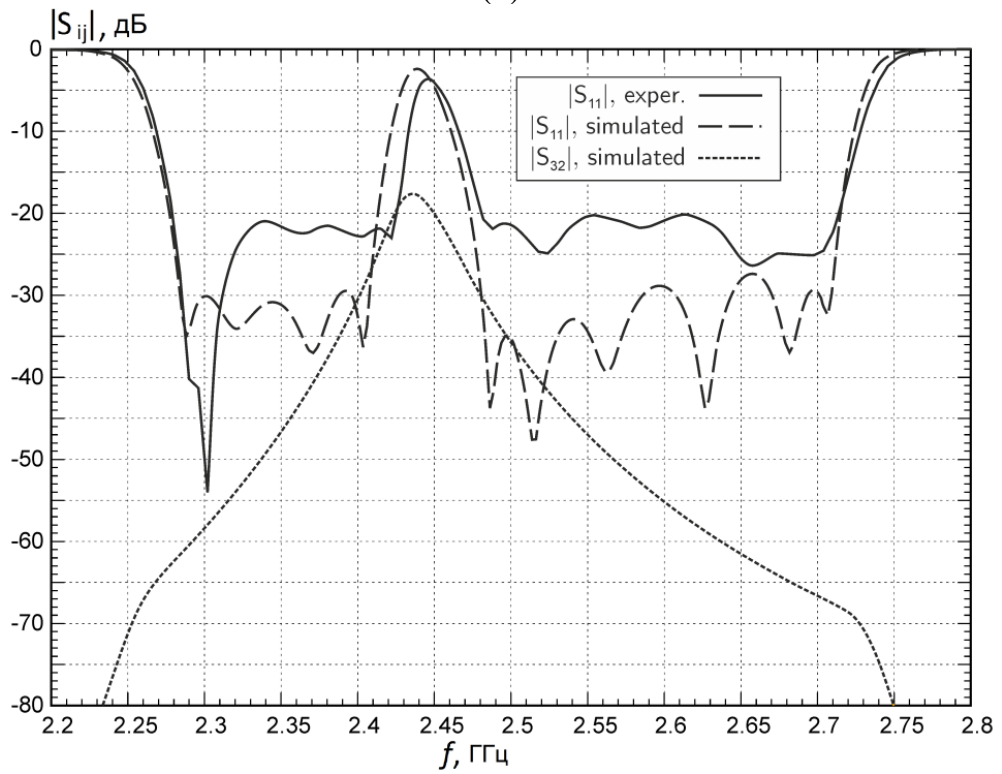


Рис. 3.16. Влияние допусков на характеристики диплексера: (а) зависимость S_{11} ; (б) зависимости S_{21} , S_{31} .



(a)



(б)

Рис. 3.17. Экспериментальные и теоретические характеристики диплексера 2.3-2.4/2.49-2.59 ГГц. (а) S_{21} и S_{31} , (б) S_{11} и S_{32} .

3.3. Способ формирования полюса затухания для улучшения развязки диплексера

Диплексеры для базовых станций мобильной связи могут иметь близко расположенные полосы пропускания, что затрудняет достижение требуемой величины развязки между каналами диплексера. Рассмотрим один из возможных путей улучшения развязки на примере диплексера диапазона 1710-1880/1920-2170 МГц (рис. 3.18). Исходная конструкция диплексера для данного диапазона была спроектирована с помощью описанной выше комбинированной методики синтеза на основе матриц связи. Порядок фильтров для данного случая был выбран следующим: $n_1=5$ (1710-1880 МГц) и $n_2=6$ (1920-2170 МГц). В качестве согласующих элементов на входах и выходах канальных фильтров добавлены дополнительные стержневые резонаторы, образующие коаксиально-полосковые переходы. В результате численной оптимизации оказывается, что развязка в полосе 1920-2170 МГц хуже -20 дБ из-за недостаточной крутизны верхнего ската характеристики фильтра диапазона 1710-1880 МГц.

Для повышения крутизны фронта частотной характеристики в структуру фильтра диапазона 1710-1880 МГц добавлен изогнутый резонатор Г-образной формы (рис. 3.19,а). Данный резонатор также работает как четвертьволновый резонатор на волне TEM. Как видно из мгновенного распределения напряженности электрического поля (рис. 3.19,б) на частоте резонанса 1969 МГц, сигнал, поступающий на коаксиальный порт 1, возбуждает коаксиально-полосковый переход и Г-образный резонатор. Это приводит к запираению фильтра на этой частоте (резонанс полного отражения) и формированию полюса затухания глубиной $S_{21} = -80\dots-100$ дБ.

Резонансная частота изогнутого резонатора определяется его длиной, меняя которую, можно контролировать положение полюса затухания. Из рис. 3.19,в хорошо видно, что увеличение параметра p , определяющего длину Г-резонатора, ведет к смещению полюса затухания вниз по частоте. Это приводит к увеличению крутизны высокочастотного фронта характеристики фильтра. Таким образом, в

составе диплексера это позволяет улучшить развязку между каналами диплексера при близко расположенных полосах пропускания диплексера.

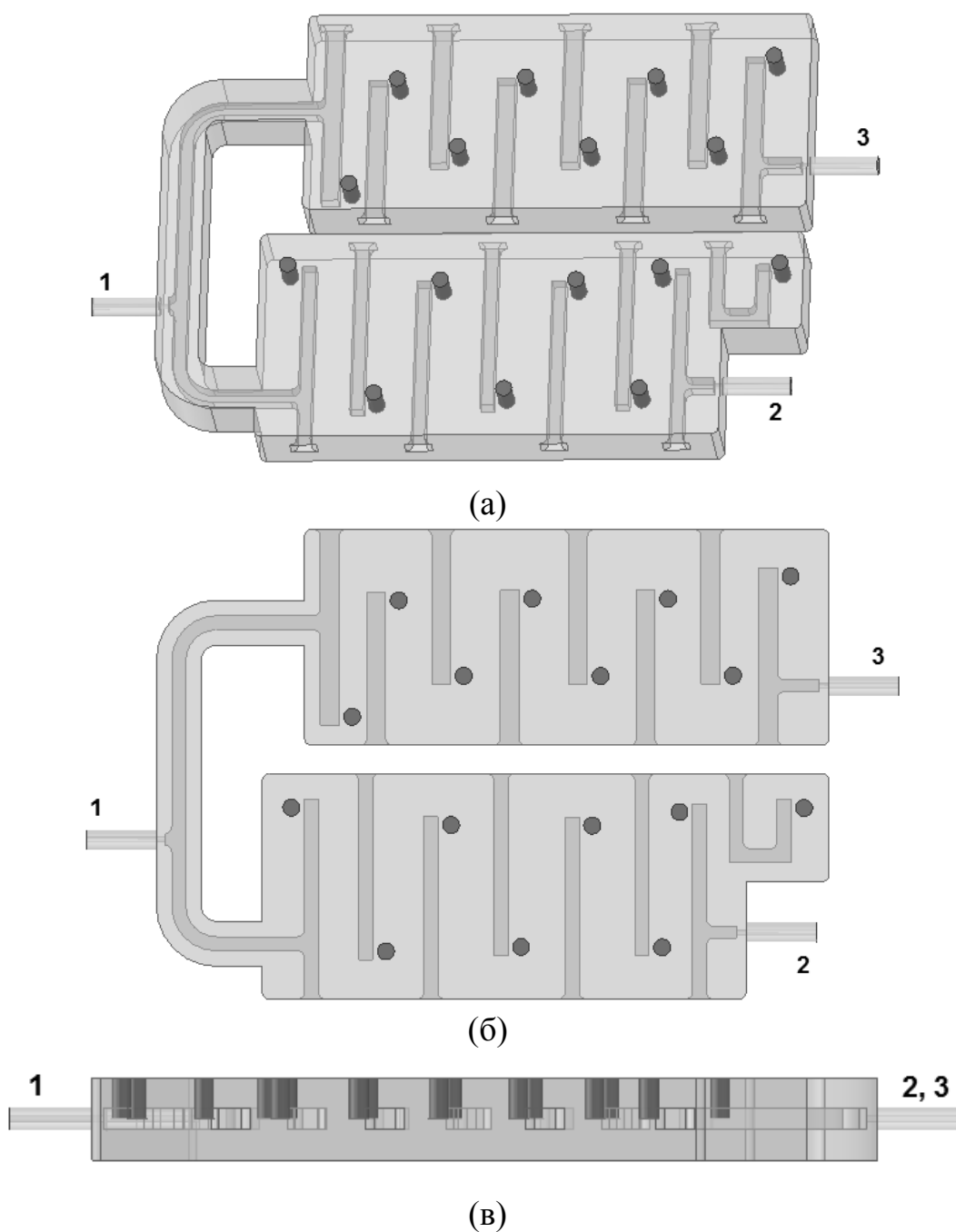
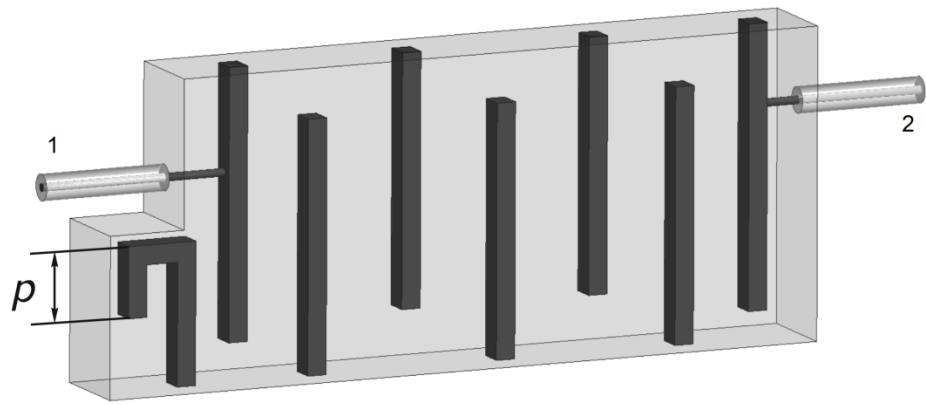
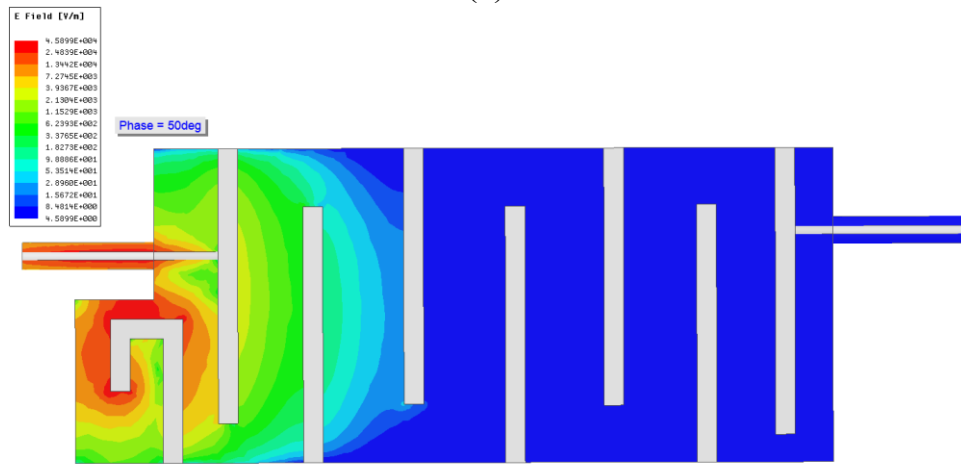


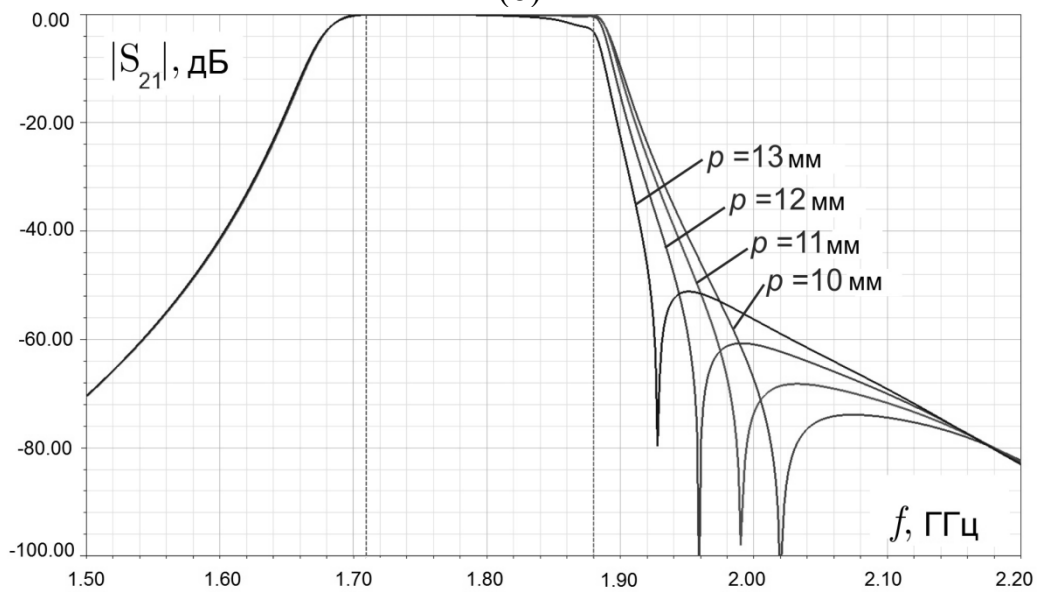
Рис. 3.18. Электродинамическая модель диплексера диапазона 1710-1880/1920-2170 МГц (а), вид сверху (б), вид с боку (в).



(а)



(б)

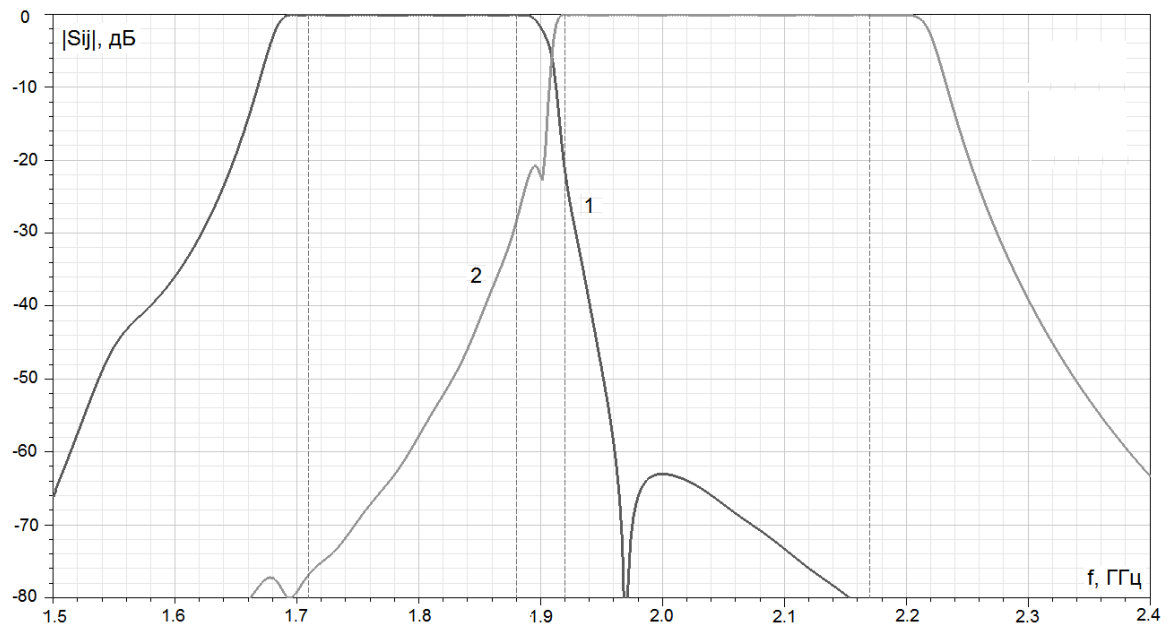


(в)

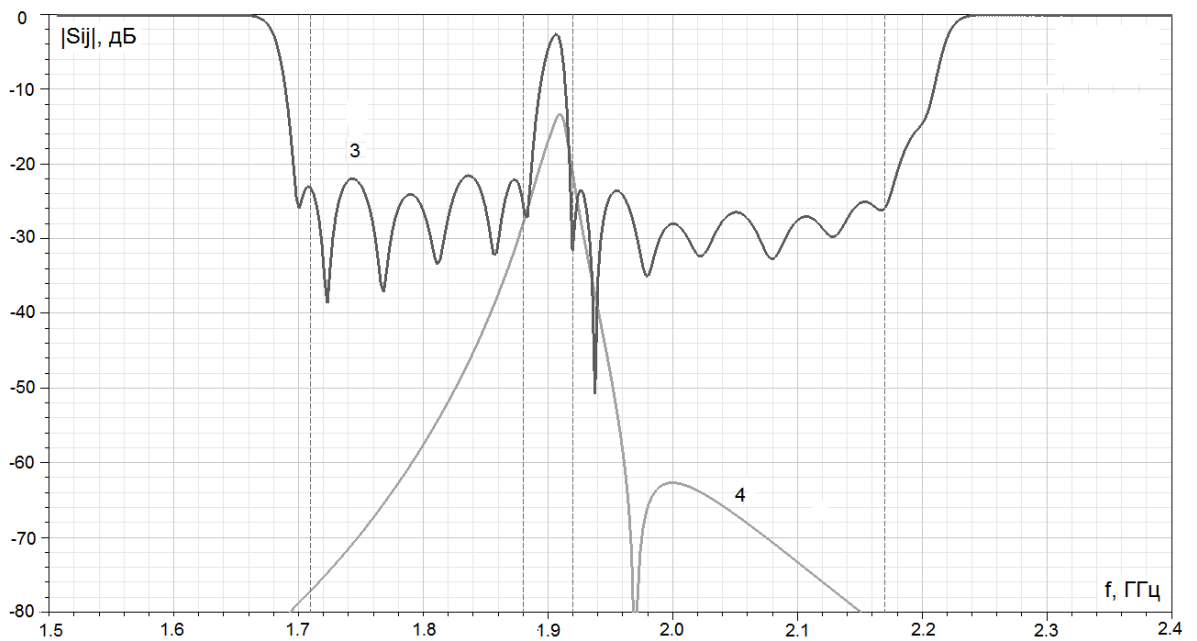
Рис. 3.19. Фильтр диапазона 1710-1880 МГц с изогнутым резонатором (а), распределение напряженности электрического поля на частоте 1969 МГц ($p=12$ мм) (б), частотные характеристики с полюсом затухания (в).

