

**Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Южный федеральный университет»**

На правах рукописи



Во Ба Ау

Разработка низкопрофильной антенны систем связи

2.2.14. Антенны, СВЧ- устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук,

профессор

Юханов Юрий Владимирович

Таганрог 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	
Глава 1. Обзор работ по низкопрофильным антеннам систем связи.	14
1.1. Введение	14
1.2. Основные требования при разработке антенны системы связи	14
1.3. Основы проектирования низкопрофильной антенны.	16
1.4. Монопольная антенна	23
1.5. Дипольная антенна	24
1.6. Рамочная антенна.....	26
1.7. Фрактальная антенна.....	29
1.8. Патч –антенна, IFA и PIFA	30
1.9. Антенна Вивальди	32
1.10. Заячьи уши – bunny ear.....	34
1.11. Магнитоэлектрические диполи	35
1.12. Метод улучшения характеристик антенн.....	36
1.13. Выбор симметрирующего устройства.....	40
1.14. Выводы.....	45
Глава 2. Разработка низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации	47
2.1. Введение	47
2.2. Конструкция элемент антенной решетки.....	48
2.3. Численное исследование одной ячейки	53
2.4. Расчет конечной антенной решетки	59

2.5. Выводы.....	61
Глава 3. Разработка низкопрофильной антенной решетки для базовой станции	63
3.1. Введение	63
3.2. Технические требования к антеннам для базовой станции.....	63
3.3. Конфигурация элемента антенной решетки	65
3.4. Конструкция элемента низкопрофильной антенной решетки для базовой станции.....	69
3.5. Расчетное исследование элемента низкопрофильной антенной решетки для базовой станции.....	72
3.6. Расчет низкопрофильной антенной решетки для базовой станции	76
3.7. Выводы.....	81
Глава 4. Разработка низкопрофильной плоской сверхширокополосной антенной решетки.....	83
4.1. Введение	83
4.2. Конструкция антенны.....	85
4.3. Результаты численного исследования характеристик АР.....	92
4.4. Экспериментальное исследование и сравнение результатов.....	100
4.5. Выводы.....	105
Заключение	
Список литературы	

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы.

В настоящее время технологии играют огромную роль практически на всех этапах жизни, начиная от повседневного общения и заканчивая глобальными промышленными процессами. Развитие междисциплинарных областей науки, таких как микроэлектроника, материаловедение, искусственный интеллект и квантовые вычисления, позволило создать технические решения, которые еще несколько десятилетий назад оказались невозможными. Одной из наиболее развивающихся и перспективных сфер является беспроводная связь, которая за последние 30 лет совершила колоссальный скачок – от аналоговых сетей первого поколения (1G) до сверхскоростного 5G и перспективного 6G [1-3].

Особое место в этом прогрессе занимает мобильная связь, ставшая неотъемлемой частью современной инфраструктуры. Внедрение 5G-технологий уже ведется в ведущих странах мира, включая РФ, США, Южную Корею, Швейцарию, Великобританию, Германию и Китай. Эта технология обеспечивает не только беспрецедентную скорость передачи данных (до 20 Гбит/с), но и минимальные задержки (менее 1 мс), что критически важно для таких приложений, как автономные транспортные средства, телемедицина и промышленный Интернет вещей (IoT) [4-7].

Не менее значимым направлением является развитие спутниковой связи и навигационной системы, особенно в условиях роста спроса на глобальный охват и устойчивость коммуникаций. Такие проекты, как OneWeb, Starlink и российская система "Сфера", показывают главную роль низкоорбитальных аппаратов в обеспечении высокоскоростного доступа в удалённых регионах и поддержки критически важных сервисов. Для навигации используются такие системы, как ГЛОНАСС, GPS, Galileo и BeiDou, ставшие основой позиционирования в транспорте, логистике, геодезии и оборонной сфере. Современные

технологии RTK-коррекции и интеграция с 5G открывают новые возможности для точного позиционирования с погрешностью менее 1 см, что особенно востребовано в беспилотных системах и автоматизированной сельхозтехнике [8–10].

Стремительное развитие беспроводной связи потребовало создания совершенно новых антенных систем, способных работать в условиях высокой плотности подключений и сложных электромагнитных помех. Антенны являются ключевым элементом любой системы связи, поскольку именно они отвечают за передачу и прием радиосигналов. С точки зрения инженерного проектирования, методы разработки антенн претерпели революционные изменения за последние 30 лет. Если в начальный период развития беспроводной связи антенные системы представляли собой громоздкие конструкции, то сегодня акцент сместился в сторону компактных, низкопрофильных решений, которые можно интегрировать в портативные устройства и системы IoT. Эти антенны нашли применение в самых разных областях – от гражданской радиосвязи до военных систем, устанавливаемых на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) и подвижных наземных платформах [8-10].

Исторически концепция низкопрофильных антенн возникла как ответ на необходимость размещения антенных систем в ограниченном пространстве – например, на борту самолетов, кораблей или в компактных мобильных устройствах. Среди первых успешных решений можно выделить: спиральные антенны, которые обеспечивают круговую поляризацию и применяются в спутниковой связи; микрополосковые (патч) антенны, отличающиеся малыми габаритами и возможностью интеграции в печатные платы или планарные антенны с метаматериалами, позволяющие добиться высокой направленности при минимальной толщине [10-12].

К концу XX века спрос на низкопрофильные антенны резко вырос благодаря массовому распространению мобильных телефонов, систем навигации и

спутниковой связи. Однако требования к антенным системам стали еще жестче: теперь они должны поддерживать многодиапазонный режим работы, обладать высокой энергоэффективностью и быть адаптивными к изменяющимся условиям распространения сигнала. Одним из наиболее перспективных направлений является разработка: фрактальных антенн, которые за счет геометрии обеспечивают широкополосность; ММО-систем (Multiple Input Multiple Output), используемых в 5G для увеличения пропускной способности; гибких и носимых антенн, интегрируемых в умную одежду и медицинские датчики [13-15].

Таким образом, разработка низкопрофильных антенных систем остается ключевым направлением в связи с ростом спроса на компактные, высокоскоростные и энергоэффективные беспроводные технологии. Их применение охватывает телекоммуникации, IoT, автомобильную электронику, медицинские устройства и военные системы, что подтверждает высокую актуальность исследований в этой области.

Объект исследования: Антенные устройства для систем связи.

Предмет исследования: Конструкция низкопрофильной антенны для различных видов систем связи.

Цель исследования заключается в разработке и оптимизации конструкций низкопрофильных антенн для применения в современных системах связи с обеспечением широкополосности, высокой эффективности и компактности.

Научная проблема: Разработка низкопрофильной антенны с минимальным размером и заданными техническими параметрами для решения различных задач в системах связи.

Научные задачи:

1. Анализ существующих конструкций низкопрофильных антенн для выявления ключевых параметров, влияющих на их характеристики.

2. Разработка конструкции низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации для систем связи.

3. Проведение численного моделирования низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации для систем связи.

4. Проведение численного моделирования конструкции элемента антенной решетки для базовой станции прототипа Kathrein 739622.

5. Разработка конструкции элемента низкопрофильной антенной решетки для базовой станции.

6. Проведение численного моделирования конструкции низкопрофильной антенной решетки для базовой станции.

7. Разработка конструкции низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки с модифицированным симметрирующим устройством.

8. Проведение численного моделирования конструкции низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки.

Научная новизна результатов работы состоит в следующем:

1. Разработан метод обеспечения широкой полосы пропускания в низкопрофильной антенной решётке с круговой поляризацией на основе структуры сильносвязанных диполей.

2. Предложена новая конструкция симметрирующего устройства, обеспечивающая снижение профиля антенны базовой станции без ухудшения её характеристик.

3. Разработана конструкция низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки с применением модифицированного симметрирующего устройства.

Теоретическая значимость проведенного исследования заключается:

1. Разработан способ увеличения полосы пропускания путем создания емкостной связи между диполями.

2. Предложена конструкция симметрирующего трансформатора, позволяющий снизить высоту профиля антенной решетки для различных систем связи.

3. Исследованы параметры низкопрофильной антенны и оценены предельные возможности по всем параметрам, таким как КСВН, коэффициенту эллиптичности и характеристикам по размерам.

Практическая значимость проведенного исследования заключается:

1. Использование емкостной связи между диполями позволяет расширить полосу пропускания антенны с типичных 5–10% до 96.3% (диапазон 0.7–2.0 ГГц), что делает антенну широкополосной для работы в многодиапазонных системах связи.

2. Оптимизация формы и размеров симметрирующего устройства между диполем и отражателем позволила сократить высоту антенны для базовой станции на 30%.

3. Разработана конструкция низкопрофильной плоской сверхширокополосной антенной решётки с применением модифицированного симметрирующего устройства, которая обеспечивает полосу частот в 2,6 раза шире при уменьшении высоты на 35% по сравнению с прототипом.

4. По результатам разработки низкопрофильной антенной решётки для базовой станции была подана заявка на патент на изобретение.

Метод исследования в диссертационной работе при рассмотрении низкопрофильной антенной решетки для системы связи заключается в применении численного моделирования методом конечных элементов с помощью программного обеспечения ANSYS HFSS.

Положение, выносимые на защиту:

1. Метод введения ёмкостной связи между диполями позволил расширить рабочую полосу частот (не менее 90% от центральной частоты) антенного элемента.

2. Процесс параметризации формы и габаритов симметрирующего устройства, размещённого между диполем и отражателем позволил существенно снизить высоту конструкции антенны базовой станции до 30%.

3. Модифицированное симметрирующее устройство позволило создать низкопрофильную антенную решетку (высота $0,18\lambda$) с улучшением характеристик излучения (коэффициент перекрытия 4,2:1).

Соответствие паспорту специальности. Направление диссертационной работы заключается в разработке низкопрофильных антенн для систем связи и соответствует пунктам паспорта специальности 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»:

- Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.

- Исследование и разработка новых антенных систем, активных и пассивных микроволновых устройств, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами.

Апробация работы. В процессе диссертационного исследования результаты работы были представлены на следующих конференциях:

2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). 23-25 November 2022, Moscow, Russian Federation.

Личный вклад соискателя состоит в непосредственном участии в решении поставленных задач исследования, создании метода улучшения характеристик низкопрофильной антенны в виде сильносвязанных диполей, и метода создания низкопрофильности антенной решетки для систем связи. Лично автором исследованы характеристики низкопрофильной антенны круговой поляризации в

виде скрещенных диполей и антенны Kathrein 739622 для базовой станции, которая предоставляет нужную основу для конструкции дальнейшей разработанной низкопрофильной антенной решетки. Лично автором предложена и исследована антенная решетка с применением модифицированного симметрирующего устройства, которое позволило создать низкопрофильность антенны. Лично автором и при участии автора подготовлены основные публикации по выполненной работе.

Достоверность полученных результатов в диссертационном исследовании подтверждается:

1. созданием электродинамических моделей антенн, максимально соответствующим физическим моделям.
2. численным моделированием с помощью программного обеспечения ANSYS HFSS.
3. проведением эксперимента и совпадением результатов численных и экспериментальных данных.

Публикации.

В рамках диссертационной работы опубликованы:

- 2 статьи в журнале "Известия ЮФУ. Технические науки", входящем в перечень ВАК;
- 1 статья в журнале "Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ", входящем в перечень ВАК;
- 1 статья в сборнике трудов 8-й Всероссийской микроволновой конференции (RMC), входящая в базы данных Web of Science и Scopus.

Диссертационная работа содержит 119 страниц текста, 70 рисунков и включает в себя введение, четыре главы, заключение и список литературы из 118 источников.

В первой главе приведен обзор литературы по существующим конструкциям низкопрофильных антенн. В этой главе представлены основные требования к техническим и физическим характеристикам антенн систем связи. Большинство представленных типов низкопрофильных антенн имеют ряд достоинств и недостатков, которые необходимо учитывать при дальнейшей разработке антенны. Основными излучателями антенн являются диполи и антенны Вивальди. Для улучшения характеристик антенны и также уменьшения размеров антенны применяют различные методы. Необходимо отметить подход Мунк при котором в конструкции вводится взаимная связь между элементами антенны для увеличения полосы пропускания решетки.

Во второй главе предложена конструкция низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации для системы связи. Для обеспечения емкостной связи между элементами антенной решетки (АР) применяются металлические диски, гальванически соединенные с основанием АР. Для улучшения полосы рабочих частот добавлена над диполями верхняя диэлектрическая подложка (суперстрат). Квадратурное возбуждения обеспечивает полоска в форме дуги окружности. Численное исследование данной конструкции проведено на современном программном комплексе по расчету электромагнитных полей ANSYS HFSS [117]. Результаты моделирования показали, что данная конструкция имеет широкую полосу рабочих частот от 0,73 до 1.95 ГГц (2.67:1), малую высоту профиля, простую схему питания по коаксиальной линии без отдельного проводника. На основе предлагаемой конструкции проведено исследование модели конечных антенных решеток из 3×3 , 4×4 , 5×5 и 6×6 элементов. Показано влияние элементов, расположенных на краях, на характеристики антенной решетки. Исследована возможность улучшения характеристик за счёт подсоединения крайних элементов к согласованным нагрузкам [115].

В третьей главе предложены основные технические требования к антеннам базовой станции. Описание конструкции антенны прототипа Kathrein. Предложена конструкция элемента антенной решетки и проведение численного исследования конструкции конечной антенной решетки для базовой станции. Удалось расширить рабочий диапазон частот, снизить высоту и уменьшить размеры антенного элемента благодаря использованию утолщенных вибраторов, применению симметрирующего устройства в форме «Змейка» и размещению диэлектрика с относительной проницаемостью $\epsilon_r = 2$ и тангенсом угла потерь $\tan(\delta) = 0.002$ между диполями и землей [116].

Численное исследование данной конструкции проведено на современном программном комплексе по расчету электромагнитных полей ANSYS HFSS. Результаты моделирования показали, что в исследуемом диапазоне от 0,78 до 0,96 ГГц, который охватывает частоты CDMA и GSM-связи, наблюдается стоячая волна с коэффициентом стоячей волны менее 1,5. В этом частотном диапазоне антенна обеспечивает ширину диаграммы направленности более 65° на уровне -3 дБ в горизонтальной плоскости, а также характеризуется слабым задним излучением в обеих плоскостях [116].

В четвертой главе предложена конструкция низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки. Проведен анализ недостатков существующих плоских широкополосных антенных решеток и исследование влияния параметров симметрирующих трансформаторов на характеристики антенной решетки. Разработано модифицированное симметрирующее устройство, которое позволило снизить высоту антенной решетки и улучшить частотные характеристики антенны по критерию КСВН менее 2.

Численное исследование данной конструкции и экспериментальное измерение прототипа проведено с помощью программного обеспечения ANSYS HFSS и прибора ZVA40 - векторный анализатор цепей. Результаты измерений

показали, что антенная решетка работает в диапазоне частот от 0,5 до 2,1 ГГц (4,2:1) при условии выполнения критерия $K_{СВН} < 2$ с низким профилем, высоты которой составляет $0,18\lambda$. Результаты доказали возможность создать низкопрофильность антенны путем применения предложенного симметрирующего устройства [117].

В заключении диссертации изложены основные выводы по выполненному исследованию, даны практические рекомендации и определены перспективы дальнейшей разработки антенны.

Глава 1. Обзор работ по низкопрофильным антеннам систем связи.

1.1. Введение

Разработка низкопрофильных антенн является востребованной в связи с развитием технологии миниатюризации антенн в беспроводных системах связи. В таком оборудовании беспроводной связи размер электронных схем и микросхем зависит от технологии изготовления, в то время как габариты антенн остаются критическим параметром. Поэтому необходимость уменьшения их размеров становится актуальной и привлекательной задачей для исследователей.

Однако при попытке минимизировать антенны возникают существенные ограничения, такие как уменьшение ширины полосы пропускания, снижение коэффициента усиления, влияние земли на излучение антенны и другие факторы.

Ниже приведены основные требования к антеннам в системах связи, которые необходимо учитывать при разработке низкопрофильных антенн, а также рассмотрены особенности основных существующих типов таких антенн.

1.2. Основные требования при разработке антенны системы связи

Для передачи сигналов в разных приложениях используются разные частоты, что обуславливает необходимость специальных антенн и конструктивных решений. Использование различных частотных диапазонов в системах связи является одной из причин, определяющих необходимость разработки широкополосных антенн, способных работать в полосах частот нескольких приложений беспроводной связи одновременно. Для современной системы 5G должно удовлетворять минимальным требованиям ИМТ-2020 [16–19]:

- ✓ Полоса пропускания должна быть не менее 100 МГц. Для более высоких частот (выше 6 ГГц) требуется полоса пропускания до 1 ГГц.

- ✓ Минимальная плотность подключения - 1 миллион устройств на квадратный километр.
- ✓ Пиковая скорость передачи данных по нисходящему каналу 20 Гбит/с, в восходящем канале 10 Гбит/с.
- ✓ Целевая «скорость передачи данных» по нисходящему каналу - 100 Мбит/с, по восходящей линии связи 50 Мбит/с.

Для современных систем навигации и спутниковой связи должно обеспечиваться высокая точность, надежность и глобальное покрытие. Эти системы должны быть совместимы с новейшими технологиями, включая интеграцию с сетями 5G, IoT и автономными системами управления. Для этого необходимо поддержка широкого спектра частот, высокая пропускная способность и минимальные задержки передачи данных [18,19].

Ключевым аспектом является многодиапазонность, охватывающая основные рабочие частоты: 1575 МГц, 1227 МГц и 1176 МГц (GPS/GNSS). Системы должны быть совместимы со всеми глобальными навигационными системами, включая GPS, ГЛОНАСС, Galileo и BeiDou. Для высокоточной навигации, такой как RTK-позиционирование, требуется полоса пропускания 20–50 МГц, тогда как спутниковая связь нуждается в значительно более широких полосах: 100–500 МГц или даже 1–2 ГГц. Современные спутниковые системы должны обеспечивать высокие скорости передачи данных для поддержки различных приложений. В нисходящем канале геостационарные спутники должны обеспечивать скорость до 100 Мбит/с, а низкоорбитальные (такие как Starlink и OneWeb) – до 1 Гбит/с. В восходящем канале требования несколько ниже: до 20 Мбит/с и до 100 Мбит/с соответственно [18,19].

Требования к скорости передачи данных могут быть обеспечены за счёт увеличения полосы пропускания и повышения эффективности антенных систем. В последнее время значительные усилия были направлены на разработку

широкополосных антенн, соответствующих различным требованиям, включая электрические характеристики: диаграмму направленности, коэффициент усиления, поляризацию, а также уровень боковых и задних лепестков [20-22].

Помимо электрических характеристик, при проектировании антенных систем связи необходимо учитывать их физические параметры, такие как габариты, массу, стоимость производства и устойчивость к внешним воздействиям.

Для наружных антенн, которые обычно устанавливаются на открытом воздухе в возвышенных местах — например, на крышах зданий или антенных вышках, важным фактором является давление ветра, влияющее на механическую прочность антенной конструкции. Узкие и компактные антенны, имеющие меньшую площадь, испытывают меньшее ветровое воздействие [23–25].

С другой стороны, необходимо обеспечить возможность размещения антенн в ограниченном пространстве для работы нескольких систем беспроводной связи, особенно в условиях мегаполисов. Антенны с высоким профилем не соответствуют требованиям к несущим конструкциям и непригодны для использования в условиях ограниченного пространства [23-25].

1.3. Основы проектирования низкопрофильной антенны.

При проектировании различных низкопрофильных антенн необходимо изучать основные методы и фундаментальные ограничения.