Данный подход был реализован при проектировании диплексера диапазона 1710-1880/1920-2170 МГц (рис.3.18). В целом конструкция этого диплексера аналогична конструкции рассмотренного выше диплексера диапазона 2.3-2.4/2.49-2.59 ГГц. В качестве настроечных элементов в диплексере на рис. 3.18 также использованы диэлектрические винты с параметрами: $\epsilon=3$, диаметр 3.6мм, длина 7.5мм. Выбор в пользу диэлектрических винтов продиктован необходимостью снижения уровня интермодуляционных искажений. Настроечные винты расположены вблизи открытых концов стержневых резонаторов сбоку, что обеспечивает их нахождение в максимумах напряженности электрического поля и возможность эффективной перестройки резонансной частоты резонаторов. Новым элементом по сравнению с предыдущей конструкцией диплексера является изогнутый резонатор, формирующий полюс затухания.

В результате оптимизации диплексера получены характеристики, представленные на рис. 3.20. Коэффициент отражения в рабочих полосах 1710-1880/1920-2170 МГц не превышает $S_{11} = -22$ дБ, а изоляция $S_{32} < -25$ дБ. Улучшение изоляции достигнуто за счет сформированного полюса затухания в характеристике диплексера. Оценка вносимых потерь в полосах пропускания составляет около 0.2 дБ. Диплексер имеет компактные размеры 15×100×143 мм (без учета коаксиальных разъемов), что позволяет размещать его в антеннах базовых станций мобильной связи. Отметим, что приведенные характеристики не являются предельно достижимыми и могут быть улучшены, например, по уровню изоляции.



(а)



(б)

Рис. 3.20. Расчетные характеристики диплексера диапазона 1710-1880/1920-2170 МГц: (а) $|S_{21}|$ - кривая 1, $|S_{31}|$ - кривая 2, (б) $|S_{11}|$ - кривая 3, $|S_{32}|$ - кривая 4.

3.4. Выводы

В данной главе исследован новый тип диплексеров для базовых станций мобильной связи. Предложена новая модификация диплексеров на встречно-штыревых резонаторах. Диплексер включает два канальных фильтра на встречно-штыревых резонаторах и согласующую цепь на основе Т-образного разветвления коаксиальной линии с прямоугольным поперечным сечением. Конструктивно диплексер состоит из цельнометаллического корпуса и двух плоских металлических крышек.

Новизна предложенной конструкции состоит в том, что фильтры и согласующая цепь в виде Т-образного коаксиального разветвления объединены в единую цельнометаллическую структуру (корпус), которая не содержит отделяющихся частей. Это обеспечивает возможность прецизионного изготовления с применением современных технологий (фрезерование на центре с ЧПУ, литье под давлением, 3D печать и аддитивные технологии). Для тонкой настройки в конструкцию введены диэлектрические винты вблизи открытых концов штыревых резонаторов. Диэлектрические настроечные винты обеспечивают более низкий уровень вносимых интермодуляционных искажений.

Предложена эффективная комбинированная методика синтеза данного класса диплексеров. Методика включает синтез прототипа фильтра на основе аппарата матриц связи, решение задач на собственные значения для одиночного и двух связанных встречно-штыревых резонаторов, электродинамическое моделирование и оптимизацию фильтров и диплексера методом конечных элементов (HFSS). Продемонстрирована эффективность методики при синтезе диплексеров с различной шириной рабочих полос.

Разработаны, изготовлены и успешно экспериментально протестированы диплексеры для диапазонов 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц. Экспериментальные результаты хорошо согласуются с теорией и подтверждают реализуемость предложенных решений. Диплексер диапазона 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц по

данным измерений обеспечивает уровень коэффициента отражения в полосах пропускания -20 дБ, вносимые потери около -0.15 дБ, изоляцию -30 дБ, интермодуляционные искажения -124 дБм при весьма компактных размерах ($20 \times 87 \times 109$ мм). В силу достигнутых высоких электрических характеристик, технологичной конструкции, компактных размеров он в целом готов к серийному производству.

Для случая, когда рабочие диапазоны диплексеров оказываются очень близко расположены друг к другу, предложен способ улучшения развязки каналов. Для этого в конструкцию одного из канальных фильтров вводится дополнительный штыревой Г-образный резонатор, который формирует полюс затухания. Задавая требуемую длину Г-резонатора, можно контролировать положение полюса затухания и крутизну характеристики диплексера. Это позволяет достигнуть требуемой величины развязки каналов диплексера. Данный способ проиллюстрирован на примере диплексера диапазона 1710-1880/1920-2170 МГц.

4. ДИПЛЕКСЕРЫ НА СИММЕТРИЧНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

4.1. Диплексер диапазона 698-806 / 885-960 МГц

Одно из важных требований к современным диплексерам для базовых станций мобильной связи заключается в том, что они должны обеспечить разделение близко расположенных частотных диапазонов. Относительная полоса частот между рабочими частотными диапазонами может составлять 1-9%. При этом должны быть выполнены остальные требования, включая низкие вносимые потери, высокую развязку и согласование, низкий уровень пассивных интермодуляционных искажений. Важнейшую роль играет максимальная простота и технологичность конструкции, повторяемость характеристик, пригодность к массовому производству, низкая стоимость. Диплексеры должны иметь компактные размеры и малую массу для размещения под обтекателем антенн базовых станций.

При поиске решения, которое отвечает данному набору требований, были рассмотрены и решения, основанные на применении технологии печатных плат. Конструкции фильтров и диплексеров на основе печатных плат характеризуются большим разнообразием в силу их хорошо известных преимуществ. Однако серьезным недостатком этих решений является высокий уровень вносимых потерь, особенно в случае близко расположенных полос пропускания. Высокие потери в таких структурах обусловлены наличием диэлектрической подложки.

Поэтому ниже предложено новое альтернативное решение для реализации фильтров и диплексеров на основе симметричных полосковых линий. Некоторые примеры реализации диплексеров на полосковых линиях без диэлектрического заполнения приведены в [77-82]. Однако данные решения не удастся реализовать в случае близко расположенных частотных диапазонов.

Данный подраздел посвящен разработке диплексера с полосами пропускания 698-806 / 885-960 МГц на основе экранированных симметричных полосковых линий. Частотный диапазон 698-806 МГц используется для связи на больших расстояниях и в условиях ограниченной зоны покрытия, а диапазон 885-960 МГц играет важную роль в городской мобильной связи и в ряде других приложений.

4.1.1. Концепция построения диплексера и методика синтеза

При поиске физического решения ключевыми требованиями к диплексеру являются его реализуемость в диапазоне от 600 МГц до 6 ГГц, в котором работают системы мобильной связи 3G/LTE/5G, близкое расположение полос пропускания (1-9%), низкие вносимые потери в полосах пропускания (менее 0.5 дБ), высокое согласование и развязка (-20 дБ), низкий уровень интермодуляционных искажений. Необходимо также обеспечить максимальную простоту и технологичность конструкции, малые габариты и массу, высокую повторяемость характеристик, что критически важно при массовом производстве. Целесообразно рассмотреть варианты, не содержащие коаксиальные разъемы, для сокращения потерь и интермодуляционных искажений. Возбуждение должно осуществляться 50-омным коаксиальным фидером.

В диплексере диапазона 698-806 / 885-960 МГц фильтр нижнего диапазона 698-806 МГц должен быть согласован в рабочей полосе и при этом он должен иметь требуемый уровень загораживания в верхнем диапазоне диплексера 885-960 МГц. Это означает, что необходимо обеспечить высокую крутизну характеристики фильтра в частотном интервале между полосами диплексера (806...885 МГц). Высокая крутизна характеристики фильтра в области нижней границы полосы пропускания 698 МГц не требуется.

Аналогичным образом формулируются требования к частотной избирательности фильтра верхнего диапазона 885-960 МГц. В данном случае необходимо обеспечить требуемый уровень затухания в диапазоне 698-806 МГц и высокую крутизну характеристики в частотном интервале между полосами диплексера (806...885 МГц). В области верхней частоты рабочего диапазона 960 МГц не накладываются требования по крутизне характеристики фильтра.

Исходя из этого, ниже предложено решение для диплексера на основе симметричных полосковых линий (рис. 4.1). Волновые сопротивления и длины секций полосковых линий обозначены L_i , Z_i соответственно. Диплексер содержит последовательно соединенные секции и параллельные разомкнутые на конце

шлейфы, объединенные в единую цельнометаллическую пластину сложной формы, представляющую собой сигнальный проводник полосковой линии, помещенный в металлический корпус (рис. 4.1,в). Поскольку антенны базовых станций работают на двух наклонных поляризациях ($\pm 45^\circ$), на рис. 4.1,в изображена пара одинаковых диплексеров для базовой станции, обеспечивающих работу на двух поляризациях.

Полосковый проводник диплексера фиксируется в корпусе с помощью пластин вспененного диэлектрика, расположенных выше и ниже него. Диэлектрик имеет низкую диэлектрическую проницаемость и малый тангенс угла диэлектрических потерь ($\epsilon=1.06$, пенопласт). Для фиксации металлического вкладыша и диэлектрических пластин используются штифты в виде тонких диэлектрических цилиндров на всю высоту корпуса диплексера. Данные штифты исключают смещение металлического вкладыша и диэлектрических пластин вдоль корпуса диплексера. В узкой боковой стенке корпуса диплексера имеются три отверстия, через которые выведены полосковые проводники, соответствующие портам диплексера. К этим полосковым выходам непосредственно присоединяются сигнальные проводники коаксиальных линий, экраны которых соединены с корпусом диплексера с помощью специальных цилиндрических фиксаторов на боковой стенке корпуса (рис. 4.1,в).

Важно отметить, что данная конструкция диплексера не содержит металлических частей, соприкасающихся друг с другом, так как полосковый проводник изолирован от проводящего корпуса. Это приводит к снижению уровня пассивных интермодуляционных искажений (IMD3) и упрощению конструкции по сравнению с известными реализациями диплексеров, в которых используется проводящий корпус с крышкой, соединенной с корпусом винтами, и короткозамкнутые шлейфы, припаянные к корпусу.

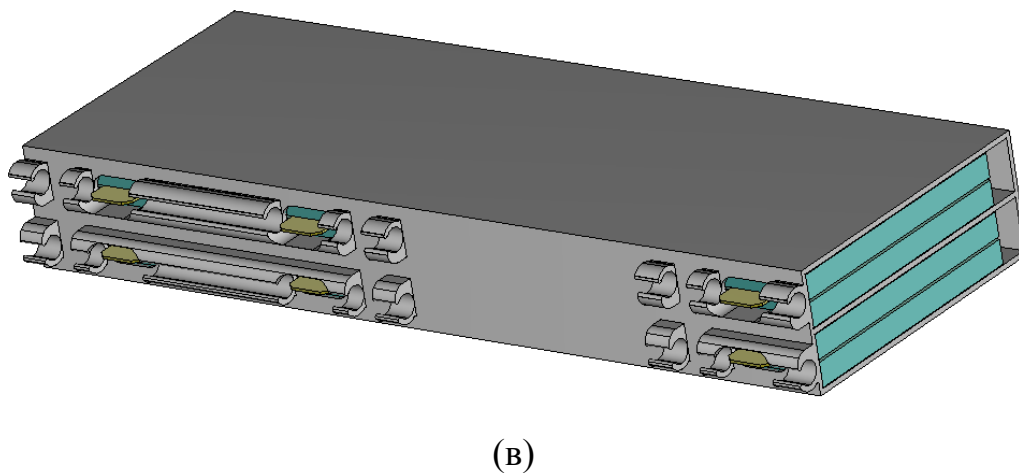
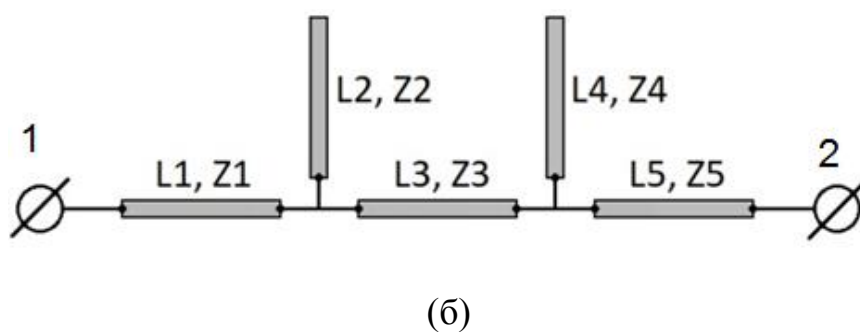
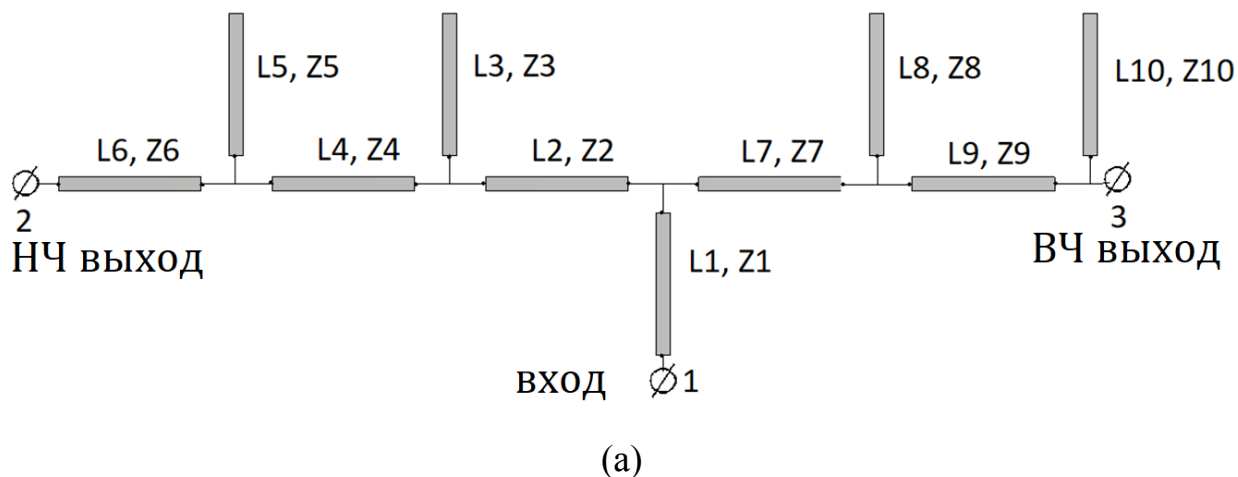


Рис. 4.1 Эквивалентная схема диплексера на симметричных полосковых линиях (а), схема отдельного фильтра (б), общий вид корпуса двух одинаковых диплексеров для работы на наклонных поляризациях $\pm 45^\circ$ (в).

Рассмотрим вначале реализацию отдельного фильтра, схема которого приведена на рис. 4.1,б. Фильтр состоит из пяти секций, включая три последовательно соединенных секции и два параллельно включенных разомкнутых на конце шлейфа. Каждый шлейф на рис. 4.1,б формирует на частотной характеристике по-

люс затухания, причем длина шлейфа составляет примерно четверть длины волны в линии на частоте резонанса. Выбирая длину шлейфа, можно расположить полюс затухания выше или ниже полосы пропускания фильтра. Поскольку резонансы, формируемые шлейфами, являются узкополосными, они позволяют обеспечить требуемую высокую крутизну частотных характеристик. Для достижения заданного уровня затухания во всей полосе заграждения фильтра использованы два шлейфа, настроенные на разные частоты. В случае более широкой полосы заграждения количество шлейфов может быть увеличено, однако это приведет к некоторому росту вносимых потерь в полосе пропускания.

С учетом предложенной концепции построения диплексеров была использована следующая методика их синтеза.

1) На первом этапе использовались эквивалентные схемы диплексера и фильтров на рис.4.1,а,б. Математические модели прототипов фильтров и диплексера строятся на основе матриц рассеяния базовых блоков, возникающих в результате декомпозиции эквивалентных схем (соотношения (2.3)-(2.12) из главы 2). Моделирование фильтров и диплексера на основе теории цепей позволяет определить параметры эквивалентной схемы диплексера на рис. 4.1,а, включая волновые сопротивления Z_i и длины L_i всех секций.

2) На втором этапе осуществляется переход к строгой электродинамической модели диплексера, исходя из полученных параметров эквивалентной схемы. Электродинамическое моделирование и оптимизация диплексера осуществляются методом конечных элементов в среде CST MWS [76]. В качестве начального приближения используются результаты предыдущего этапа, полученные на основе теории цепей.

4.1.2. Реализация диплексера и его характеристики

Рассмотрим применение предложенной методики синтеза к разработке диплексера диапазона 698-806/885-960 МГц. Вначале на основе эквивалентной схемы фильтров (рис. 4.1,б) и соотношений (2.3)-(2.12) для матриц рассеяния базовых блоков синтезируем отдельно оба фильтра. Относительная ширина полосы

пропускания фильтров составляет 14.3% и 8.1%. При такой ширине рабочих диапазонов в эквивалентной схеме фильтра достаточно иметь два шлейфа.