В конструкции антенны использовались различные методы миниатюризации для разработки низкопрофильных и электрически малогабаритных антенн. Большинство этих методов сосредоточено на возбуждении основной резонансной моды за счёт включения некоторых элементов, которые помогают преодолеть структурные ограничения классических антенн, таких как вибраторные и микрополосковые антенны [24,25].

Для разработки низкопрофильных антенн используются различные методы, которые можно отметить как: техники миниатюризации, изменение резонансной

длины тока, использование материалов с высокой диэлектрической проницаемостью [25-44].

- Техники миниатюризации

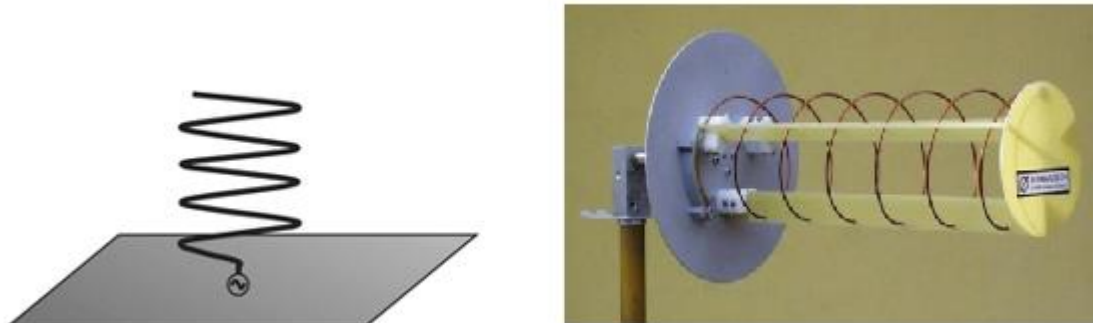
Этот метод применяется для решения проблемы изготовления антенн в мобильных телефонах, спутниках, ракетах, радиолокационных навигационных средствах. Этот метод позволяет не только уменьшить физические размеры, но и увеличить полосу пропускания и эффективность антенны. Некоторые подходы к миниатюризации антенн включают введение щелей, прорезей, оптимизацию геометрии излучателя (включая фрактальные и иные сложноконфигурированные формы) или использование материалов с более высокой диэлектрической проницаемостью. Кроме того, в последние годы активно исследуются гибридные методы, сочетающие несколько подходов, например, фрактальные антенны на подложках с высоким ϵ_r или щелевые излучатели с оптимизированной топологией, что обеспечивает лучшие показатели миниатюризации. Эти разработки открывают новые перспективы для создания сверхкомпактных антенных систем в носимой электронике, медицинских и космических аппаратах [20,24,25].

- Изменение резонансной длины

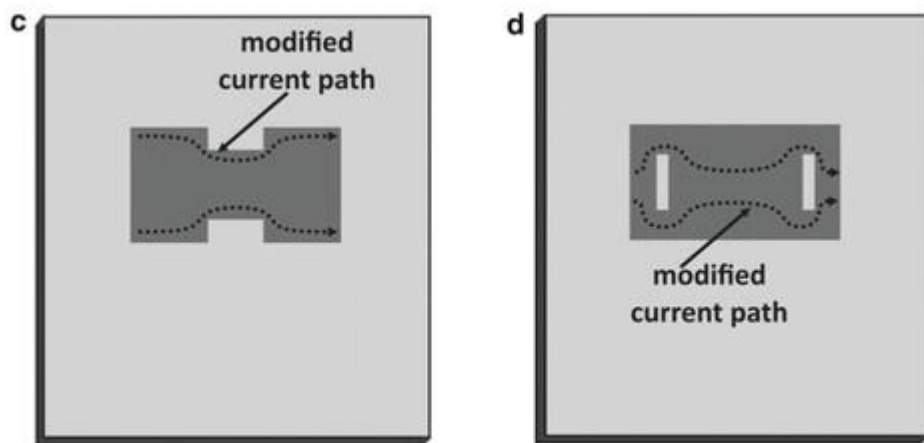
Это один из широко используемых методов миниатюризации, позволяющий изменять профиль антенны. Суть метода изменения резонансной длины заключается в том, что путь тока изменяется таким образом, чтобы он был длиннее прямого расстояния между двумя точками, соответствующими конструкции антенны [20,25,26].

Примеры таких конструкций включают: антенну с перевернутой L-образной формой [27], спиральную антенну и микрополосковый патч с прорезью [28,29], как показано на рис. 1.1. В процессе проектирования необходимо проявлять особую осторожность, чтобы избежать искажения полей из-за поверхностных токов в

противоположном направлении, что в противном случае может привести к значительному снижению эффективности излучения.



(a)



(б)

Рис. 1.1. Конструкция антенн (а) спиральная антенна,
(б) микрополосковый патч с прорезями

- Использование материалов с высокой диэлектрической проницаемостью

Антенна может работать в различных режимах. Режим, соответствующий самой низкой частоте, называется доминирующим. Каждый резонансный режим обеспечивает излучение на разных частотах со своими характеристиками излучения. Антенны таких топологий требуют резонансной длины приблизительно $\lambda_T/2$ [29-31].

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}} \quad (1.1)$$

где:

λ_0 - длина волны в свободном пространстве

$\epsilon_{\text{эфф}}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость материала антенны.

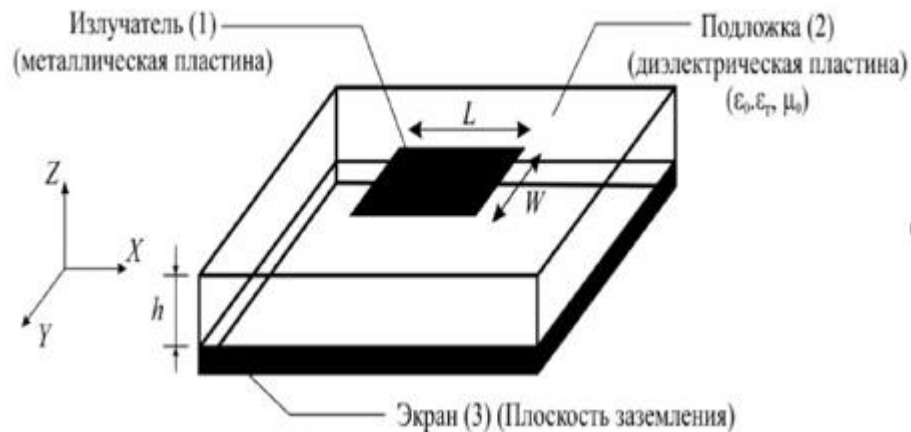


Рис. 1.2. Антенна с использованием подложки

Это соотношение показывает, что длина электромагнитной волны в диэлектрической среде уменьшается пропорционально её эффективной диэлектрической проницаемости. Это указывает на то, что общий размер антенны можно уменьшить, используя подложки с высокой диэлектрической проницаемостью. Например, антенны с диэлектрическим резонатором могут быть выполнены из материала с высокой диэлектрической проницаемостью, что приведёт к уменьшению размеров антенны до $\lambda_0/20$ [31,32].

Необходимо отметить, что выбор материала подложки также очень важен при проектировании антенны. Использование подложек с высокой диэлектрической проницаемостью позволяет миниатюризировать микрополосковые патч-антенны. Если использовать подложку антенны с высокой диэлектрической проницаемостью, коэффициент усиления может составить 10 дБи при уменьшении геометрических размеров излучающей структуры. Потери в проводнике и диэлектрике становятся более значительными при более тонкой подложке. Когда

размеры антенны превышают порог поверхностных волн, паразитное излучение увеличивается. Эффективная диэлектрическая проницаемость может достигать значений выше относительной диэлектрической проницаемости материала благодаря интерференционным явлениям, поскольку её величина определяется не только свойствами диэлектрика, но и взаимодействием с воздушными зазорами.

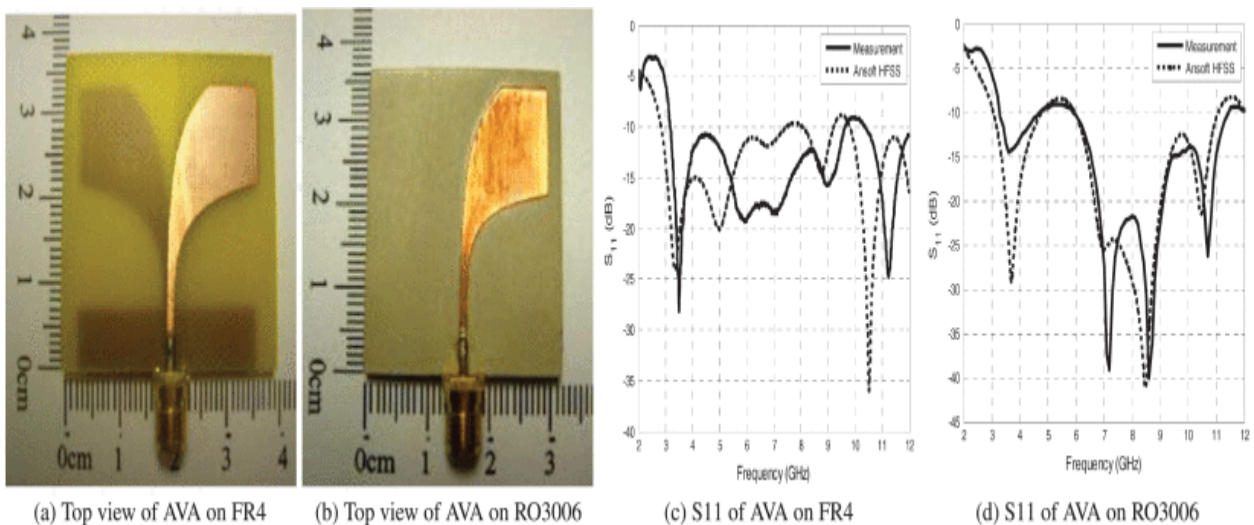


Рис. 1.3. Сравнение подложек FR4 и RO 3006 [36].