Физический принцип работы предложенной схемы полосковых фильтров основан на использовании высокодобротного резонанса полного отражения, обусловленного наличием четвертьволнового шлейфа с открытым концом, и формировании полюса затухания на резонансной частоте шлейфа. В частности, при проектировании фильтра нижнего диапазона 698-806 МГц параметры шлейфов выбираем таким образом, чтобы оба возникающих полюса затухания находились в его полосе заграждения, которая совпадает с полосой пропускания второго фильтра 885-960 МГц. Т.е. полюсы затухания для фильтра нижнего диапазона должны располагаться выше его полосы пропускания. Напротив, для фильтра верхнего диапазона 885-960 МГц полюсы затухания должны располагаться ниже его полосы пропускания. Параметры шлейфов этого фильтра выбираются так, чтобы полюсы затухания располагались в полосе пропускания первого фильтра 698-806 МГц. Это должно обеспечить высокую развязку каналов диплексера. Численная оптимизация схем фильтров осуществляется путем варьирования параметров всех секций эквивалентной схемы.

Далее фильтры объединяются в диплексер с эквивалентной схемой на рис. 4.1,а. На этом этапе требуется дополнительная численная оптимизация всего диплексера в целом, поскольку взаимная связь фильтров в диплексере приводит к ухудшению их исходных характеристик, включая согласование, крутизну характеристик и т.д. По результатам моделирования получены параметры эквивалентной схемы диплексера, представленные в Таблице 4.1.

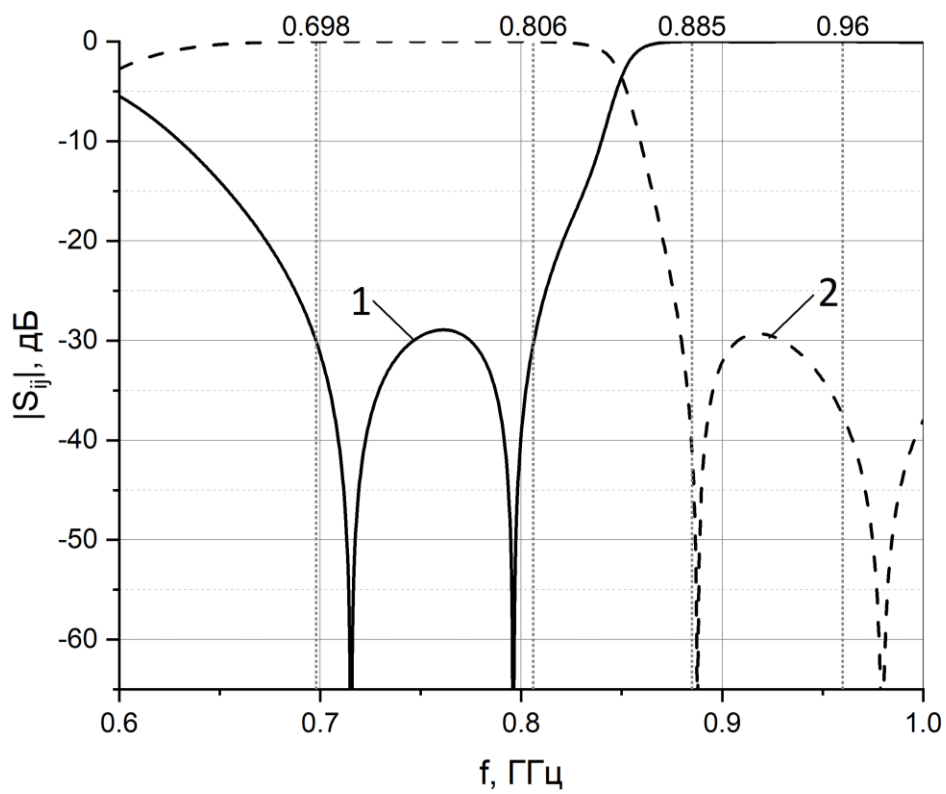
Таблица 4.1. Параметры эквивалентной схемы диплексера на рис. 4.1

	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7	N8	N9	N10
L_n, мм	73.5	14.5	84.4	23.3	76.5	13.9	123.7	94.2	126.1	104.8
Z_n, Ом	35.5	119	145	120	120	120	41	119.5	58.5	124.5
W_n, мм	13.13	1.54	0.75	1.50	1.50	1.50	10.89	1.52	6.59	1.32

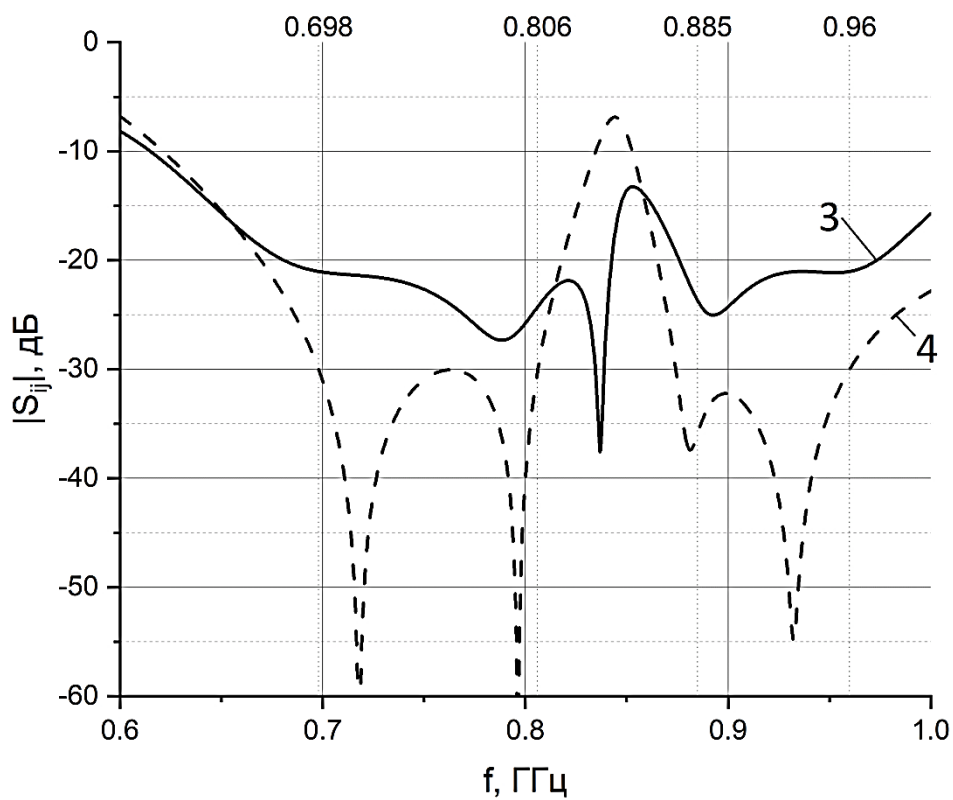
Таблица 4.1 содержит длины L_n и волновые сопротивления Z_n полосковых секций диплексера с номерами N1...N10. В нижней строке таблицы параметр W_n обозначает ширину соответствующих полосковых секций. Эти значения рассчитаны для случая, когда толщина полоскового проводника составляет 0.5 мм, расстояние между широкими стенками прямоугольного металлического экрана равно 7 мм, а диэлектрическая проницаемость вспененного диэлектрика, заполняющего корпус диплексера, равна $\varepsilon = 1.06$.

На рис. 4.2 приведены частотные характеристики диплексера, рассчитанные на основе теории цепей для эквивалентной схемы на рис. 4.1,а с параметрами из Таблицы 4.1. Отметим, что на характеристиках диплексера видны четыре полюса затухания. Шлейфы с номерами N3, N5 формируют полюсы на характеристике S_{21} на частотах 890 МГц и 980 МГц, а шлейфы с номерами N8, N10 формируют шлейфы на частотах 795 МГц и 715 МГц на характеристике S_{31} . В нижней полосе пропускания 698-806 МГц достигается наиболее высокое согласование $|S_{11}|=-32$ дБ, в верхней полосе пропускания 885-960 МГц $|S_{11}|=-27$ дБ. Уровень заграждения (и развязки) в полосе 698-806 МГц составляет $|S_{31}|=-28$ дБ, а в полосе 885-960 МГц заграждение равно $|S_{21}|=-29$ дБ.

Важная особенность данного класса диплексеров заключается в том, что за пределами рабочих диапазонов (ниже 698 МГц и выше 960 МГц) согласование и развязка существенно ухудшаются, поэтому важно обеспечить совпадение экспериментальных и расчетных данных в рабочей полосе частот.



(a)



(б)

Рис. 4.2. Частотные характеристики прототипа диплексера, рассчитанные на основе эквивалентной схемы на рис. 4.1, а с параметрами из Таблицы 4.1: (а) кривая 1 - $|S_{31}|$, кривая 2 - $|S_{21}|$; (б) кривая 3 - $|S_{11}|$, кривая 4 - $|S_{32}|$.

Анализ результатов Таблицы 4.1 показывает, что полученная в результате синтеза топология диплексера на симметричных полосковых линиях, содержащая секции с высоким волновым сопротивлением, наталкивается на проблемы с ее реализуемостью. Как видно из нижней строки таблицы, ширина одного из шлейфов $W_3 = 0.75$ мм ($Z_3 = 145$ Ом). При толщине сигнального проводника 0.5 мм реализовать шлейф шириной 0.75 мм и длиной $L_3 = 84.4$ мм с помощью технологий, пригодных для массового производства (например, технологии штамповки), невозможно. В этой связи было предложено новое решение, которое позволяет преодолеть данную проблему.

Прямой шлейф с открытым концом был заменен на шлейф в виде плоской круглой спирали (рис. 4.3,а,б). Проведенные исследования характеристик обоих типов шлейфов, настроенных на одну и ту же резонансную частоту, показали, что ширина полоскового проводника, свернутого в спираль в 2 раза больше по сравнению с прямым шлейфом, и составляет $W_3 = 1.5$ мм. Электродинамическое взаимодействие витков спирали между собой при протекании в ней высокочастотного тока обеспечивает расширение полоскового проводника при настройке на заданную резонансную частоту.

Частотные характеристики шлейфов приведены на рис. 4.3,в. Анализ характеристик рассеяния для одиночных шлейфов показывает, что резонанс полного отражения для спирального резонатора оказывается более узкополосным, чем резонанс для прямого резонатора, что указывает на то, что импеданс плоской спирали значительно выше. Ненагруженная собственная добротность спирального резонатора будет больше, чем у прямого резонатора. Это соответствует более низкому уровню вносимых потерь у спирального резонатора, что является одним из ключевых вопросов при создании диплексеров, а также в этом случае облегчается согласование с линией передачи в широкой полосе частот. Кроме того, пространство, которое занимает шлейф, свернутый в спираль значительно меньше пространства, занимаемого шлейфом в форме прямой линии.

На следующем этапе разработки диплексера была создана его электродинамическая модель и проведено численное моделирование и многопараметрическая оптимизация в среде CST MWS [76] методом конечных элементов. Параметрами оптимизации выступали длины и ширины всех секций (и, соответственно, их волновые сопротивления). Важно отметить, что в качестве корпуса диплексера были использованы стандартные дюралюминиевые профили, широко применяемые в системах мобильной связи.

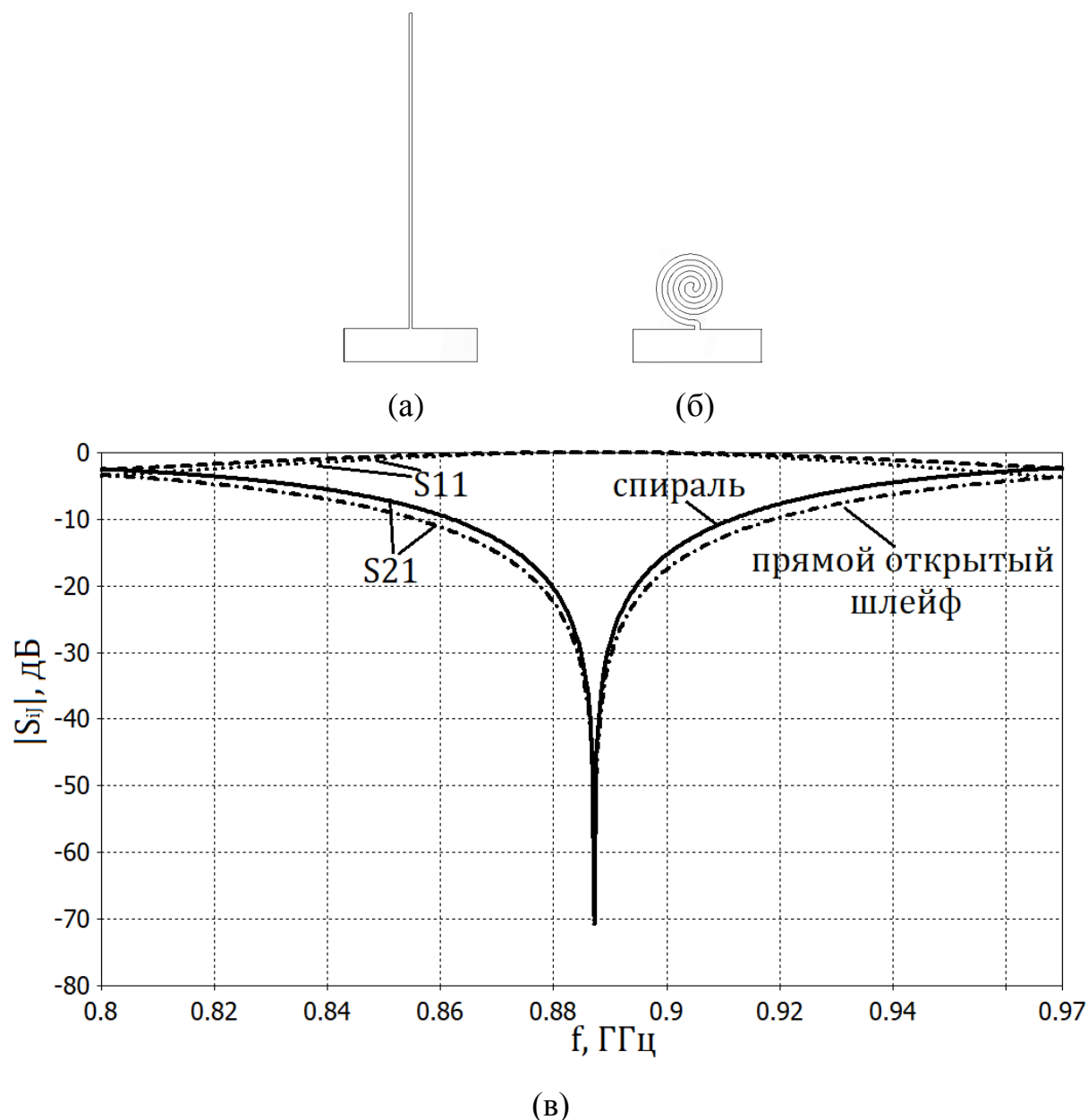


Рис. 4.3. Четвертьволновые полосковые шлейфы с открытым концом и их характеристики: (а) прямой шлейф с шириной линии 0.75мм, (б) шлейф виде плоской спирали с шириной линии 1.5 мм, (в) частотные характеристики обоих шлейфов.

Топология полоскового проводника разработанного диплексера изображена на рис. 4.4. Входная секция диплексера имеет волновое сопротивление $Z_1 = 35$ Ом, что меньше волнового сопротивления входной 50-омной коаксиальной линии. Данная секция играет роль согласующей в несимметричном Т-разветвлении с волновыми сопротивлениями $Z_2 = 119$ Ом и $Z_7 = 41$ Ом. На рис.4.4 фильтр нижнего диапазона 698-806 МГц расположен слева от входа, а фильтр верхнего диапазона 885-960 МГц – справа. Исходя из приведенных выше оценок, один из шлейфовых резонаторов фильтра диапазона 698-806 МГц реализован в виде плоской спирали, а второй резонатор выполнен в виде шлейфа, изогнутого меандром для сокращения размера. Резонаторы фильтра соединены высокоомными секциями с волновыми сопротивлениями 119-120 Ом. У фильтра верхнего диапазона 885-960 МГц оба шлейфовые резонатора выполнены в форме меандра для более компактного размера диплексера. Соединительные секции этого фильтра имеют относительно малые волновые сопротивления (41 Ом, 58.5 Ом), большую длину (123.7 мм, 126.1 мм) и ширину полосковых проводников. Поэтому эти секции также выполнены в виде меандра. Кружками на рис. 4.3 показаны отверстия в полосковом проводнике, через которые проходят диэлектрические штифты, фиксирующие положение сигнального проводника и диэлектрических пластин в корпусе. Электродинамическая модель диплексера в корпусе показана на рис. 4.5.

Разработанный диплексер был успешно изготовлен и экспериментально протестирован. Фото изготовленного макета пары диплексеров для работы в составе антенн базовых станций представлено на рис. 4.6. (Два одинаковых диплексера в составе антенны работают для двух наклонных поляризаций $\pm 45^\circ$). Экспериментальные и теоретические частотные характеристики диплексера приведены на рис. 4.7. Имеет место очень хорошее совпадение полученных расчетных и экспериментальных данных. Для коэффициента отражения на входе диплексера расчетное значение равно $|S_{11}| = -20$ дБ и -19 дБ в нижней и верхней полосах пропускания соответственно, а измеренное значение не превышает $|S_{11}| = -22$ дБ (рис.

4.7,а). Некоторое расхождение с теорией вызвано наличием технологических погрешностей в изготовлении диплексера.

Измеренные и расчетные частотные характеристики на выходах диплексера совпадают с графической точностью (рис. 4.7,б,в). Измеренное вносимое затухание в полосах заграждения канальных фильтров составляет -30 дБ, развязка каналов также не хуже -30 дБ. Вносимые потери в полосах пропускания составляют 0.3 дБ.