В литературе наиболее часто используемыми подложками для создания антиподальной антенны Вивальди (АВА) являются Flame Retardant 4 (FR-4) [34], Rogers RO4003 [35] и Rogers RO3006 [36]. В [37] антенна АВА, разработанная с использованием подложки FR-4, обеспечивает полосу пропускания 3,1–10,6 ГГц, усиление 2–8 дБ и обратные потери -28 дБ. Антенна АВА, разработанная с использованием RO3006, обеспечивает лучшие возвратные потери (-40 дБ) и уменьшение размеров антенны.

Увеличение диэлектрической проницаемости материалов антенны имеет недостаток, связанный с уменьшением полосы пропускания. Это также увеличивает диэлектрические потери в материале. На практике необходимо найти компромиссное решение между шириной полосы пропускания и общим размером антенны.

- Использование реактивной нагрузки

Данный метод относится к числу наиболее распространённых подходов к снижению габаритов антенных систем. Идея состоит в том, чтобы добавить к резонансной структуре антенны емкостную или индуктивную связь, которые снизят рабочую частоту и, следовательно, уменьшают электрические размеры антенны. Ранее общее предпочтение отдавалось изменению конструкции антенны для обеспечения реактивной нагрузки. Однако с учетом последних технологических достижений в производстве сосредоточенных реактивных компонентов стало возможным надёжно использовать сосредоточенные элементы без значительного снижения общей эффективности системы [24,25].

Типичными примерами являются вертикальная несимметричная антенна с емкостной нагрузкой и штыревая антенна с индуктивной нагрузкой, показанные на рис. 1.4. Эти методы представляют собой два традиционных подхода, используемых для разработки низкопрофильных антенн [38-40].

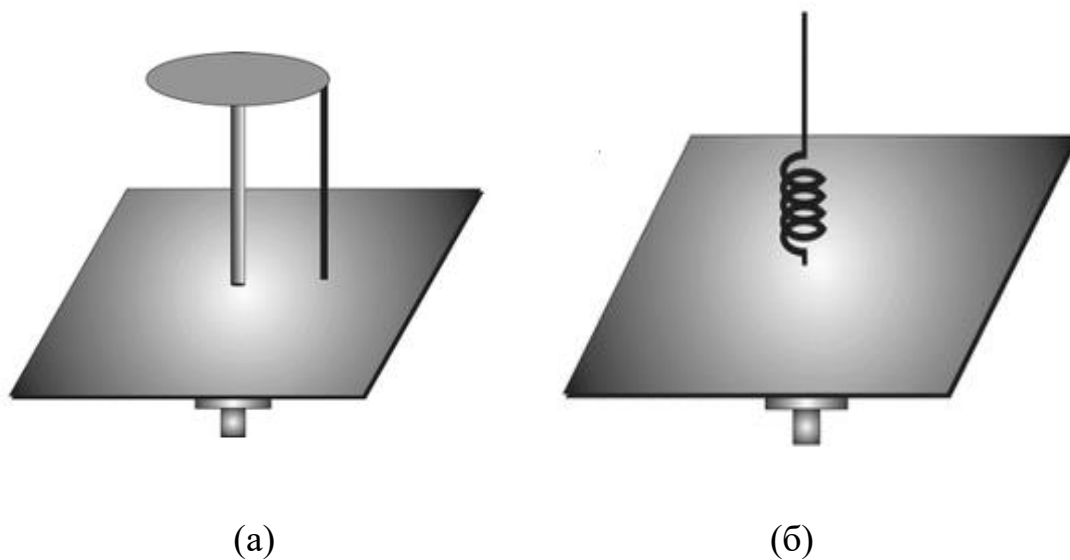


Рис. 1.4. Метод реактивной нагрузки для уменьшения габаритов антенны

(а) емкостная нагрузка (б) индуктивная нагрузка

Однако при разработке низкопрофильных антенн необходимо учитывать несколько фундаментальных ограничений.

Критерий Чу: Критерий Чу позволяет оценить максимально возможную нормализованную полосу пропускания электрически малой антенны в зависимости от её физического размера на определённой частоте. Согласно формуле Чу (Chu, 1948), теоретический предел добротности (Q) для электрически малой антенны, размеры которой много меньше длины волны, задаётся следующим выражением [25,41]:

$$Q = r/\lambda \quad (1.2)$$

где r - радиус сферы, охватывающей антенну, как показано на рис. 1.5.

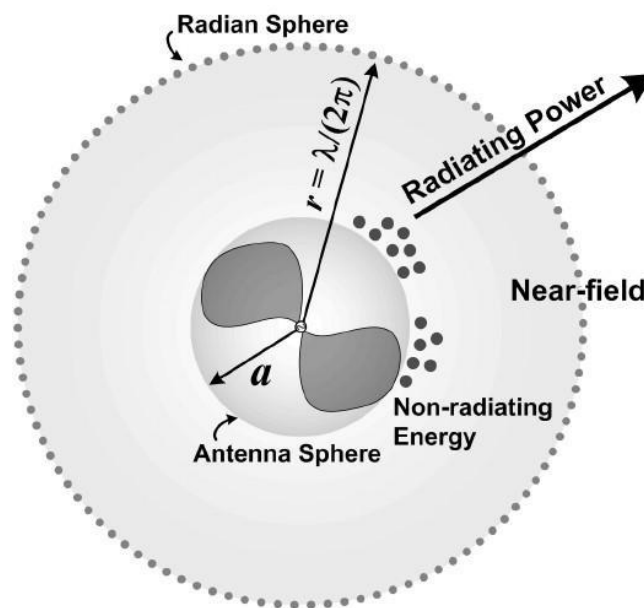


Рис. 1.5. Сфера окружает электрически маленькую антенну

В первоначальной статье Чу (Chu, 1948) граница излучения, предложенная Чу, была основана на модели без детальных теоретических обоснований, применимой к различным сценариям. На практике одной из основных проблем, с которыми сталкивается разработчик антенн, является расчет минимального радиуса сферы. Например, для антенны, установленной на заземляющей поверхности планшетного компьютера, существует вероятность, что часть заземляющего слоя

будет участвовать в излучении. В этом случае учет только антенного элемента приведет к ошибкам в расчетах [42-44].

1.4 Монопольная антенна

Антенна выполнена в виде прямолинейной микрополосковой линии длиной $\lambda/4$, где λ соответствует длине волны на резонансной рабочей частоте устройства. Исходную конструкцию подвергали различным модификациям, преобразуя её в новые геометрические формы, включая коническую, спиральную и другие конфигурации. Эти методы позволяют не только уменьшить габариты, но и расширить рабочую полосу частот, а также улучшить направленные свойства антенн. Конструкция антенны с установкой нескольких монополей обеспечивает возможность эффективного управления пространственными характеристиками излучения без механического поворота антенного устройства за счет фазового управления сигналами в отдельных монополях, изменения амплитудного распределения и комбинации различных режимов возбуждения элементов [45,46].

Основными достоинствами являются простота проектирования и изготовления. В некоторых конструкциях антенн возможно размещение нескольких монополей, что обеспечивает возможность лёгкого изменения диаграммы направленности в любой плоскости. Однако такие антенны характеризуются низким коэффициентом усиления и пониженной устойчивостью к неблагоприятным погодным условиям. Атмосферные воздействия, включая осадки и температурные колебания, могут существенно влиять на рабочие параметры антенны, что значительно ограничивает область их практического применения [45,46].

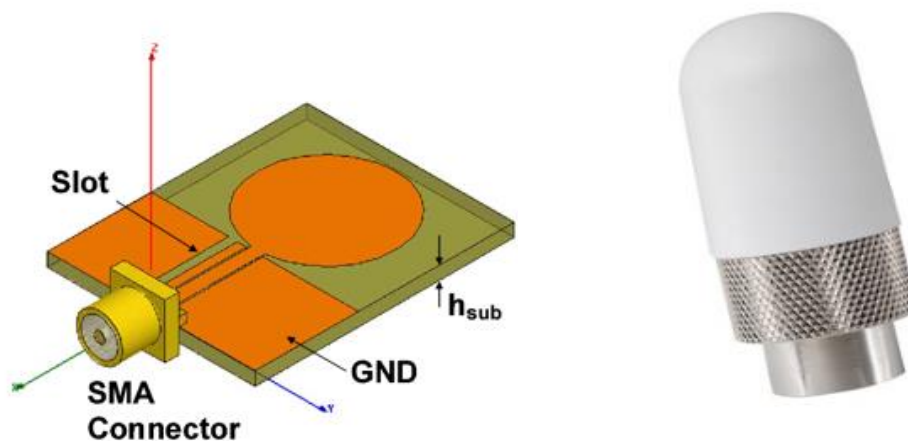


Рис. 1.6. Низкопрофильная монополярная антенна.

Несмотря на перечисленные ограничения, монополярные антенны сохраняют свою востребованность в следующих областях: компактные устройства связи, системы Интернета вещей (IoT) и лабораторные измерительные установки. Их модификации, включающие конические и спиральные элементы, демонстрируют улучшенные характеристики при сохранении относительно простой конструкции.

1.5. Дипольная антенна

Для создания антенны некоторые исследователи использовали дипольную или петлевую антенны из-за простоты конструкции, возможности воспроизведения однонаправленного и двунаправленного излучения, относительно хорошей направленности для широкого покрытия в горизонтальной плоскости, а также большой гибкости для проектирования [47–53].

Однако существуют некоторые недостатки, которые необходимо учитывать, такие как низкий коэффициент усиления и узкая полоса пропускания. Для устранения этих недостатков применяют различные способы увеличения полосы пропускания путём использования излучателей разной формы. Например, применение широких плоских диполей, таких как квадратные диполи [49], диполи-бабочки, ступенчатые диполи и эллиптические диполи, позволяет увеличить полосу пропускания до 43,5%, 55,1% и 96,6% [50–52]. Наряду с использованием различных

форм излучателей могут быть добавлены реактивные элементы для достижения более широкой полосы пропускания.