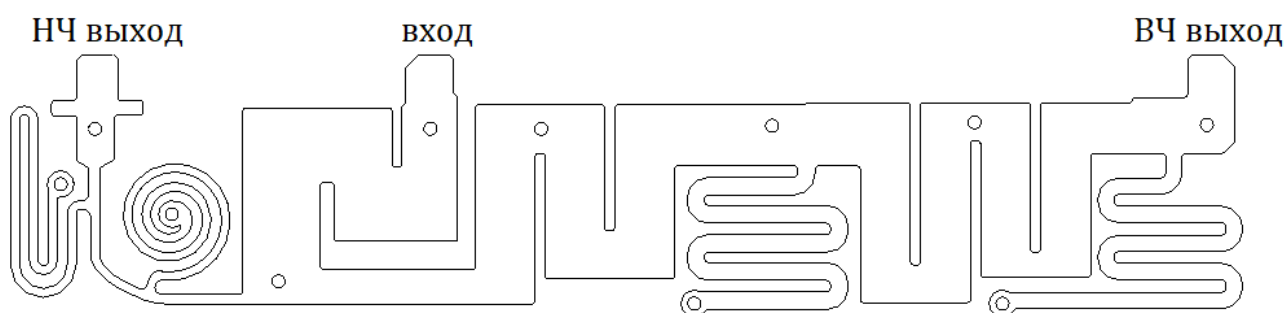


Рис. 4.4. Топология полоскового проводника диплексера диапазона 698-806 / 885-960 МГц

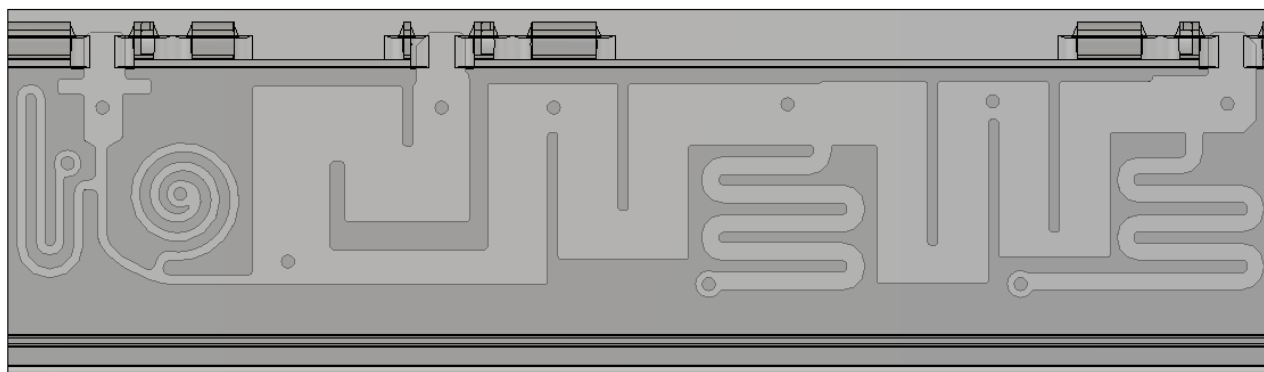
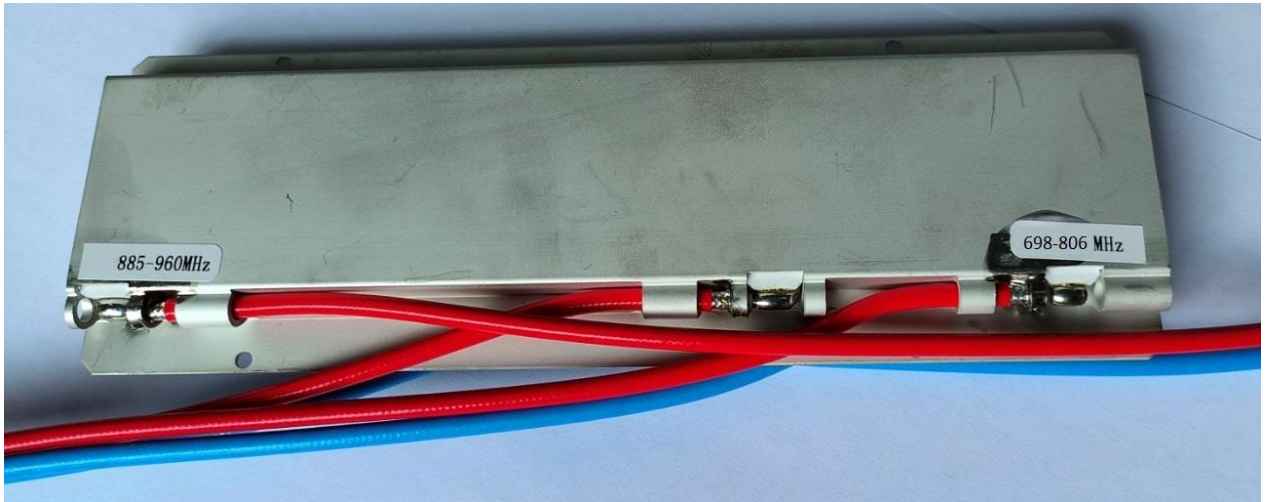
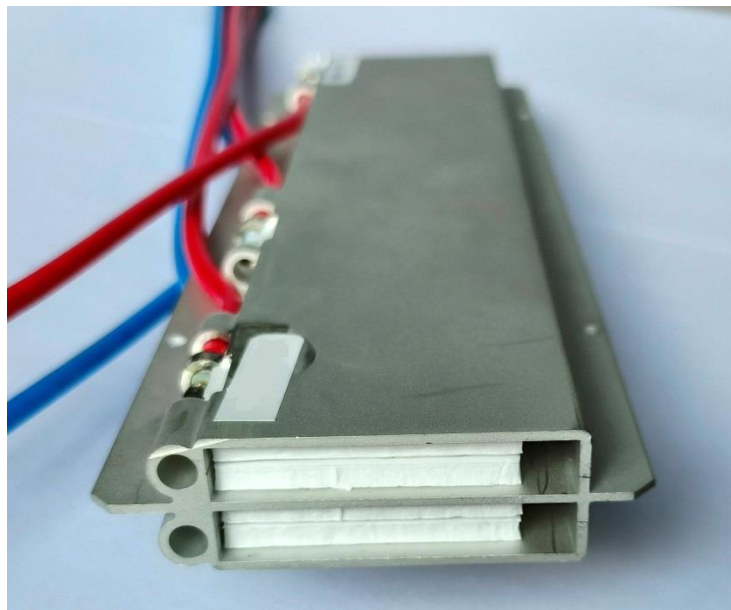


Рис. 4.5. Модель диплексера диапазона 698-806 / 885-960 МГц.

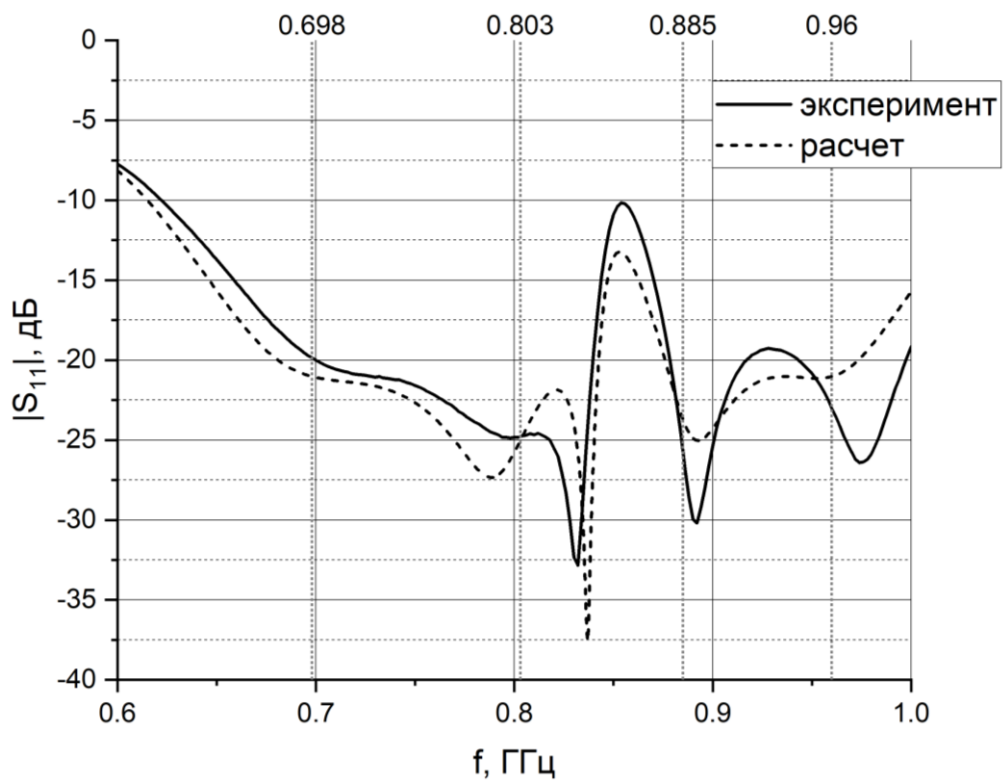


(a)

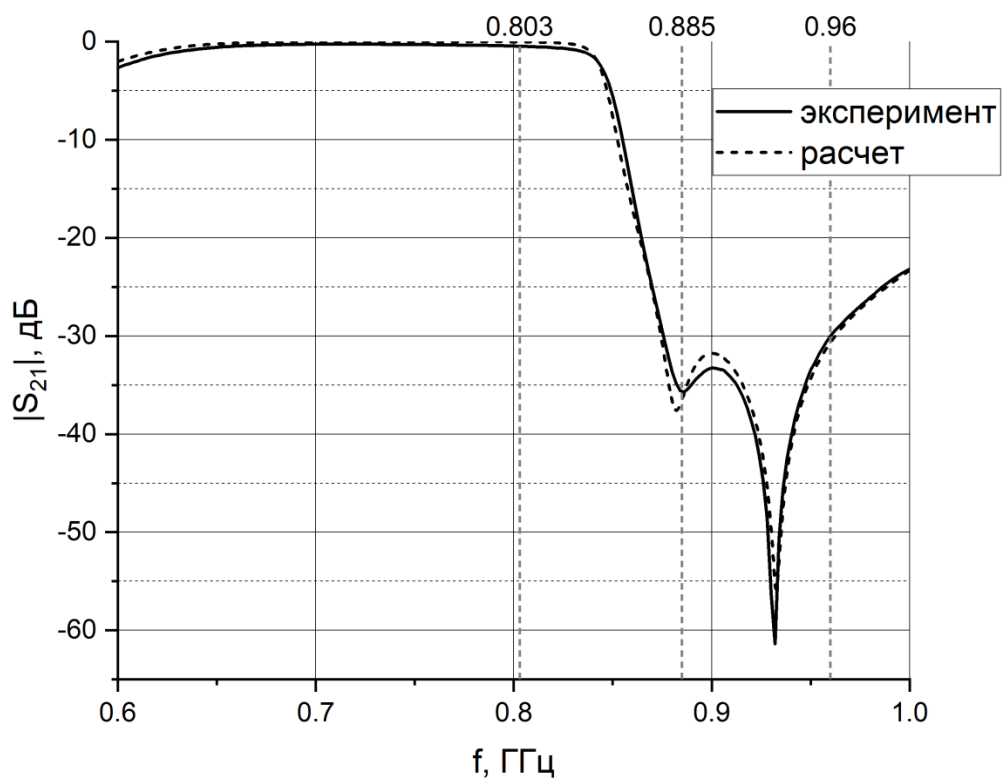


(б)

Рис. 4.6. Фото пары диплексеров диапазона 698-806 / 885-960 МГц с коаксиальными кабелями; (а) – общий вид, (б) – вид с торца.



(a)



(б)

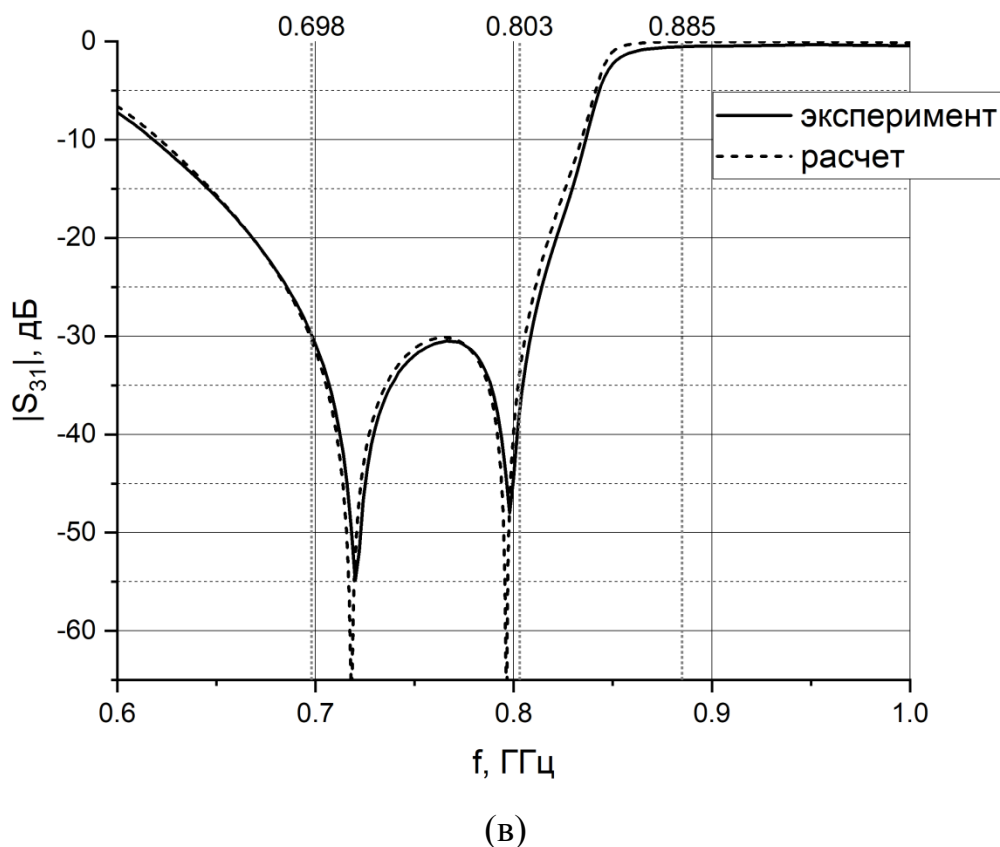


Рис. 4.7. Экспериментальные и расчетные характеристики разработанного диплексера диапазона 698-806 / 885-960 МГц; (а) – $|S_{11}|$, (б) – $|S_{21}|$, (в) – $|S_{31}|$.

Отметим важную особенность характеристик S_{21} , S_{31} на рис. 4.7,б,в. Как отмечалось при постановке задачи, к этим характеристикам не предъявляются требования по крутизне в областях частот ниже 698 МГц (для S_{21}) и выше 960 МГц (для S_{31}). Это позволяет упростить конструкцию диплексера, сократив количество резонаторов до минимума.

Таким образом, ключевая особенность предложенного физического решения для построения диплексеров заключается в использовании спиральной формы полосковых шлейфов с открытым концом, что позволяет формировать секции с высоким волновым сопротивлением. Данное решение обеспечивает также уменьшение вносимых потерь по сравнению с известными конструкциями диплексеров, использующими разомкнутые шлейфы прямой или изогнутой формы. Кроме того, предложенная структура позволяет улучшить согласование и сделать его менее зависимым от производственных допусков. Исследованная конструкция диплексера не имеет настроечных элементов, но при этом обеспечивает очень точное

совпадение теории и эксперимента. Использование формы меандра для других полосковых секций позволяет уменьшить размеры диплексера.

Предложенная конструкция диплексера с использованием спиральной и меандровой формы полосковых линий представляет собой перспективное решение для диплексеров современных мобильных систем связи.

4.2. Диплексер диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц

4.2.1. Синтез прототипа диплексера

Рассмотрим задачу разработки диплексера для базовых станций диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц, широко используемого в современных системах мобильной связи. В качестве базовой конструкции диплексера будем рассматривать структуру на основе симметричных полосковых линий, подробно описанную выше. Постановка задачи предполагает выполнение в целом аналогичных требований, предъявляемых к конструкции и электрическим характеристикам диплексера. В перечень этих требований входят низкие вносимые потери и высокое согласование в полосах пропускания, высокая развязка каналов и высокое затухание в полосах заграждения канальных фильтров, низкий уровень интермодуляционных искажений, компактная и технологичная конструкция, пригодная для массового производства. Возбуждение диплексера реализуется без коаксиальных разъемов с помощью прямого подключения 50-омных коаксиальных кабелей.

Особенность рассматриваемой постановки задачи заключается в том, что рабочие полосы частот диплексера располагаются в верхней части L-диапазона, относительные рабочие полосы частот равны соответственно 6.8% и 7.1% , а относительная полоса частот между близко расположенными рабочими диапазонами равна 3%. Т.е. необходимо обеспечить высокую крутизну частотных характеристик канальных фильтров в полосе 1830-1885 МГц, в то время как в области частот ниже 1710 МГц и выше 2025 МГц какие-либо ограничения на крутизну характеристик не накладываются.

С учетом этого, в базовой схеме диплексера, описанной выше можно также использовать по два четвертьволновых шлейфа в каждом канальном фильтре. Эквивалентная схема диплексера диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц изображена на рис. 4.8. Схема содержит несимметричное Т-образное разветвление линий и канальные фильтры, каждый из которых имеет три последовательных секции и два параллельно присоединенных шлейфа с открытым концом.

Математическое моделирование и оптимизация схемы диплексера выполнены на основе соотношений (2.3)-(2.12) для матриц рассеяния базовых блоков и соответствующих рекомпозиционных процедур. В качестве параметров при оптимизации выступали длины и волновые сопротивления всех секций на схеме (рис.4.8). В результате расчета на основе теории цепей получены параметры эквивалентной схемы диплексера, представленные в таблице 4.2. Номера секций обозначены $N1 \dots N11$, длины секций - L , волновые сопротивления - Z .