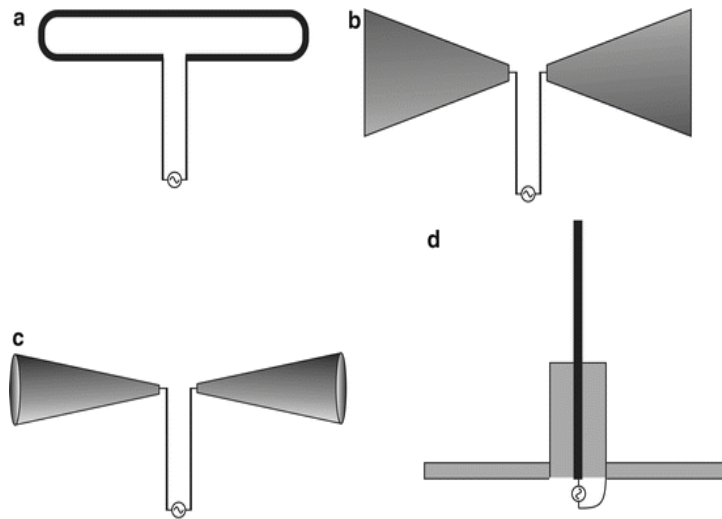


Рис. 1.7. Вариант конструкции диполи

Развитие технологии печатных схем позволяет исследователям создавать разнообразные печатные антенны. Одним из способов проектирования стало печатание диполей на обеих сторонах высокочастотного ламината, что даёт возможность расширить полосу пропускания при сохранении заданных габаритов антенны.

В [53] представлена низкопрофильная антенна, состоящая из четырёхугольных скрещенных диполей, вокруг которых тщательно размещены восемь паразитных закороченных участков для увеличения рабочей полосы пропускания и уменьшения профиля.

Антенна имеет очень низкий профиль ($0,067 \lambda_0$), а широкая полоса пропускания (примерно 51,6%) достигается за счёт реактивных элементов вокруг диполей без увеличения занимаемой площади, веса и стоимости антенны [53].

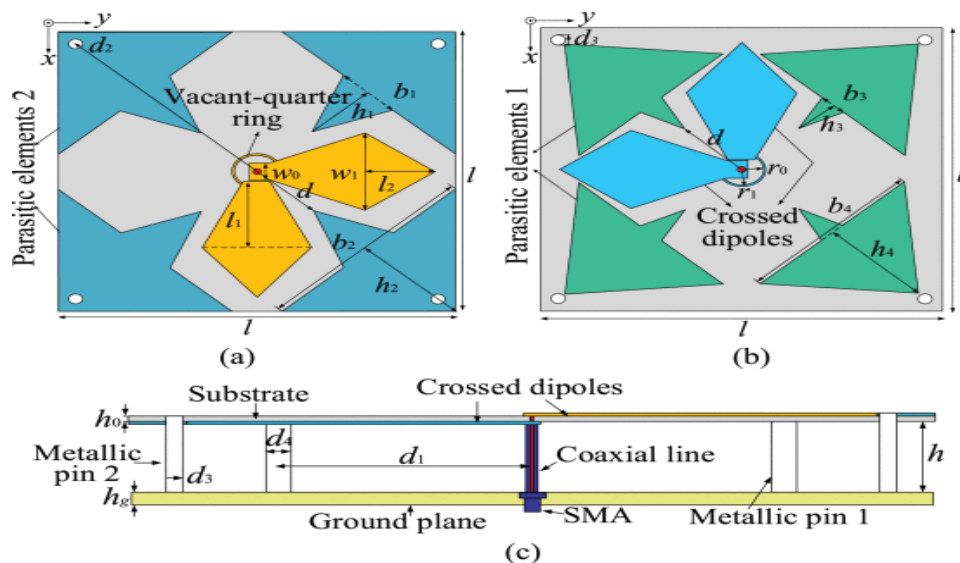


Рис. 1.8. Конфигурация предлагаемой низкопрофильной широкополосной кросс-дипольной антенны [53].

Благодаря простоте конструкции и надёжности работы дипольные антенны применяются в различных системах радиосвязи и мобильной связи. В радиовещании они используются как основные элементы, отвечающие за приём сигналов в диапазоне ультракоротких волн. В оборудовании, таком как базовые станции или Wi-Fi-устройства, диполи являются составными элементами. Кроме того, дипольные антенны находят широкое применение в системах радиолокации и навигации.

1.6. Рамочная антенна

История создания рамочных антенн восходит к радиосистеме Герца, где в передатчике использовалась вибраторная антенна, а в приёмнике - рамочная. Рамочная антенна была создана на основе линии передачи с разомкнутой цепью. Эту антенну можно рассматривать как созданную на основе линии передачи с коротким замыканием, как показано на рис. 1.9.

В простейшем виде рамочная антенна состоит из симметричной линии передачи, питающей один или несколько контуров из электрического проводника. Она также может принимать различные формы, включая круглую, треугольную,

квадратную, эллиптическую и другие. Такая структурная гибкость позволяет создавать как электрически малые (с окружностью рамки $0,1\lambda$), так и электрически большие (до $1,0\lambda$) антенны. Это даёт возможность использовать рамочную антенну для создания низкопрофильных антенных конструкций [54-56].

Рамочная антенна обладает аналогичными диаграммами направленности по сравнению с дипольной антенной. Ключевыми преимуществами рамочной антенны являются: возможность формирования как всенаправленной, так и направленной диаграмм направленности, а также поддержка линейной и круговой поляризации. Однако сопротивление излучения в электрически малой рамочной антенне существенно ниже, чем у диполей. Это снижает эффективность таких антенн и ограничивает их применение в системах, где общая эффективность является критически важным параметром проектирования [54-56].

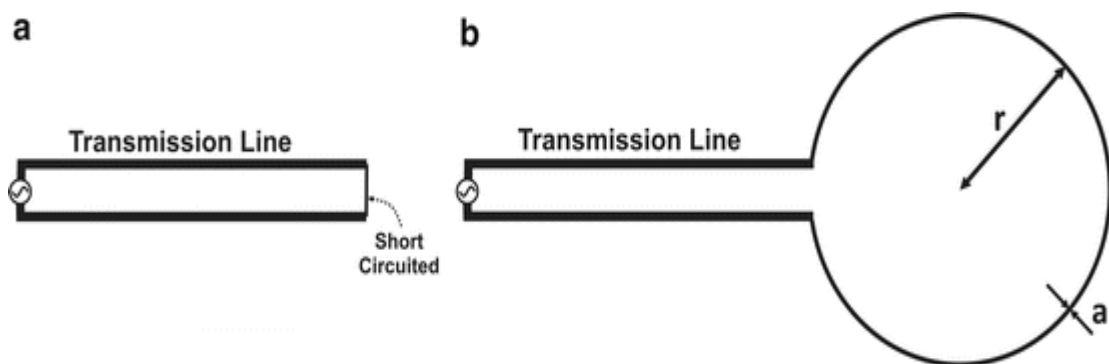


Рис. 1.9. Линия передачи короткого замыкания и рамочная антенна

Существуют различные модификации конструкции низкопрофильных рамочных антенн. В работе [57] представлена широкополосная ММО-система, состоящая из восьми рамочных антенн с множеством входов и выходов, работающая в диапазоне 3,3-5,0 ГГц. Широкая полоса пропускания данной ММО-системы обеспечивается за счёт специальной конструкции рамочной антенны, содержащей три отдельно расположенные секции связи: центральную верхнюю и две боковые. Восемь антенных элементов, напечатанных на двух компактных подложках, расположены перпендикулярно основной подложке системы - по

четыре элемента с каждой стороны. Габариты каждой компактной подложки составляют $134 \times 6 \times 0,8$ мм. Высота антенного элемента и ширина антенной полосы фиксированы и составляют 6 мм и 1 мм соответственно [57].

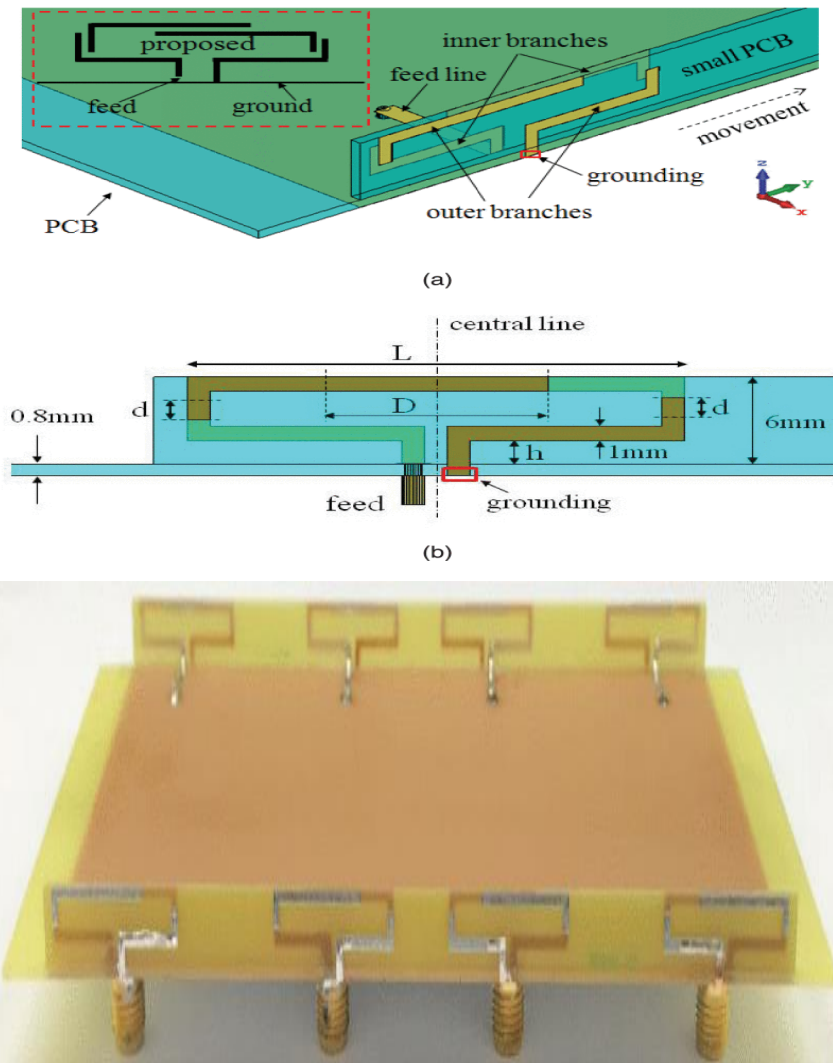


Рис. 1.10. Вид широкополосной антенной системы, имеющей только один антенный блок. (а) вид сверху (б) вид сбоку. (в) Фотография изготовленного прототипа антенны.