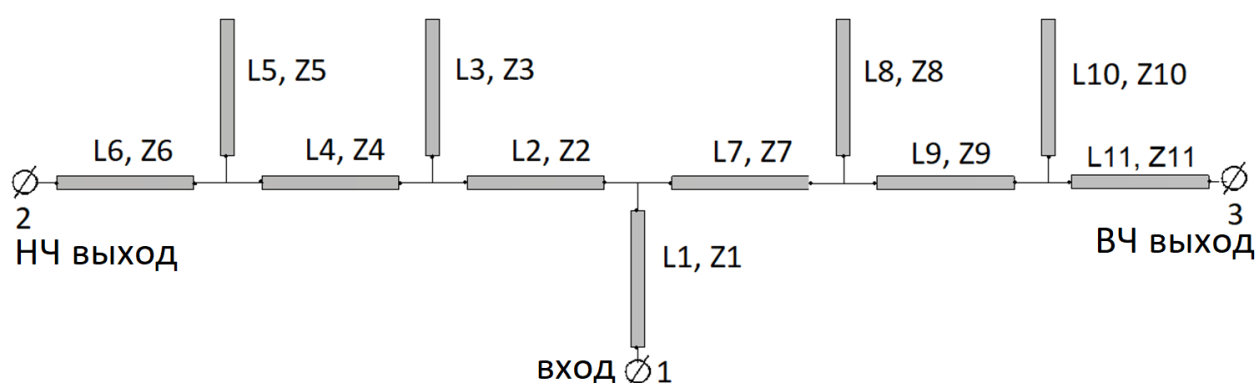


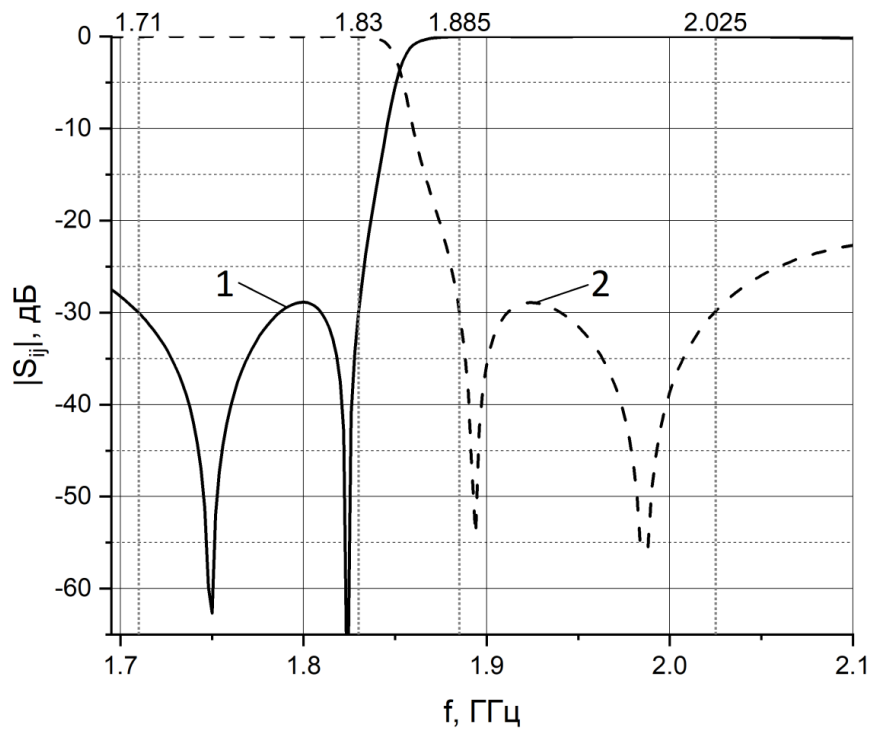
Рис. 4.8. Эквивалентная схема диплексера диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц.

Таблица 4.2. Параметры эквивалентной схемы диплексера на рис. 4.8.

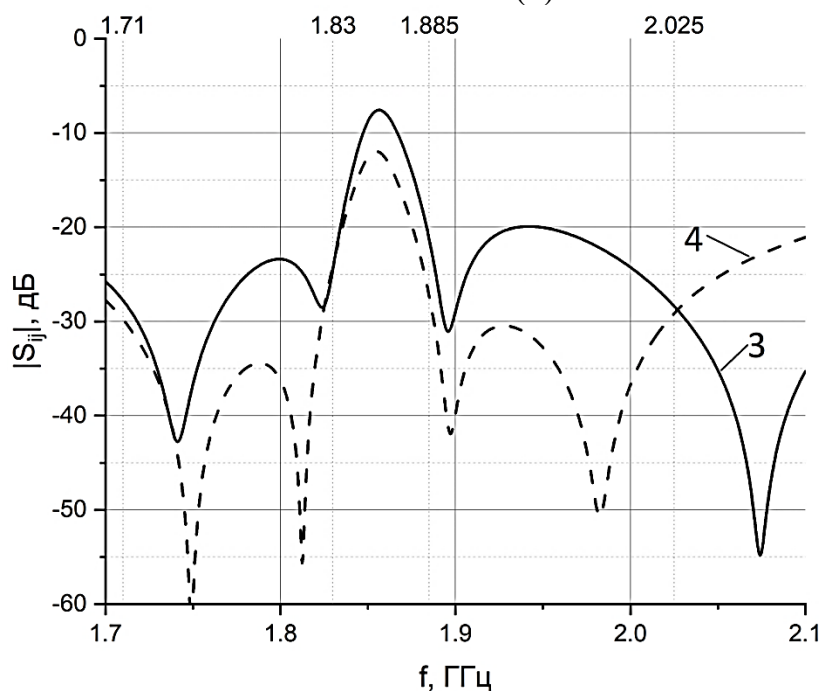
	N1	N2	N3	N4	N5	N6	N7	N8	N9	N10	N11
L, мм	36.11	6.91	39.59	10.37	37.74	9.75	65.6	41.09	71.02	42.85	27.04
Z, Ом	35.86	105.77	240	104.53	231.23	81.6	39.02	232.33	54.25	78.35	20.19
W, мм	12.96	2.12	-	2.19	0.01	3.74	11.63	0.01	8.01	4.04	25.85
Wп, мм	10.89	1.72	0.01	1.77	0.02	3.09	9.76	0.02	6.16	6.16	21.79

Частотные характеристики прототипа диплексера, рассчитанные по эквивалентной схеме (рис. 4.8), изображены на рис. 4.9. Характеристики полностью соответствуют требованиям для диплексеров базовых станций данного диапазона. Полюсы затухания в диапазоне 1710-1830 МГц на кривой $|S_{31}|$ формируются шлейфами с номерами N8, N10, а полюсы в полосе частот 1885-2025 МГц на ха-

рактеристике $|S_{21}|$ сформированы шлейфами N3, N5. Поскольку относительная полоса частот между верхним и нижним рабочим диапазоном диплексера составляет 3% (55 МГц), необходимо обеспечить высокую крутизну характеристик в этой области, что достигается расположением резонансов.



(а)



(б)

Рис. 4.9. Частотные характеристики прототипа диплексера, рассчитанные на основе эквивалентной схемы на рис. 4.8 с параметрами из Таблицы 4.2: (а) кривая 1 - $|S_{31}|$, кривая 2 - $|S_{21}|$; (б) кривая 3 - $|S_{11}|$, кривая 4 - $|S_{32}|$.

Относительная полоса частот для рабочих диапазонов диплексера в данном случае имеет среднюю ширину (6.8% и 7.1%), поэтому удается с помощью двух шлейфов в каждом из канальных фильтров обеспечить высокое согласование и развязку. Величина коэффициента отражения в полосах пропускания не превышает $|S_{11}| = -27$ дБ, Уровень заграждения в полосе частот 1710-1830 МГц составляет для $|S_{31}|$ величину -28 дБ, а в полосе 1885-2025 МГц заграждение не хуже -28 дБ для $|S_{21}|$.

При пересчете значений волновых сопротивлений в размеры полосковых секций предполагалось, что толщина полоскового проводника равна 0.5 мм, полосковый проводник расположен симметрично между пластинами вспененного диэлектрика с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=1.06$. Ширина полосковых проводников W в таблице 4.2 была рассчитана для корпуса прямоугольного поперечного сечения, у которого расстояние между широкими стенками равно 7 мм.

Полученные результаты для волновых сопротивлений показали, что некоторые секции не могут быть физически реализованы при выбранных параметрах симметричной полосковой линии. В частности, шлейфы с номерами N3, N5, N8 имеют очень высокие значения волновых сопротивлений (231...240 Ом), для которых ширина полоскового проводника по оценке получается равной порядка 0.01 мм. Для преодоления данной проблемы было предложено новое физическое решение, изложенное ниже.

4.2.2. Реализация диплексера и экспериментальные результаты

Как видно из таблицы 4.2, величины волновых сопротивлений различных секций отличаются почти в 12 раз. Причем наиболее высокие значения Z имеют шлейфовые резонаторы, а последовательно включенные секции полосковых проводников имеют более низкие значения волновых сопротивлений и, соответственно, довольно значительную ширину полосковых проводников W . Для того чтобы несколько уменьшить ширину полосковых линий в последовательных сек-

циях, можно уменьшить расстояние между широкими стенками корпуса, а для того, чтобы увеличить ширину параллельных шлейфов, можно увеличить высоту корпуса в той части, где располагаются шлейфы.

Исходя из этого, был предложен специальный вариант корпуса со сложным поперечным сечением, который состоит из двух частей разной высоты. Профиль корпуса для пары диплексеров в составе антенны базовой станции мобильной связи для работы на двух ортогональных поляризациях $\pm 45^\circ$ изображен на рис. 4.10. Корпус каждого диплексера имеет ступенчатый профиль и включает полость, у которой расстояние между широкими стенками равно $h_1 = 6$ мм, и полость с увеличенным расстоянием между широкими стенками, равным $h_2 = 10$ мм. Таким образом, высота этих частей корпуса отличается на 40%. Предполагается, что последовательные секции симметричной полосковой линии на схеме рис. 4.8 располагаются в части корпуса с меньшей высотой $h_1 = 6$ мм, а резонаторы в виде шлейфов с открытым концом располагаются в расширенной части корпуса с $h_2 = 10$ мм, что должно позволить скорректировать ширину секций полоскового проводника.

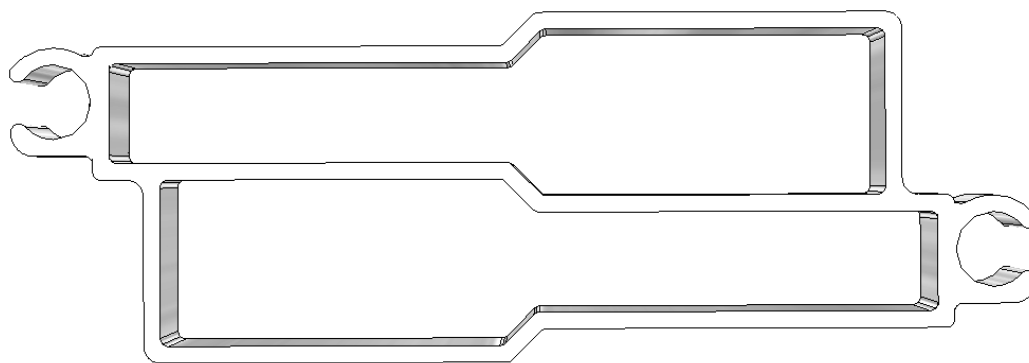


Рис. 4.10. Поперечное сечение металлического профиля для пары диплексеров в составе антенн базовых станций.

В нижней строке таблицы 4.2 приведены результаты расчета ширины секций полосковых проводников W_n , толщина которых равна 0.5 мм, причем открытые шлейфы N3, N5, N8 и N10 расположены внутри расширенной части металлического корпуса с расстоянием между широкими стенками $h_2 = 10$ мм, а последовательные секции разветвленного полоскового проводника расположены внутри

части металлического корпуса, имеющего расстояние между широкими стенками $h_1 = 6$ мм. Пространство между разветвленным полосковым проводником и стенками корпуса диплексера заполнено вспененным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=1.06$. Результаты расчета показали, что благодаря такой конфигурации корпуса и разветвленного полоскового проводника разница в ширине его секций уменьшилась. Ширина секций N1, N2, N4, N6, N7, N9, N11 уменьшилась, а ширина шлейфов несколько увеличилась по сравнению с исходным вариантом (когда высота полости равна 7мм). Однако ширина шлейфов осталась еще очень малой, что требует дополнительных изменений конструкции.

Для дополнительного увеличения ширины полосковых проводников, образующих разомкнутые шлейфы, они выполнены в форме плоской спирали. Такая форма позволяет сформировать разомкнутые шлейфы с требуемыми волновыми сопротивлениями из полосковых проводников шириной не менее $W_n=1.4$ мм. Топология полоскового проводника диплексера изображена на рис. 4.11, электродинамическая модель диплексера – на рис. 4.12, а пара диплексеров в сборе и с подключенными коаксиальными кабелями представлена на рис. 4.13.

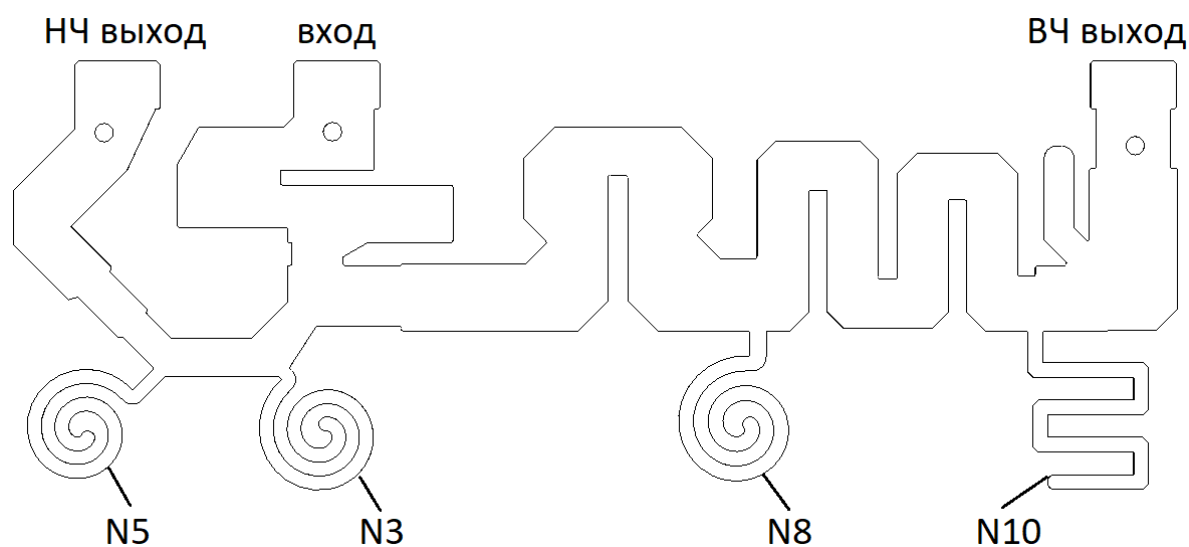


Рис. 4.11. Топология полоскового проводника диплексера, диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц.

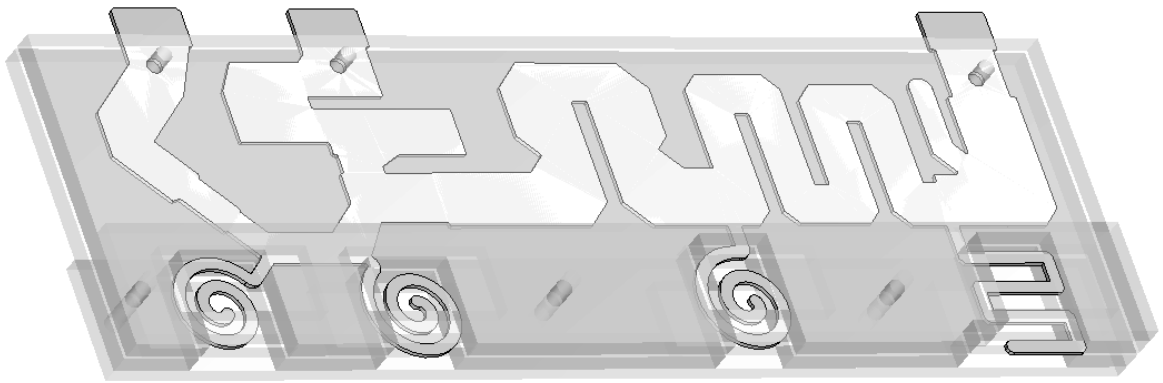


Рис. 4.12. Электродинамическая модель диплексера диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц.

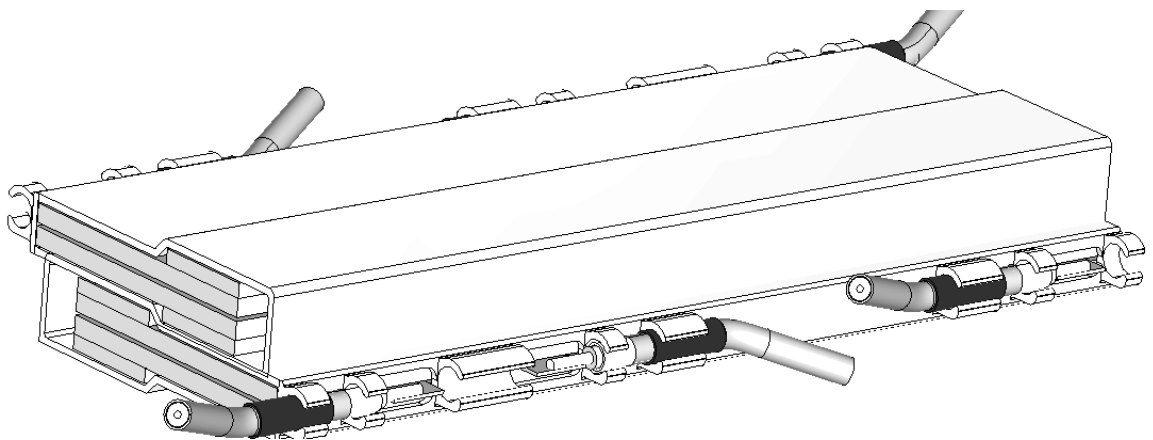


Рис. 4.13. Корпус диплексера с коаксиальными кабелями, подключенными к портам.

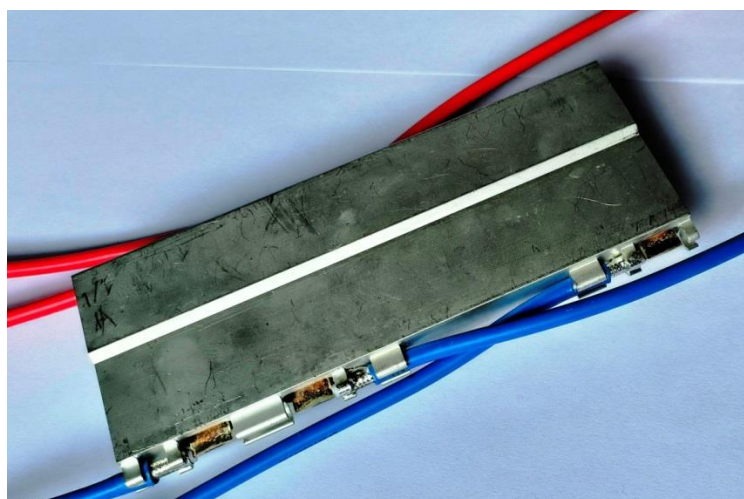
Вырезы в диэлектрических пластинах в области разомкнутых шлейфов на рис. 4.12 являются элементами настройки частотных характеристик диплексера. Эти вырезы уменьшают зависимость частотных характеристик диплексера от параметров диэлектрических пластин и снижают зависимость характеристик от технологических допусков.

Для подключения коаксиальных кабелей к портам диплексера используются отверстия в узкой стенке корпуса. Сигнальные проводники коаксиальных линий соединены с концами разветвленного полоскового проводника. Внешние проводники коаксиальных линий соединены с металлическими держателями цилиндрической формы на корпусе диплексера. Защитные трубки покрывают внеш-

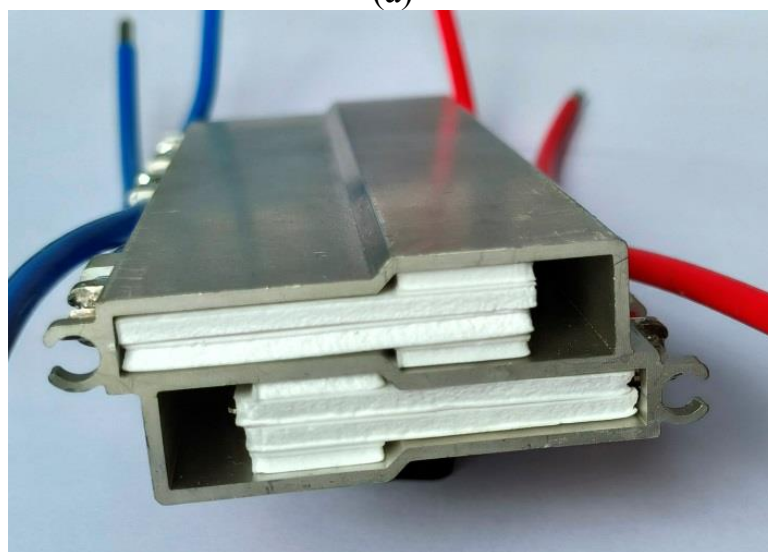
ние проводники коаксиальных линий и обеспечивают опору вблизи припаянных концов для предотвращения повреждения внешних проводников, когда они подвергаются вибрации. Кроме того, защитные трубки изолируют неприпаянные участки внешних проводников от корпуса и предотвращают соприкосновение двух металлических элементов, что обеспечивает низкий уровень пассивной интермодуляции. Цилиндрические диэлектрические штифты на всю высоту корпуса диплексера на рис. 4.12 необходимы для фиксации разветвленного полоскового проводника и диэлектрических пластин в корпусе.

По результатам синтеза прототипа диплексера на основе эквивалентной схемы на рис. 4.8 с параметрами в таблице 4.2 было получено начальное приближение для электродинамической модели на рис. 4.12. Частотные характеристики начальной конфигурации диплексера, рассчитанные в рамках строгой электродинамической модели, существенно деградируют по сравнению с характеристиками прототипа на рис. 4.9 и требуют дальнейшей оптимизации. Электродинамическое моделирование и оптимизация диплексера проводилось методом конечных элементов в среде CST MWS [76]. В результате многопараметрической численной оптимизации были достигнуты необходимые электродинамические характеристики диплексера.

Разработанный диплексер (рис. 4.12, 4.13) был успешно изготовлен и экспериментально протестирован (рис. 4.14). Экспериментальные и теоретические характеристики диплексера представлены на рис. 4.15. В рамках созданной электродинамической модели достигается высокое согласование диплексера в расширенных полосах частот. Расчетный коэффициент отражения S_{11} не превышает -20 дБ на частотах ниже 1.83 МГц и выше 1.885 МГц на рис. 4.15,а. Экспериментальная характеристика в целом соответствует расчетной, имеющиеся расхождения связаны с наличием технологических допусков, которые в данном диапазоне частот проявляются более заметно, чем в рассмотренном ранее диплексере диапазона 698-806/ 885-960 МГц. В рабочих диапазонах частот 1710-1830/1885-2025 МГц измеренное значение $S_{11} < -18.4$ дБ.



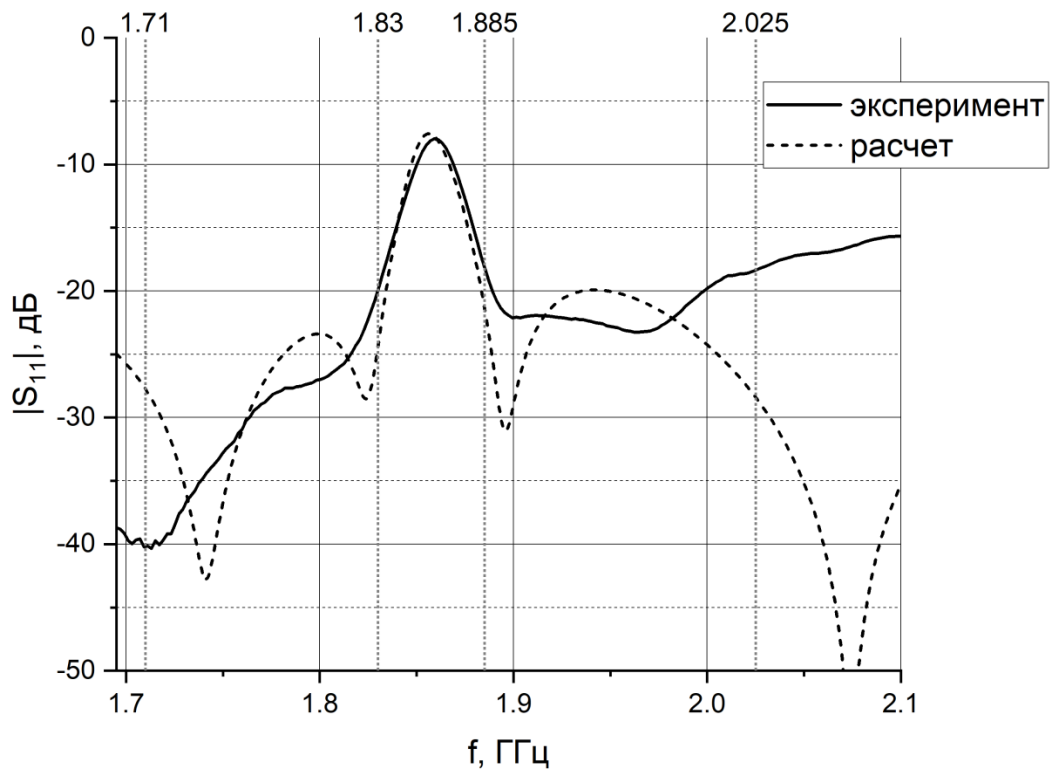
(а)



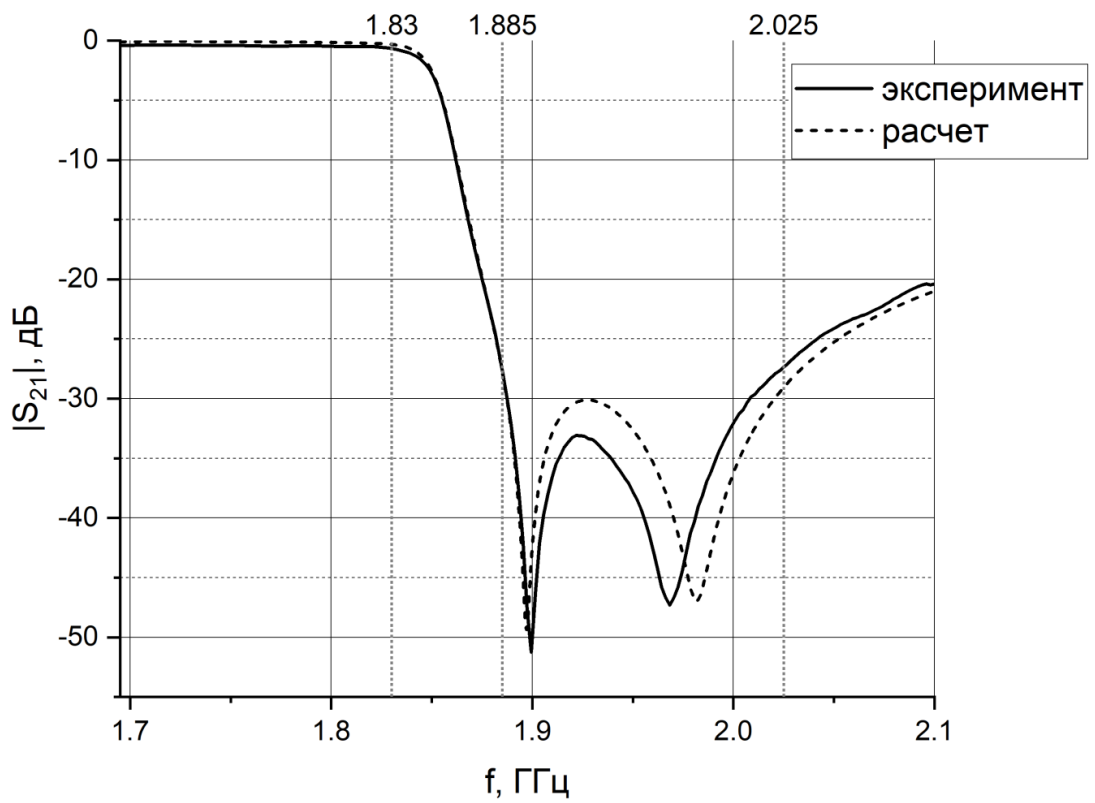
(б)

Рис. 4.14. Фото пары диплексов диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц: (а) – общий вид, (б) – вид с торца.

Частотные характеристики коэффициентов передачи по второму и третьему портам диплексера приведены на рис. 4.15,б,в. Имеет место хорошее совпадение экспериментальных и расчетных зависимостей S_{21} и S_{31} от частоты. Для S_{21} согласно расчету уровень заграждения в верхней полосе пропускания диплексера 1885-2025 МГц равен -27 дБ (рис. 4.15,б). Измеренное значение в этой полосе оказалось лучше и составило -33 дБ. Расчетное значение S_{31} в полосе 1710-1830 МГц равно -25 дБ, а экспериментальное -29 дБ (рис. 4.15,в). Развязка каналов диплексера составляет -30 дБ, измеренный уровень вносимых потерь в полосах пропускания диплексера 1710-1830 / 1885-2025 МГц не превышает 0.5 дБ.



(a)



(б)

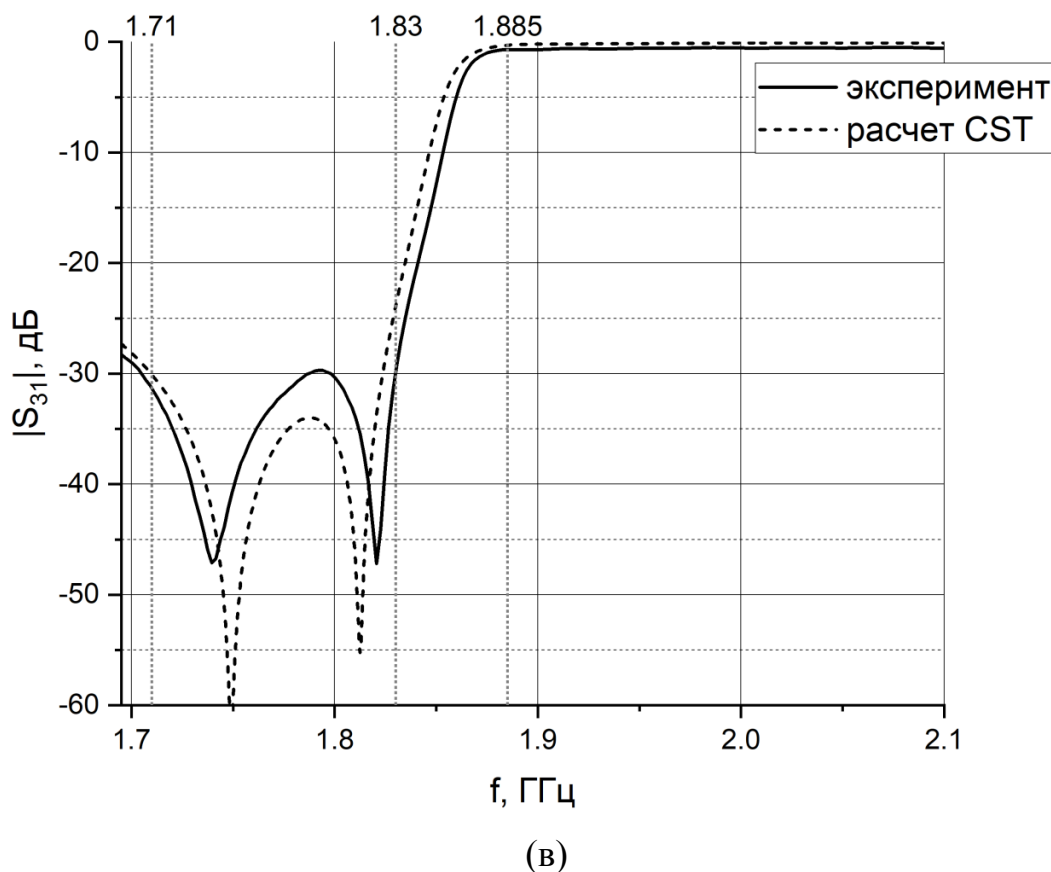


Рис. 4.15. Частотные характеристики разработанного диплексера диапазона 1710-1830 / 1885-2025 МГц: (а) - $|S_{11}|$, (б) - $|S_{21}|$, (в) - $|S_{31}|$.

Распределение электрического поля в диплексере на центральных частотах рабочих диапазонов представлено на рис. 4.16. На рис. 4.16,а при возбуждении порта 1 на частоте 1770 МГц основная волна распространяясь вдоль полоскового проводника, проходит в порт 2 и затухает в правой части схемы, что обеспечивает высокую развязку с портом 3. Отметим, что из-за взаимной связи каналов диплексера напряженность поля в области шлейфов N8, N10 имеет довольно высокое значение, что говорит об их влиянии на характеристики диплексера в нижнем рабочем диапазоне. Аналогично, при возбуждении порта 1 на частоте 1955 МГц волна проходит в порт 3 и быстро затухает в левой части схемы, не проходя в порт 2. Шлейфы N3, N5 также влияют на характеристики диплексера в верхнем рабочем диапазоне.

Разработанная конструкция из двух диплексов на рис. 4.14 имеет компактные размеры $135 \times 62 \times 21$ мм, что обеспечивает возможность ее размещения под обтекателем антенн базовых станций мобильной связи.



(а)



(б)

Рис. 4.16. Распределение электрического поля в диплексере; (а) на частоте 1770 МГц, (б) на частоте 1955 МГц.

4.3. Выводы

В данной главе предложен новый класс диплексеров для работы в составе антенн базовых станций мобильной связи. Основная особенность характеристик данного класса диплексеров – узкая частотная полоса, отделяющая рабочие диапазоны (порядка 1-9%), что требует высокой крутизны частотных характеристик в этой полосе частот.

Новое физическое решение для диплексеров реализовано на основе симметричных полосковых линий. Канальные фильтры представляют собой структуру, включающую несколько последовательно соединенных секций полосковых линий и параллельно соединенные четвертьволновые шлейфы с открытым концом, формирующие полюсы затухания, которые могут быть расположены выше или ниже полосы пропускания фильтра. Данная конструкция позволяет реализовать высокую крутизну частотных характеристик. Оба фильтра и согласующая цепь объединены в единый разветвленный полосковый проводник, расположенный в металлическом корпусе, который заполнен вспененным диэлектриком с диэлектрической проницаемостью порядка 1.

Синтез диплексеров выполнен на основе аппарата теории цепей. По итогам синтеза установлено, что волновые сопротивления разомкнутых шлейфов имеют большие значения (ширина полосковых проводников шлейфов мала), поэтому для их технологической реализации требуется новое физическое решение. В качестве такого решения было предложено использовать шлейфы в виде плоской спирали, что позволило существенно увеличить ширину полосковых проводников и сделать структуру технологически реализуемой.