Рамочные антенны нашли широкое применение в радиосвязи, особенно для приёма сигналов длинных и средних волн, благодаря своей способности эффективно подавлять атмосферные помехи. Их компактные размеры и устойчивая

работа вблизи металлических конструкций обусловили использование таких антенн в RFID-системах, бесконтактных картах и системах контроля доступа.

В навигационных системах рамочные антенны служат ключевым компонентом пеленгационных устройств (например, бортовых радионавигационных приборов), используемых для определения направления на радиомаяки. В радиолокационной технике эти антенны применяются в металлодетекторах и охранных системах, где требуются высокая чувствительность и стабильная работа на коротких расстояниях.

1.7. Фрактальная антенна

Антенна представляет собой излучающую структуру, геометрия которой формируется путём многократного применения итерационного алгоритма к базовому элементу. Фрактальные антенны могут иметь различные формы, включая квадрат, круг, звезду, треугольник или лист [15, 58, 59].

U.S. Patent

Sep. 17, 2002

Sheet 6 of 12

US 6,452,553 B1

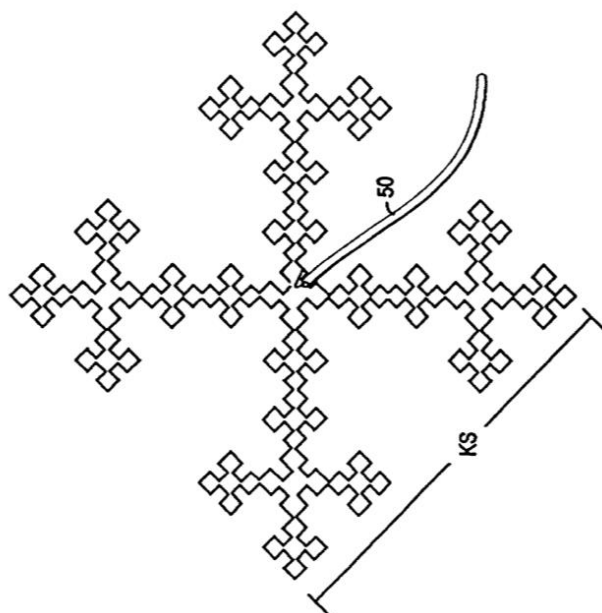


FIGURE 7E

Рис. 1.11. Пример фрактальной антенны на основе пространственно заполняющей кривой Минковского

Конструкция фрактальной антенны способствует миниатюризации антенного устройства. Кроме того, такие антенны обладают расширенной полосой пропускания и стабильными характеристиками во всем рабочем диапазоне частот. Основные технологические сложности при разработке связаны с усложнённой геометрией конструкции и ограничениями, обусловленными необходимостью многократного повторения фрактального паттерна [58, 59].

Фрактальные антенны получили широкое распространение в современных беспроводных технологиях благодаря своей мультиспандной характеристике. Такие антенны находят применение в:

- Мобильных устройствах (смартфонах, планшетах) для поддержки различных стандартов связи, включая GSM, LTE, 5G, Wi-Fi, Bluetooth и GPS;
- RFID-системах и IoT-устройствах, где критически важны компактные размеры и широкополосные характеристики;
- Военной технике и радиолокационных системах, где ценятся широкий рабочий диапазон и устойчивость к электромагнитным помехам, что делает их незаменимыми компонентами современных радаров и систем РЭБ.

1.8. Патч –антенна, IFA и PIFA

Для разработки низкопрофильных антенн систем связи используют микрополосковую патч-антенну, перевернутую F-антенну (IFA), планарную перевернутую F-антенну (PIFA) благодаря их компактной конструкции, низкому профилю и хорошему согласованию импедансов. Это позволяет применять их для интеграции в мобильные и портативные устройства [29,30,60,61].

Концепция плоской перевернутой F-антенны (PIFA) возникла в результате попытки дальнейшего уменьшения размеров микрополосковой патч-антенны. В центральной точке резонатора полуволновой патч-антенны наблюдаются пиковые значения тока. Добавление короткозамкнутого соединения в этом месте позволяет

сократить физическую длину патча вдвое, сохраняя исходное распределение напряжения и тока за счёт зеркального отображения структуры [60,61].

Это может быть получено путём короткого замыкания полуволнового участка в центре, как показано на рис. 1.12. Однако у этих классов антенн имеются низкое усиление (из-за малых размеров и потерь в подложке), узкая полоса пропускания (обычно 1–5% от центральной частоты) и зависимость характеристик от окружающих элементов конструкции.

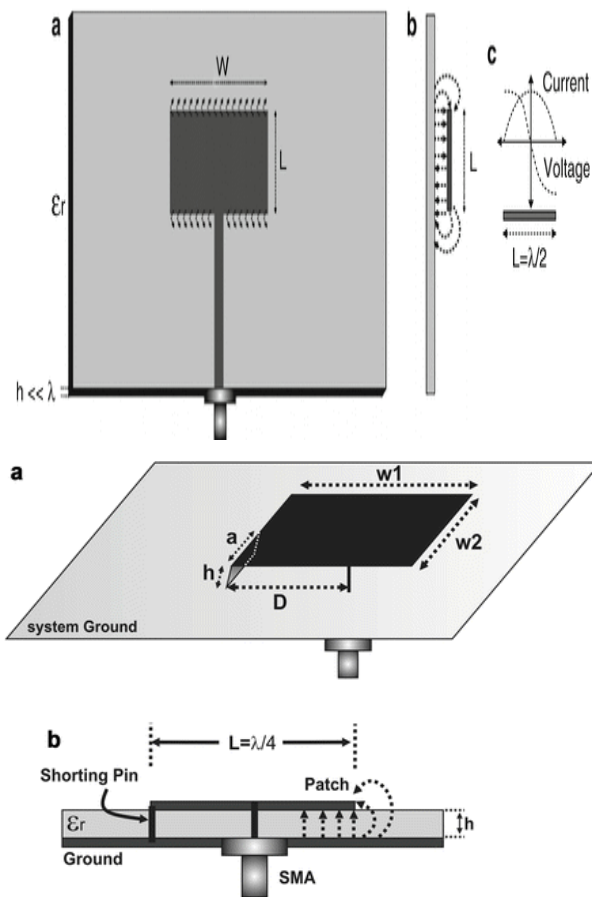


Рис. 1.12. Микрополосковая патч-антенна и плоская перевернутая F-антенна

Для расширения полосы пропускания и улучшения характеристик были применены различные методы, такие как использование многослойных структур, оптимизация формы патча и положения короткозамкнутого соединения, а также применение материалов с низкими диэлектрическими потерями. Таким образом, дополнительные решения позволяют ослабить или устранить эти недостатки. PIFA

остаётся популярной антенной, широко применяемой в широкополосных и высокопроизводительных системах связи, а также в компактных устройствах, таких как смартфоны, IoT-устройства и носимые гаджеты, где ключевыми требованиями являются малые габариты и простота интеграции [60,61].

1.9. Антенна Вивальди

Антенна Вивальди была представлена доктором П. Гибсоном в 1979 году. Эта антенна Вивальди имеет линейную поляризацию и может работать в широкой полосе пропускания с высоким и постоянным коэффициентом усиления. Разработанная антенна Вивальди обеспечивала усиление 10 дБ и уровень боковых лепестков -20 дБ в диапазоне частот от 2 до 40 ГГц [62].

Базовая конструкция антенны Вивальди представлена на рис. 1.13. Антенна Вивальди относится к классу аперiodических антенн с плавным переходом и представляет собой широкополосную направленную структуру, выполненную в виде экспоненциально расширяющейся щели в проводящем слое. Теоретически антенна Вивальди может работать во всем диапазоне частот с постоянной шириной луча [63,64]. Форма экспоненциального профиля щели описывается уравнением:

$$y(x) = A * e^{kx} \quad (1.3)$$

где A – начальная ширина щели, k – коэффициент экспоненциального расширения.

Плавное увеличение ширины щели обеспечивает согласование импеданса от линии питания (~50-100 Ом) до волнового сопротивления свободного пространства (377 Ом).

Чтобы уменьшить ширину луча, боковые лепестки, задние лепестки и обратные потери, доктор Газит в 1988 году представил антиподальную антенну Вивальди (АВА) [64]. Две антенны Вивальди являются антиподальными, так как находятся на противоположных сторонах подложки. Верхний раструб (верхняя

часть) действует как проводник, а нижний раструб (нижняя часть) действует как заземление. Обе антенны представляют собой зеркальные отражения друг друга (рис. 1.13).

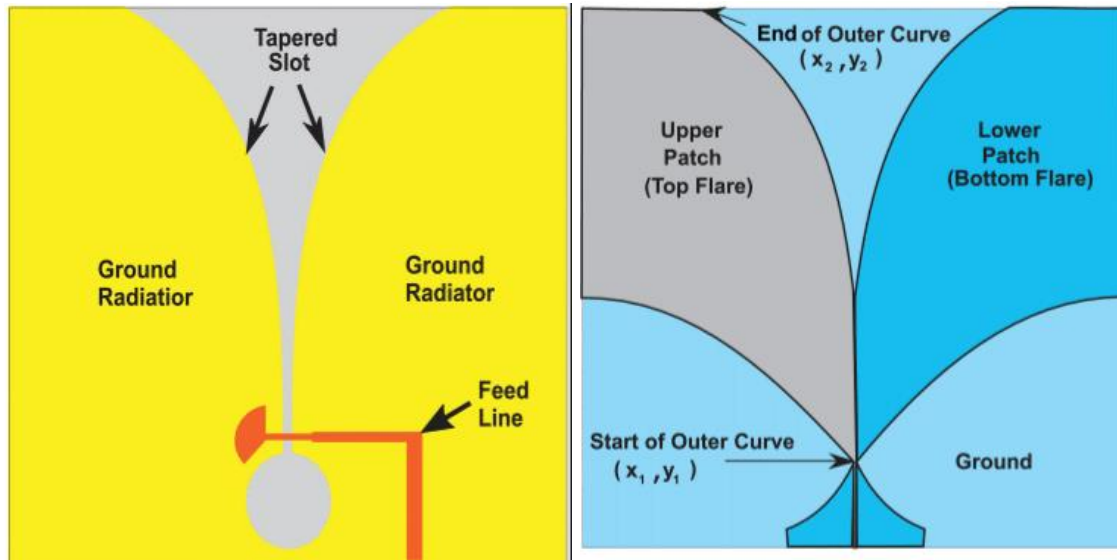


Рис. 1.13. Вивальди антенна и антиподальная Вивальди антенна

В традиционных широкополосных антенных конструкциях часто используются в качестве излучающих элементов антенна Вивальди и антиподальная антенна Вивальди благодаря их широкой полосе пропускания, высокому усилению, низким возвратным потерям, стабильной диаграмме направленности, а также уменьшенным уровням боковых и задних лепестков [33-36, 62-64].

К недостаткам можно отнести низкий коэффициент усиления на низких частотах и относительно большие габариты. Однако АВА можно сделать компактным с требуемыми характеристиками, включив метаматериал, подложку с низким тангенсом потерь и низкой относительной диэлектрической проницаемостью, форму АВА, прорези с различным положением и шириной, гофрировку, различные типы разъемов для питания, балансный АВА и другие. Современные исследования показывают, что размеры антенн можно сократить на 30–50% без ухудшения их эксплуатационных параметров. Благодаря таким усовершенствованиям антенны Вивальди становятся более востребованными в

сфере потребительской электроники и телекоммуникационных систем, где ключевыми требованиями остаются малые габариты и поддержка широкого частотного диапазона [62–64].

1.10. Заячьи уши – bunny ear

Другой элемент, имеющий намного более короткую длину, чем элемент Вивальди, — альтернативный расширяющийся диполь, известный как «заячьи уши», который был использован для создания широкополосных и двухполяризованных антенных решёток. Антенна «заячьи уши» представляет собой конструкцию на основе двух металлических диполей переменной длины (обычно 15–50 см) с возможностью изменения угла расхождения (обычно 30–90°). Достижение максимальной эффективности приёма обеспечивается экспериментальным подбором параметров антенны: длины её элементов и угла их взаимного расположения.

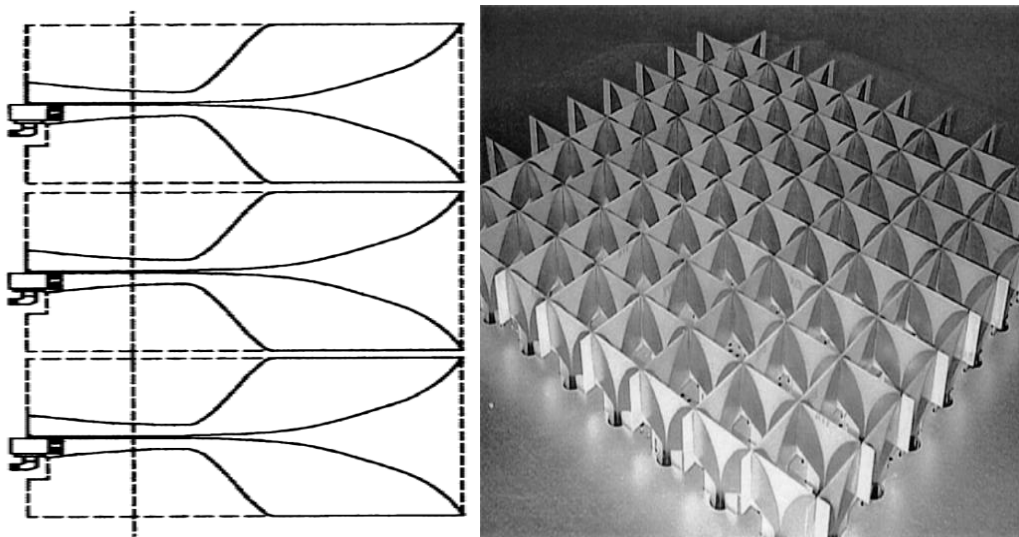


Рис. 1.14. Расклешенный диполь с печатным рисунком («заячьи уши») и антенная решетка размером 9×9 элементов [65].

В [65] представлена тестовая решётка 9×9 элементов, созданная для измерений в диапазоне 1-5 ГГц без боковых лепестков. Полоса пропускания в 4 ГГц оказалась достаточно широкой, при этом антенна имеет относительно низкий

профиль для приложений с двойной поляризацией. Антенна сохраняет компактные размеры - её длина составляет всего 40% от длины классического элемента Вивальди для сопоставимого частотного диапазона, а высота конструкции не превышает $\lambda/4$ на нижней частоте.

Такие достоинства по параметрам, включая возможность реализации двойной поляризации (вертикальной и горизонтальной с кросс-поляризацией менее -20 дБ), делают антенну «заячьи уши» перспективной для приёма как аналоговых, так и цифровых сигналов стандартов в дециметровом и метровом диапазонах волн.

1.11. Магнитоэлектрические диполи

Для достижения одинаковых диаграмм направленности в Е- и Н-плоскостях и стабильной работы концепция одновременного возбуждения электрического и магнитного диполей была предложена Клавином [66,67]. Широкополосная однонаправленная антенна, состоящая из укороченной антенны-бабочки и электрического диполя, представлена в [67]. Равные диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях достигаются в широком диапазоне рабочих частот, однако усиление антенны нестабильно, а конструкция сложна. Недавно была разработана широкополосная однонаправленная антенна с шириной полосы импеданса 43,8%, обозначенная как магнитоэлектрический диполь и предложенная Luk et al. [68]. Комбинируя магнитный и электрический диполь, достигаются хорошие электрические характеристики, включая низкое обратное излучение, стабильное усиление антенны в рабочем диапазоне частот, симметричные диаграммы направленности и низкую кроссполяризацию (рис. 1.15).

Результаты исследования показывают, что электромагнитные дипольные антенны, разработанные К.М. Luk [69], демонстрируют высокую эффективность благодаря отличным характеристикам излучения, низкому уровню боковых и задних лепестков, широкополосному согласованию импеданса и низкой

кроссполяризации. В их основе лежит принцип дополнительной антенны или источника Гюйгенса.

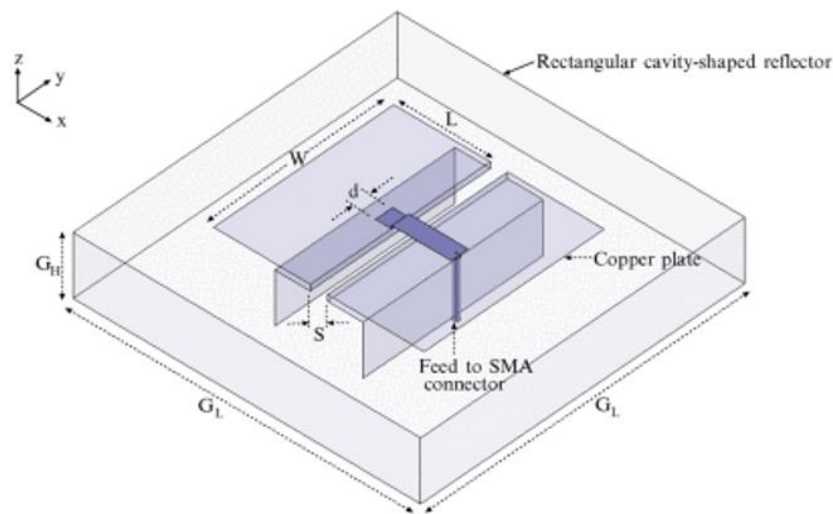


Рис. 1.15. Геометрия антенны на основе магнитоэлектрического диполя

Однако существенным недостатком таких антенн является их значительная высота, сложность проектирования и изготовления. Для снижения профиля антенн предлагаются различные методы, включая использование диэлектрических нагрузочных материалов, применение метаматериалов, миниатюризацию элементов антенной системы, а также оптимизацию траектории протекания тока [68, 69].

Благодаря этим усовершенствованиям такие антенны находят применение в компактных мобильных устройствах, беспилотных летательных аппаратах и системах интеллектуальных антенных решёток (Smart Antennas), где важны малые габариты и высокая энергоэффективность.

1.12. Метод улучшения характеристик антенн

Ниже рассмотрены ключевые методы повышения эффективности антенных систем, которые применены во многих конструкциях антенн.

Выбор подложки: Основным требованием при реализации антенны является правильный выбор подложки. Для изготовления антенн доступны различные

подложки с разной диэлектрической проницаемостью и тангенсом угла потерь. Для увеличения усиления и снижения потерь мощности необходимо выбирать подложку с меньшей относительной диэлектрической проницаемостью и низким тангенсом угла потерь [29-32].

Гофрирование: это означает удаление металлической части с края излучателя для образования прямоугольной, синусоидальной, треугольной или квадратной формы. Это помогает улучшить полосу пропускания и соотношение уровней переднего и заднего лепестка излучения [49-52].