В качестве дополнительной модификации конструкции диплексера для увеличения ширины полосковых проводников шлейфов был также предложен корпус сложного поперечного сечения со ступенчатой формой. При этом шлейфы располагаются в расширенной части корпуса, а полосковый проводник – в части корпуса с меньшей высотой.

Предложенная концепция реализована на примере диплексеров, работающих в диапазонах 698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 /1885-2025 МГц. Итоговые конструкции диплексеров получены в результате электродинамического моделирования и многопараметрической оптимизации. Диплексеры успешно изготовлены, экспериментально протестированы и имеют высокие электродинамические характеристики. Экспериментальные результаты хорошо согласуются с теоретическими. Для диплексера диапазона 698-806/885-960 МГц измеренные значения коэффициента отражения в полосах пропускания составляют -19.4 дБ, изоляция не хуже -30 дБ, вносимые потери менее 0.3 дБ. Диплексер диапазона 1710-1830 /1885-2025 МГц имеет экспериментальное значение коэффициента отражения в рабочих диапазонах не хуже -18.4 дБ, изоляцию -27 дБ и вносимые потери менее 0.5 дБ.

Предложенное решение характеризуется высокой технологичностью, простотой, повторяемостью характеристик, компактностью, не содержит настроечных элементов. Поскольку конструкция не содержит металлических деталей, соприкасающихся друг с другом, это позволяет также уменьшить уровень вносимых пассивных интермодуляционных искажений. Таким образом, данная конструкция в целом готова к массовому производству.

Заключение

Основные результаты, полученные в диссертационной работе, заключаются в следующем.

1. Разработана и экспериментально протестирована новая двухполяризационная антенна диапазона 1710-2170 МГц для базовых станций мобильной связи, работающих в угловом секторе 60° . Излучатели АР имеют цельнометаллическую конструкцию и реализованы на основе четырех петлевых вибраторов, формирующих две наклонные поляризации $\pm 45^\circ$. Предложен метод стабилизации ширины ДН АР с рабочей полосой до 25%, основанный на разбиении АР на три подрешетки. Средняя подрешетка вертикальной АР содержит по два излучателя в каждом горизонтальном ряду, а верхняя и нижняя подрешетки содержат по одному излучателю в каждом ряду. Средняя подрешетка обеспечивает сужение ДН до требуемой величины, а верхняя и нижняя подрешетки позволяют снизить УБЛ и уменьшить частотную зависимость ширины ДН. Установлено, что оптимальное соотношение количества рядов средней подрешетки к суммарному числу рядов крайних подрешеток равно $3/2$.

Экспериментально подтверждены высокие характеристики АР. Ширина ДН по уровню половинной мощности в рабочей полосе частот равна $2\theta_{0.5}=36^\circ \pm 2.3^\circ$. Коэффициент отражения составляет 20 дБ, УБЛ равен -20 дБ, коэффициент отражения по входам не превышает -18.5 дБ, поляризационная развязка -30 дБ. Уровень интермодуляционных искажений -107 дБм.

2. Предложена и экспериментально исследована новая двухполяризационная АР для базовых станций диапазона 1710-2690 МГц и углового сектора 60° . В качестве элемента АР использован широкополосный цельнометаллический излучатель оригинальной конструкции на скрещенных диполях, формирующий две наклонные поляризации $\pm 45^\circ$. Предложен и реализован для данной АР новый метод стабилизации ширины ДН в полосе частот до 45%. АР включает горизонтальные ряды (подрешетки) из трех излучателей, расположенных в узлах треугольной

сетки. Каждая 3-элементная подрешетка возбуждается трехканальным несимметричным частотно-зависимым микрополосковым делителем мощности оригинальной конструкции. Рабочий диапазон антенны разделен на верхнюю и нижнюю половины. ДМ синтезирован так, что в нижнем поддиапазоне амплитуды на крайних излучателях больше, чем амплитуда на центральном излучателе, а в верхнем поддиапазоне наоборот, амплитуда на среднем элементе больше, чем на крайних. Каждая тройка излучателей возбуждается отдельной платой с двумя трехканальными ДМ, которые соответствуют двум поляризациям. Важным элементом на плате является оригинальное предложенное перекрещивание МПЛ.

Экспериментальные результаты показывают высокие характеристики разработанной АР. Изменение ширины ДН по уровню половинной мощности в рабочей полосе частот составляет около 6.8° . Коэффициент усиления равен 17 дБ, УБЛ не превышает -15.5 дБ, коэффициенты отражения портов -20 дБ, развязка -30 дБ, уровень интермодуляционных искажений 108 дБм.

3. Разработана и экспериментально исследована новая двухдиапазонная антенна для базовых станций диапазона 690-960 МГц / 1710-2690 МГц и углового сектора 120° . Антенна выполнена на основе интегрированной апертуры и состоит из двухэлементной АР излучателей нижнего диапазона 690-960 МГц в центре апертуры и двух четырехэлементных АР верхнего диапазона 1710-2690 МГц, расположенных по краям апертуры. Излучатели нижнего диапазона выполнены на основе четырех петлевых диполей в печатном исполнении, формирующих две наклонные поляризации $\pm 45^\circ$. Двухполяризационные излучатели верхнего диапазона представляют собой цельнометаллические скрещенные диполи с металлической пластинкой на диэлектрических держателях, вынесенной над диполями, что позволяет сузить ДН. Печатная конструкция НЧ излучателей и модифицированная конструкция ВЧ излучателей позволяют уменьшить взаимную связь элементов АР.

Экспериментальные исследования подтвердили высокие характеристики антенны. Изменение ширины ДН по уровню половинной мощности составляет не более 4° и 5° в нижнем и верхнем диапазонах соответственно, коэффициент усиления в этих диапазонах 10 дБ и 12.5 дБ, УБЛ равен -14дБ/-15.5 дБ. Антенна имеет высокое согласование, коэффициенты отражения в рабочих диапазонах не превышают -15 дБ, развязка -25 дБ, интермодуляционные искажения 108 дБм.

4. Предложена новая модификация диплексеров на встречно-штыревых резонаторах для базовых станций. Конструкция диплексера включает два канальных фильтра на встречно-штыревых резонаторах и согласующую цепь на Т-образном разветвлении коаксиальной линии с прямоугольным сечением. Фильтры и согласующая цепь выполнены в виде единого элемента (корпуса), который не содержит отделяющихся частей. Настройка резонаторов осуществляется с помощью электрических винтов в верхней крышке на корпусе диплексера. Предложен метод формирования полюса затухания в характеристике для улучшения развязки.

Успешно разработаны, изготовлены и протестированы диплексеры диапазонов 690-862/880-960 МГц, 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц. Высокие характеристики диплексеров подтверждены экспериментально. В частности, диплексер диапазона 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц имеет потери менее 0.15 дБ, коэффициент отражения в полосах пропускания -20 дБ, развязку каналов -30 дБ, интермодуляционные искажения -124 дБм при очень компактных размерах.

5. Предложена комбинированная методика синтеза данного класса диплексеров, основанная на применении матриц связи. Методика включает синтез прототипов фильтров на основе матриц связи, решение задач на собственные значения для одиночного и пары связанных резонаторов, анализ и оптимизацию методом конечных элементов каждого из фильтров. На заключительном этапе осуществляется электродинамический расчет методом конечных элементов и численная оптимизация диплексера в сборе.

6. Предложена новая конструкция диплексеров для случая узкой полосы частот между рабочими диапазонами (1-9%). Конструкция реализована на симметричных полосковых линиях с заполнением в виде вспененного диэлектрика с малым значением диэлектрической проницаемости. Оба канальных фильтра и согласующая цепь выполнены в виде разветвленного полоскового проводника с четвертьволновыми шлейфами, формирующими полюсы затухания. Поскольку синтезированные значения волновых сопротивлений шлейфов оказываются большими, ключевые особенности конструкции заключаются в реализации таких полосковых шлейфов. Новизна предложенного решения заключается в том, что а) шлейфы свернуты в плоскую спираль, и 2) использован корпус сложного поперечного сечения, что позволило увеличить ширину полосковых проводников шлейфов и сделать их физически реализуемыми.

В соответствии с предложенной концепцией разработаны, изготовлены и экспериментально исследованы диплексеры диапазонов 698-806 / 885-960 МГц и 1710-1830 / 1885-2025 МГц. Оба диплексера имеют низкие вносимые потери (-0.3 дБ/-0.5 дБ соответственно), высокое согласование ($S_{11} = -19.4$ дБ/ -18.4 дБ), высокую развязку ($S_{32} = -30$ дБ/ -27 дБ соответственно). Предложенная конструкция отличается технологичностью, простотой, высокой повторяемостью и компактными размерами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yejun He, Yadong Yue and Zhongxiang Shen, A Novel Broadband Dual-Polarized Antenna Element for LTE700 MHz/GSM850 MHz/GSM900 MHz // Applications IEEE Access, Year: 2016, Volume: 4, Pages: 4321 – 4326.
2. Yejun He and Wei Tian, A broadband dual-polarized base station antenna element for European Digital Dividend, CDMA800 and GSM900 applications // 2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Year: 2017, Pages: 659 – 663.
3. Rui Wu and Qing-Xin Chu, A Wideband Dual-Polarized Antenna for LTE700/GSM850/GSM900 // Applications IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Year: 2017, Volume: 16, Pages: 2098 – 2101.
4. Zengdi Bao, Zaiping Nie and Xianzheng Zong, A broadband dual-polarization antenna element for wireless communication base station // IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Year: 2012, Pages: 144 – 146.
5. Xing-Xin Guo and Qing-Xin Chu, Wideband dual-polarized base station antenna with high isolation and low cross polarization for LTE communication system // IEEE International Wireless Symposium (IWS), Year: 2013, Pages: 1 – 3.
6. Z. Bao, Z. Nie and X. Zong, A Novel Broadband Dual-Polarization Antenna Utilizing Strong Mutual Coupling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, pp. 450-454, Jan. 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2287010.
7. Qing Zhang, Yong-zhi Sun, Wei-guang Wang, Xu Zhao and Yi-xiao Wang, Design of a broadband dual-polarization antenna // Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Year: 2014, Pages: 67 – 69.
8. Yuan He, Yejun He and Manos M. Tentzeris, A broadband dual-polarization base station antenna element with a coupling feed // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Year: 2015, Pages: 2001 – 2002.
9. Yejun He and Yadong Yue, A novel broadband dual-polarized dipole antenna element for 2G/3G/LTE base stations // IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Year: 2016, Pages: 102 – 106.
10. Wei-Ji Chen and Joseph Poujiong Wang, Broadband dual-polarized high gain lens antenna array for base station applications // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Year: 2017, Pages: 827 – 828.
11. Hasan Raza, Ahmed Hussain, Jian Yang and Per-Simon Kildal, Wideband Compact 4-Port Dual Polarized Self-Grounded Bowtie Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Year: 2014, Volume: 62, Issue: 9, Pages: 4468 – 4473.

12. Sadegh Mansouri Moghaddam, Per-Simon Kildal, Andrés Alayón Glazunov, Jian Yang and Mattias Gustafsson, A self-grounded dual-polarized wideband bow-tie with improved MIMO performance in Random-LOS // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Year: 2016.
13. Abdul-Sattar Kaddour, Serge Bories, Christophe Delaveaud and Anthony Bellion, Wideband dual-polarized magneto-electric miniaturization using capacitive loading // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Year: 2017, Pages: 545 – 546.
14. Z. Liu, J. Liu, Z. Liu, Y. Zhang, and X.-Y. Zhang, A Novel Dual-Band And High-Gain Antenna For 2G/3G Base Station // Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 54, 1–6, 2015.
15. Yejun He, Zhengzheng Pan, Xudong Cheng, Yuan He, Jian Qiao and Manos M. Tentzeris, A Novel Dual-Band, Dual-Polarized, Miniaturized and Low-Profile Base Station Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.:63, Issue: 12, Dec. 2015.
16. Guanfeng Cui, Shi-Gang Zhou, Gang Zhao, and Shu-Xi Gong, A Compact Dual-Band Dual-Polarized Antenna for Base Station Application // Progress In Electromagnetics Research, Vol. 64, p.61–70, 2016.
17. H. Huang, Y. Liu, and S. Gong A novel dual-broadband and dualpolarized antenna for 2G/3G/LTE base stations // IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 64, N. 9, Sep. 2016, pp. 4113-4118.
18. He Huang, Ying Liu, and Shuxi Gong, A Dual-Broadband, Dual-Polarized Base Station Antenna for 2G/3G/4G Applications // IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, Vol. 16, 2017.
19. Y. He, W. Tian and L. Zhang, A Novel Dual-Broadband Dual-Polarized Electrical Downtilt Base Station Antenna for 2G/3G Applications // IEEE Access, vol. 5, pp. 15241-15249, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2720591.
20. Zhang X.Y., Xue D., Ye L.H., Pan Y.M., Zhang Y. Compact Dual-Band Dual-Polarized Interleaved Two-Beam Array With Stable Radiation Pattern Based on Filtering Elements // IEEE Trans. on Antennas and Propag., V. 65, No. 9, September 2017, pp. 4566 - 4575.
21. Cui G., Zhou S.G., Zhao G., Gong S.X. A Compact Dual-Band Dual-Polarized Antenna for Base Station Application // Progress In Electromagnetics Research C, 2016, Vol. 64, pp. 61–70.
22. Zhang X., Yang G., Wang X., Li B. A Dual-Band and Dual-Polarized Antenna Array for 2G/3G/LTE Base Stations // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 26, No. 2, February 2016, pp. 154-163. doi: 10.1002/mmce.20948.

23. Feng B., TU Y., Chung K.L. and Zeng Q. A Beamwidth Reconfigurable Antenna Array With Triple Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Elements // *IEEE Access*, Vol. 6, 2018, pp. 36083-36091. doi 10.1109/ACCESS.2018.2851992.
24. Chen S. and Luk K.M. High performance dual-band dual-polarized magneto-electric dipole base station antenna // *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2014, pp. 321-323.
25. Sonkki M., Myllymäki S., Putaala J., Heikkinen E., Haapala T., Posti H. and Jantunen H. Dual Polarized Dual Fed Vivaldi Antenna for Cellular Base Station Operating at 1.7–2.7 GHz // *International Journal of Antennas and Propagation Volume* 2017, Article ID 1304359, 8 p. doi. 10.1155/2017/1304359.
26. Nie L.Y., Lin X.Q., Chen Y. J., Zhang J., Wang B., Yang Z.Q. and Fan Y. A Low-Profile Coplanar Dual-Polarized and Dual-Band Base Station Antenna Array // *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 66, N.12, December 2018 pp. 6921-6929.
27. Plet J., Hilary A., Coquille G., Julien T. and Fauquert G. Dual polarized radiating dipole antenna // Patent US20130271336A1, H01Q9/16, USA Oct. 17, 2013.
28. Jones B.B., Allan J.K.A. Ultra-wideband dual-band cellular base station antenna // Patent US9859611B2, H01Q1/246, USA Jan. 2, 2018.
29. Y. He, Y. Yue, L. Zhang and Z. N. Chen, A Dual-Broadband Dual-Polarized Directional Antenna for All-Spectrum Access Base Station Applications // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 1874-1884, April 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3026919.
30. X. Lu, Y. Chen, S. Guo and S. Yang. An Electromagnetic-Transparent Cascade Comb Dipole Antenna for Multi-Band Shared-Aperture Base Station Antenna Array // *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 70, NO. 4, APRIL 2022, pp. 2750-2759.
31. D. Zheng, Y. Luo and Q.X. Chu. A Miniaturized Wideband Dual-Polarized Antenna Based on Mode-Control Principle for Base-Station Applications // *IEEE Access*, V. 8, 2020, pp. 62218-62227.
32. Y. Qin, R. L. Li, Q. Xue, X. Zhang and Y. Cui. Aperture-Shared Dual-Band Antennas With Partially Reflecting Surfaces for Base-Station Applications // *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 70, NO. 5, MAY 2022, pp. 3195-3207.
33. F. Jia, Z. Zheng, Q. Wang, P. Liu, S. Liao, W. Che and Q. Xue. A New Multi-Band Multi-Array Antenna Configuration with Scattering Suppression for Radiation Pattern Distortion Mitigation of Base Station // *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 2022, pp. 1-6, early access article.
34. Y. He, W. Huang, Z. He, L. Zhang, X. Gao and Z. Zeng, A Novel Cross-Band Decoupled Shared-Aperture Base Station Antenna Array Unit for 5G Mobile

Communications // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 3, pp. 583-593, 2022, doi: 10.1109/OJAP.2022.3173159.

35. C.F. Ding, X.Y. Zhang and M. Yu. Simple Dual-Polarized Filtering Antenna With Enhanced Bandwidth for Base Station Applications // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 68, N. 6, JUNE 2020, pp. 4354-4361.

36. L. H. Ye, X. Y. Zhang, Y. Gao and Q. Xue, Wideband Dual-Polarized Four-Folded-Dipole Antenna Array With Stable Radiation Pattern for Base-Station Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 6, pp. 4428-4436, June 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2969749.

37. W. Chen et al., A Low Profile Broadband Dual-Polarized Base Station Antenna Using Folded Dipole Radiation Element // IEEE Access, vol. 7, pp. 67679-67685, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2918303.

38. Rong Chao Dai, Huafeng Su, Sheng Jie Yang, Jun-Hui Ou and Xiu Yin Zhang. Broadband Electromagnetic-transparent Antenna and Its Application to Aperture-Shared Dual-Band Base Station Array// IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 71, NO. 1, January 2023, pp. 180-189.

39. Yiran Da, Xiaoming Chen and Ahmed A. Kishk. In-Band Mutual Coupling Suppression in Dual-Band Shared-Aperture Base Station Arrays Using Dielectric Block Loading // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 70, NO. 10, OCTOBER 2022, pp. 9270-9281.

40. L. H. Ye, D. G. Ye, Z. Chen and J. F. Li, Ultra-Wideband Dual-Polarized Base-Station Antenna With Stable Radiation Pattern // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 71, no. 2, pp. 1919-1924, Feb. 2023, doi: 10.1109/TAP.2022.3221024.

41. Hai Lin, Wen YU, Fangshun Deng., Baihui Liao and Rongxin Tang. A Compact Wideband Dual-Polarized Base Station Antenna Using Asymmetric Dipole // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 3, 2022, pp.189-195.

42. Xuekang Liu, Steven Gao, Benito Sanz-Izquierdo, Haiwei Zhang, Lehu Wen, Wei Hu, Qi Luo, Josaphat Tetuko Sri Sumantyo and Xue-Xia Yang. A Mutual-Coupling-Suppressed Dual-Band Dual-Polarized Base Station Antenna Using Multiple Folded-Dipole Antenna // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 70, NO. 12, DECEMBER 2022, pp. 11582-11594.

43. S. Wu and F. Shang, Broadband Dual-Polarized Magnetolectric Dipole Antenna With Compact Structure for 5G Base Station // IEEE Access, vol. 11, pp. 20806-20813, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3247821.

44. Xin-Hao Ding, Jun-Yao Yang, Wen-Wen Yang and Jian-Xin Chen. Compact Dual-Band and Dual-Polarized Base Station Antenna With Shared-Dipole Ele-

ments // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 22, NO. 6, JUNE 2023, pp. 1371-1375.

45. Yixin Li and Qing-Xin Chu. Dual-Band Base Station Antenna Array Using the Low-Band Antenna as Parasitic Decoupler // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 21, NO. 7, JULY 2022, pp. 1308-1312.

46. Jin Jiang and Qing-Xin Chu. Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antenna Array Based on 3-D Chokes // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 22, NO. 4, APRIL 2023, pp. 824-828.

47. Yixin Li and Qing-Xin Chu. Self-Decoupled Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antenna Array // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 70, NO. 7, JULY 2022, pp. 6024-6029.

48. Qiang-Ming Cai, Tang Chen, Yuying Zhu^{#3}, Mulin Liu, Yuan Zhang, Shilu Deng, Bo Pu and Jun Fan. A Novel Compact Broadband Dual-Polarization Antenna for 2/3/4/5G Base Station // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/USNC-URSI), 2022, pp. 601-602.

49. Xia Lei, Song Lei, Wu Bian, Bo Xiaodong and Chen, Jianzhong, Double-layer suspended stripline resonator with high quality factor for base-station diplexer application // Electronics Letters Vol. 54, No 8, pp. 513–515, 2018 doi:10.1049/el.2018.0388.

50. Miyazaki, M., Asao, H., and Ishida, O. A Broadband Dielectric Diplexer using a Snaked Strip-Line // IEEE MTT-S Digest, 1991, pp. 551-554.

51. Galin, I. A NEW DIPLEXER–REALIZED IN STRIPLINE // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1981, pp. 212-214.

52. Macchiarella, G., Gentili, G. G., Politi, M., Bonaventura, M., and Martin, M. Design of a Planar, High Isolation Diplexer in Ku Band for Application to SmartLNB // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2018, pp. 529-532.

53. S. Guo, B. Wu and L. Ding, Design of Miniaturized Low-Loss Suspended Stripline Diplexer // IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), Chengdu, China, 2024, pp. 1-3, doi: 10.1109/RFIT60557.2024.10812418.

54. W. Menzel and A. Balalem, Quasi-lumped suspended stripline filters and diplexers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 10, pp. 3230-3237, Oct. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.855139.

55. V. K. Velidi, U. Prabhakaran, A. V. G. Subramanyam, D. Sivareddy and V. V. Srinivasan, Design of compact microstrip diplexer with high selectivity // International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM), Bangalore, India, 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/SPCOM.2012.6290012.

56. U. Waheed, A. Imtiaz and M. Shafqat, Suspended stripline diplexer design using low pass and high pass filters // 15th International Bhurban Conference on Ap-

plied Sciences and Technology (IBCAST), Islamabad, Pakistan, 2018, pp. 850-852, doi: 10.1109/IBCAST.2018.8312324.

57. X. Guan, W. Liu, B. Ren, M. Xu, X. Zhang and Z. Ma, Synthesized Microstrip Diplexer with Coplanar Waveguide Feeding Based on Composite Resonators // 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shanghai, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386902.

58. Sieganschin, A., Tegowski, B., Jaschke, T. and Jacob, A. F. Compact Diplexers With Folded Circular SIW Cavity Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, vol. 69(1), pp. 11-18.

59. Y. Wu, L. Hao, W. Wang and Y. Yang, Miniaturized and Low Insertion Loss Diplexer Using Novel Inter-Digital Capacitors and Microstrip Section Inductors // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 69, no. 11, pp. 4303-4307, Nov. 2022, doi: 10.1109/TCSII.2022.3181150.

60. Zhou K, Zhou C, Wu W. Compact Planar Substrate-Integrated Waveguide Diplexers With Wide-Stopband Characteristics // Int J RF Microw Comput Aided Eng. 2020, doi:10.1002/mmce.22179.

61. Al-Majdi, K.; Mezaal, Y.S., New Miniature Narrow Band Microstrip Diplexer for Recent Wireless Communications // Electronics, Dec. 2023, pp. 716, doi:10.3390/electronics12030716.

62. Zheng Chen, Kun Li, Xing-Jian Zhong and De-Xin Qu, A stripline diplexer with stopband and isolation performances enhanced by metalized holes // IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Beijing, 2016, pp. 845-847, doi: 10.1109/ICMMT.2016.7762462.

63. Y. Zhang, J. A. Ruiz-cruz and K. A. Zaki, Ridge Waveguide Coupled Stripline Resonator Filters and Multiplexers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA, 2006, pp. 681-684, doi: 10.1109/MWSYM.2006.249724.

64. Y. -M. Xue, L. Yang, J. -X. Xu, X. -L. Zhao and X. Y. Zhang, Wideband Diplexer With Narrow Channel Spacing Using Hybrid Bandpass-Bandstop Structures // IEEE Access, vol. 8, pp. 137783-137788, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3012348.

65. Chaudhary, M.A., Roshani, S. and Shabani, S. A Miniaturized Dual-Band Diplexer Design with High Port Isolation for UHF/SHF Applications Using a Neural Network Model // Micromachines 2023, 14, 849. <https://doi.org/10.3390/mi14040849>.

66. Al-Majdi, Kadhum & Mezaal, Yaqeen, Microstrip diplexer for recent wireless communities // Periodicals of Engineering and Natural Sciences (PEN) vol.10(1), pp. 387-396, Jan. 2022, doi:10.21533/pen.v10i1.2664.

67. Balanis C.A. Modern antenna handbook. - Hoboken, NJ: Wiley, 2018. XX p.

68. Y. Liu, H. Yi, F.-W. Wang, and S.-X. Gong A novel miniaturized broadband dual-polarized dipole antenna for base station // *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, 2013, pp. 1335-1338.
69. Y. Gou, S. Yang, J. Li, and Z. Nie A compact dual-polarized printed dipole antenna with high isolation for wideband base station applications // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, N. 8, Aug. 2014, pp. 4392-4395.
70. H. Huang, Y. Liu, and S. Gong A novel dual-broadband and dualpolarized antenna for 2G/3G/LTE base stations // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, N. 9, Sep. 2016, pp. 4113-4118.
71. Sledkov V.A., Li Z. Miniaturized dual-polarized base station antenna // Patent US20180034165A1, H01Q15/14, USA 2016-08-01/ 2018-02-01.
72. Li Z. Miniaturized dual-polarized base station antenna // Patent US10205226B2, H01Q1/246, USA 2015-09-25/ 2019-02-12.
73. S. Haihan, D. Can, J. Bevan and G. Y. A Wideband Base Station Antenna Element With Stable Radiation Pattern and Reduced Beam Squint // *IEEE Access*. Nov. 2017. pp. 1-1. doi:10.1109/ACCESS.2017.2763177.
74. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. - В 2-х ч. Ч. 1, М.: Связь, 1977, 384 с.
75. Пономарёв Л.И., Скородумов А.И., Ганицев А.Ю. Антенные системы сотовой связи – М: Вузовская книга, 2015. 364 с.
76. CST MWS, <https://www.3ds.com/>
77. Hiroshi Saka Microwave filter // Patent US5015976A, H01P1/2039, USA 1991-05-14.
78. Hiroshi Saka Microwave band-pass filter having frequency characteristic of insertion loss steeply increasing on one outside of pass-band // Patent US5291161A, H01P1/2039, USA 1994-03-01.
79. G. L. Matthaei, L. Young, M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* // McGraw-Hill, New York, vol. 1, 2, 1972.
80. H. Wang, G. Si, N. Meng, B. Yang, P. Zhou, S.Gao, Y. Zhang, W. Sun, J. Zhou, K. Zhang, H. Li, Z. Shang, R. Zhang, Base station RF duplexer, RF module and RF System // US Patent No.: US2010/0207705 A1, Pub. Date: Aug. 19, 2010.
81. T.R. Wulff, Receive/transmit multiple cavity filter having single input/output cavity // US Patent No.: US6392506B2, Pub. Date: May 21, 2002.
82. K. Shamsaifar, T. Rodriguez, J. Haas, High-Power Compline Diplexer for Space // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, No. 5, pp. 1850-1860, May 2013.

83. K. Hano, H. Kohriyama, K. Sawavoto, A Direct-Coupled $\lambda/4$ -Coaxial Resonator Bandpass Filter for Land Mobile Communications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 34, No. 9, pp. 972-976, 1986.
84. M. B. Manuilov, K. V. Kobrin, Electrodynamic Analysis of Passive Devices Based on Waveguides with Complex Sections // Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 54, No.11, pp. 1244-1257, 2009.
85. M.B. Manuilov, K. V. Kobrin, G. P. Sinyavsky, O. S. Labunko, Full wave hybrid technique for CAD of passive waveguide components with complex cross section // PIERS Proceedings, pp.1459-1463, Moscow, August 18-21, 2009.
86. M.B. Manuilov, G. P. Sinyavsky, Wave scattering by multielement irregularities included into waveguide filters and multiplexers // Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 46, No.2, pp. 127-133, 2001.
87. M.B. Manuilov, K.V. Kobrin, Small-size waveguide diplexer based on E-plane quasi-planar filters // Radiophysics and Quantum Electronics, vol. 59, No. 4, pp. 301-309, 2016.
88. Ansys HFSS, <https://www.ansys.com>
89. R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications. // Hoboken, NJ: Wiley, 2018.
90. R.R. Mansour. RF Filters and Diplexers for Wireless System Applications // State-of-the-Art and Trends. Proceed. Radio and Wireless Conference, 2003. RAW-CON'03. pp. 373-376, 2003.
91. Hunter IC, Billonet L, Jarry B, et al. Microwave filters-applications and technology // IEEE Trans Microwave Theory Tech. 2002; 50(3):794-805.
92. Macchiarella G, Tamiazzo S. Synthesis of star-junction multiplexers // IEEE Trans Microwave Theory Tech. 2010; 58(12):3732-3741.
93. Zhao P, Wu KL. An analytical approach to synthesis of diplexers with an optimal lumped-element junction model // Proceedings of IEEE MTT-S Intern microwave Symposium; Tampa; 2014:1-3.
94. Fiedziuszek SJ, Hunter IC, Itoh T, et al. Dielectric materials, devices, and circuits // IEEE Trans Microwave Theory Tech. 2002; 50(3):706-720.
95. Zhang ZC, Chu QX, Wong SW, et al. Triple-mode dielectric-loaded cylindrical cavity diplexer using novel packaging technique for LTE base-station applications // IEEE Trans Compon Packag Manuf Tech. 2016;6(3):383-389.
96. Wu KL. Recent progress in Non-planar microwave filters – from theory and Practices // Proceedings of Asia Pacific microwave Conf. Kaohsiung; Taiwan; 2012:388-390.
97. Pelliccia L, Cacciamani F, Cazzorla A, et al. Compact on-board L-band dielectric-loaded diplexer for high-power applications // Proceedings of 49th European microwave Conf; Paris; 2019:61-64.

98. Venter JP, Maharaj R, Stander T. Additive manufacturing of interdigital filters with arbitrary line cross section // *IEEE Trans Compon Packag Manuf Technol.* 2020;10(4):686–693.
99. Li J, Huang G, Yuan T, et al. A Ku-band wideband 3D printed interdigital bandpass filter free of post fabrication tuning // *Proceedings of IEEE Intern Symp antennas and Propag; Boston; 2018:1439–1440.*
100. K. Kobrin, M. Manuilov. Fast full-wave technique for CAD of polarizers based on double-ridge waveguide sections // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 34, N.1, pp.70-85, 2020.
101. G. Gerini, M. Guglielmi. Full-Wave CAD of a Rectangular Waveguide Filter with Integrated Coaxial Excitation // *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, N.5, pp. 986-990, 2001.
102. Силин, Р.А., Сазонов В.П., Замедляющие системы. // *Советское радио, Москва, 1966.*
103. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988, 432 с.
104. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987, 432 с.
105. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. - М.: «Энергия», 1975, 527с.
106. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967. 651 с.
107. V.V. Komov, V. A. Sledkov, Z. Li. Dual polarized array antenna // *Patent CN109509970A, H01Q1/36, China 2018-12-1/2019-03-22.*
108. Kobrin K.V., Rudakov V.A., Sledkov V.A., Li Zimeng, Manuilov M.B. Design of a diplexer with interdigital filters for mobile communication systems // *28th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”*, (CriMiCo-2018), 2018, September 9-15, Sevastopol, pp. 753-758.
109. Rudakov V., Sledkov V. Development of antenna arrays with a beam width 33 degrees at the level of half power // *ITM Web of Conferences*, vol 30, Sep. 2019, pp. 232, doi:10.1051/itmconf/20193005030.
110. K. Kobrin, V. Rudakov, M. Manuilov. Compact design of diplexer for base stations operating within frequency bands 2.3–2.4/2.49–2.69 GHz // *ITM Web of Conferences*, Vol. 30, 2019 (06002), pp. 1-6.
111. K. Kobrin, V. Rudakov, V. Sledkov, Li Zimeng, M. Manuilov. A Novel Design of Wideband Diplexer for Base Station Applications // *Conf. Proc. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW-2019)*, 2019, June 24-28, Russia, pp. 148-151.

112. K. Kobrin, V. Rudakov, Zimeng Li, V. Sledkov, M. Manuilov. A Novel Diplexer Design with Closely Situated Pass-bands for Base Stations of Mobile Communications // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC-2020), pp. 176-179.

113. K.V. Kobrin, V.A. Rudakov, Z. Li, M.B. Manuilov. A Novel High-Performance Diplexer for Mobile Communication Base Stations // Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2021, vol. 35, No. 2, pp. 1273-1289.

114. Rudakov V.A., Li Z., Sledkov V.A., Taranenko V.V., Manuilov M.B. Dual-polarized dipole array with controlled beam tilt and wide radiation pattern for multi-beam antenna of base stations // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2021, 2021, pp. 171–174.

115. К.В. Кобрин, В.А. Рудаков, В.А. Следков, Z. Li, М.Б. Мануилов. Синтез широкополосного диплексера на встречно-штыревых резонаторах для антенн базовых станций мобильной связи // Известия вузов. Радиофизика, 2021, т. 64, №7, с. 548–559.

116. Кобрин К.В., Рудаков В. А., Li Z., Следков В.А., Мануилов М.Б. Синтез диплексера с близко расположенными полосами пропускания для систем мобильной связи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27. № 6. С. 28–37.

117. Rudakov V., Li Z., Sledkov V., Taranenko V., Manuilov M. A Novel Compact Design of Filters and Diplexers with Metal Housing Having Complicated Cross Section // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2023, 2023, pp. 80–83.

118. Рудаков В.А. Двухполяризационные антенные решетки базовых станций мобильной связи для работы в суженном угловом секторе // Электромагнитные волны и электронные системы. 2025. Т. 30. № 1, с. 37-45.

119. Рудаков В. А., Следков В.А., Ли З., Тараненко В.В., Мануилов М.Б. Полосковые фильтры и диплексеры с корпусом сложного поперечного сечения для систем мобильной связи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2025. Т. 30. № 4, с. 40-51.

120. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Dual-polarized array antenna and application thereof // Patent WO2020143113A1, H01Q1/36, China 2019-01-8/ 2020-07-16.

121. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Dual-polarized antenna array and dual-polarized 2-beam antenna // Patent CN210668700U, H01Q21/29, China 2019-08-30/ 2020-06-02.

122. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Dual-polarized antenna array and dual-polarized 2-beam antenna // Patent CN110611175B, H01P5/12, China 2019-08-30/ 2024-06-07.

123. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Three-beam dual-polarized array antenna // Patent CN112186369B, H01Q21/24, China 2020-09-04/ 2024-10-25

124. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Connecting device for coaxial cable and strip line and high-frequency equipment // Patent CN213150976U, H01P 1/04, China 2020-09-04/ 2021-05-07.

125. V. A. Sledkov, V. Rudakov, Z. Li. Double polarization array antenna, two beam antenna battle array structures and two beam antennas // Patent CN 209434383 U, H01Q1/36, China 2019-01-08/ 2019-09-24.

126. Z. Li., V. Rudakov. Filter with tubular conductive shell // Patent CN 218569186U, H01P 1/203, China 2022-07-13/ 2023-03-03.

127. Z. Li., V. Rudakov. Base station antenna strip line duplexer // Patent CN 115377701A, H01Q15/24, China 2022-07-13/ 2022-11-22.

128. Z. Li., V. Rudakov. Frequency selective device comprising a tubular conductive housing having a polygonal cross-section // Patent CN 115377632A, H01P1/203, China 2022-07-13/ 2025-06-13.