Многоэлементная конструкция: Усиление антенны можно увеличить с помощью многоэлементной конструкции. Это также расширяет полосу пропускания и повышает эффективность. В приложениях, где одноэлементная антенна не обеспечивает требуемых характеристик (например, высокого усиления и широкой полосы), многоэлементная антенна оказывается более эффективной [24, 25].

Диэлектрическая линза: этот метод направляет электромагнитное излучение в одном направлении, что увеличивает усиление и направленность антенны. Линзы могут иметь различную форму и изготавливаться из того же или другого материала, что и подложка [24, 25].

Методы снижения взаимной связи: В конструкции многоэлементной антенны элементы влияют на характеристики друг друга. Для уменьшения этого эффекта исследователи применяют различные методы снижения взаимной связи, которые в литературе называют методами развязки: использование развязывающих цепей, линий нейтрализации, дополнительных развязывающих кольцевых резонаторов, пространственное подавление поверхностных волн (EBG-структуры) и другие. Эти методы позволяют управлять связью, что способствует улучшению полосы пропускания и уменьшению размеров антенны [70].

Существует принципиально иной подход к проектированию широкополосных решеток, при котором между элементами намеренно создается

взаимная связь. Этот подход, предложенный автором Мунком, основан на использовании взаимной связи для увеличения полосы пропускания антенной решетки, в отличие от традиционного подхода, направленного на минимизацию связи между элементами, спроектированными изолированно [71].

Для реализации подхода Мунка были применены следующие методы:

- Усиление связи между элементами достигается не путем разнесения компонентов для минимизации взаимного воздействия, а за счет сокращения промежутков и формирования перекрывающихся структур. Такой подход, предложенный Мунком, обеспечивает широкополосное согласование импедансов благодаря распределенному взаимодействию излучателей.

- Введение компенсирующих элементов в конструкцию антенны, включая перемычки, емкостные или индуктивные связи, позволяет сбалансировать реактивную составляющую импеданса. Это улучшает широкополосные характеристики антенны и увеличивает ее частотный диапазон.

- Распределенное возбуждение элементов через общую подложку или емкостную связь (вместо отдельных линий питания) способствует более эффективному электромагнитному взаимодействию между компонентами. В результате снижаются энергетические потери и расширяется рабочая полоса антенной системы.

Пример реализации подхода Мунка был предложен компанией Rockwell Collins, разработавшей новую конструкцию антенной решетки на основе двухполяризованной сбалансированной антиподальной антенны Вивальди (BAVA) с полосой пропускания 10:1 [72].

Антенная решётка BAVA с U-образными каналами для улучшения межэлементной связи демонстрирует полосу пропускания 10:1, сочетая модульность конструкции с ультратонким профилем (при длине элементов $\lambda/2$) [72].

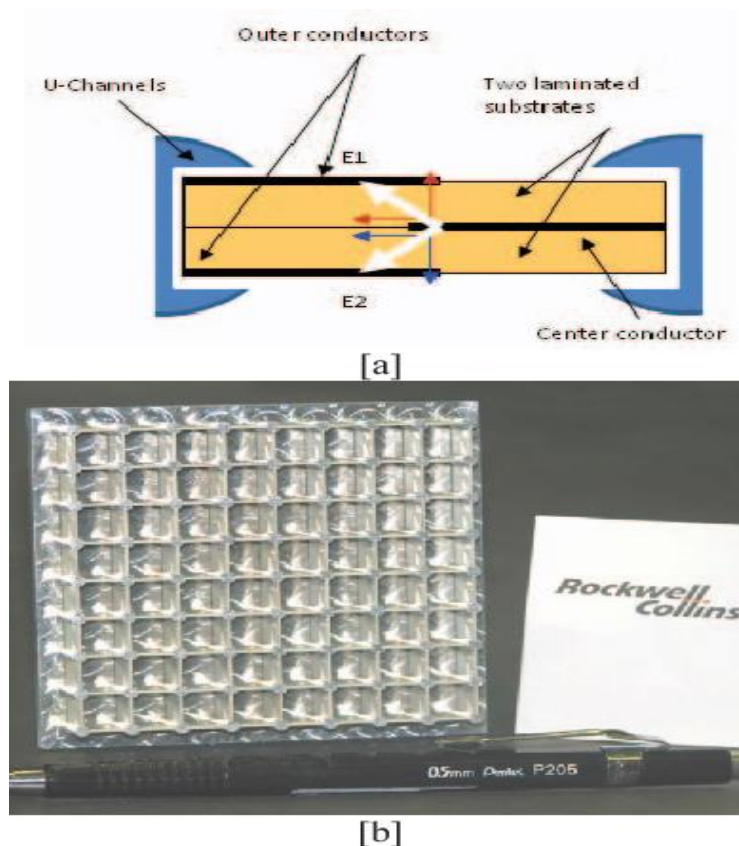


Рис. 1.16. [a] Конструкция элементарного излучателя VAVA в составе линейно-поляризованной антенной решётки; [b] Образец двухполяризационной антенной решётки 8×9 на основе VAVA-излучателей [72].

Другой пример представлен в работе [73], где описана решётка сильносвязанных диполей (Tightly Coupled Dipole Array - TCDA). Конструкция представляет собой скрещенную дипольную структуру с фазовым сдвигом 90° между ортогональными диполями. Благодаря уменьшению межэлементного расстояния и оптимизации перекрывающейся структуры соседних элементов достигается значительное улучшение как импедансной полосы пропускания, так и полосы по уровню коэффициента эллиптичности по сравнению с изолированным одиночным элементом. Для верификации концепции был изготовлен прототип решётки 4×4. Результаты измерений показали, что разработанная TCDA-решётка обеспечивает: полосу пропускания 3,14:1 (при $K_{CB} < 3$) и полосу по коэффициенту эллиптичности 2,38:1 (при 3 дБ). Эти характеристики демонстрируют существенно

более широкую полосу пропускания по сравнению с традиционной скрещенной дипольной решёткой на аналогичных элементах.

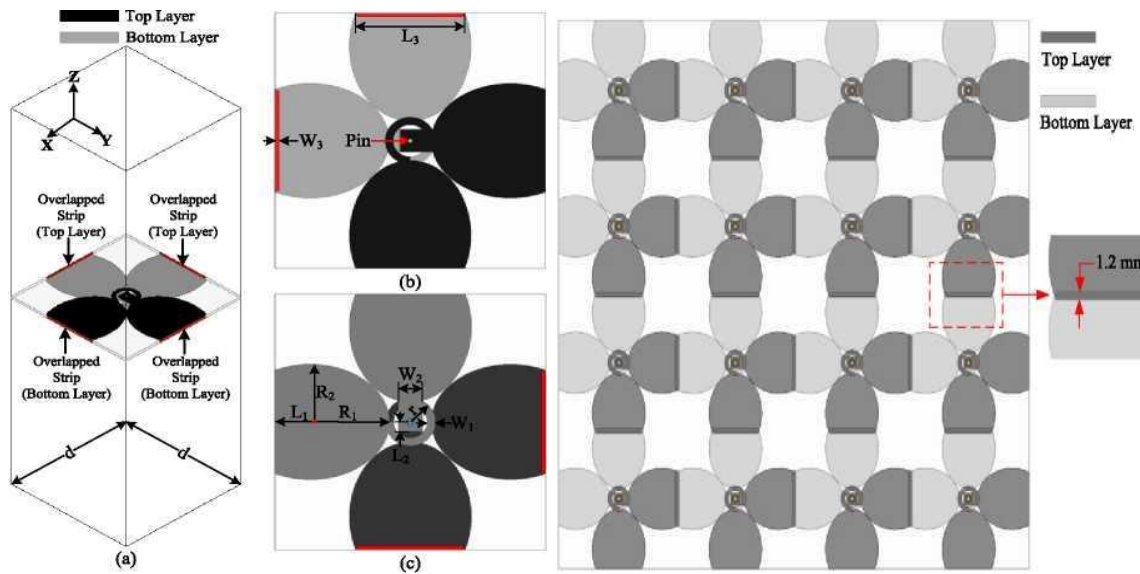


Рис. 1.17. Конфигурация ячейки и 4*4 антенной решетки [73].

Исследователи выделяют следующие преимущества TCDA-излучателей: возможность реализовать широкую рабочую полосу частот до 10:1, толщина менее половины длины волны на верхней рабочей частоте, высокая эффективность, двойная поляризация, низкий уровень кроссполяризованной компоненты, особенно при сканировании в диагональных плоскостях, низкая стоимость компонентов, плоская компоновочная схема. Однако отмечается существенный недостаток: отдельные модификации TCDA требуют использования громоздких и дорогостоящих внешних схем питания для соседних дипольных плеч [73, 97, 98].

1.13. Выбор симметрирующего устройства

Широко распространенные линии передачи, включая коаксиальные кабели, отличаются доступностью и стандартным волновым сопротивлением 50 Ом. Однако при использовании таких кабелей для питания сбалансированных структур возникают две основные проблемы [74-79]:

- ✓ Первая проблема — это несоответствие импеданса. Коаксиальный кабель с 50 Ом должен питать антенну в виде архимедовой спирали с высоким

входным сопротивлением (120–200 Ом). Это несоответствие значительно увеличивает коэффициент отражения, делая питание неприемлемым.

- ✓ Вторая проблема заключается в том, что коаксиальный кабель имеет несбалансированную структуру, а спиральная антенна — сбалансированную. Поэтому для преобразования несбалансированного сигнала в сбалансированный и согласования импеданса необходим широкополосный симметрирующий трансформатор.

Симметрирующее устройство — это трёхпортовое устройство, которое разделяет входной сигнал на два сигнала, сдвинутых по фазе на 180° . Обычно это устройство является основной частью питающей сети дипольных антенн, где несимметричный однопроводный сигнал должен быть преобразован в симметричный дифференциальный [76–78].

Правильно спроектированный симметрирующий трансформатор может обеспечить переход от несбалансированного к сбалансированному и требуемое преобразование импеданса, как показано на рис. 1.18.

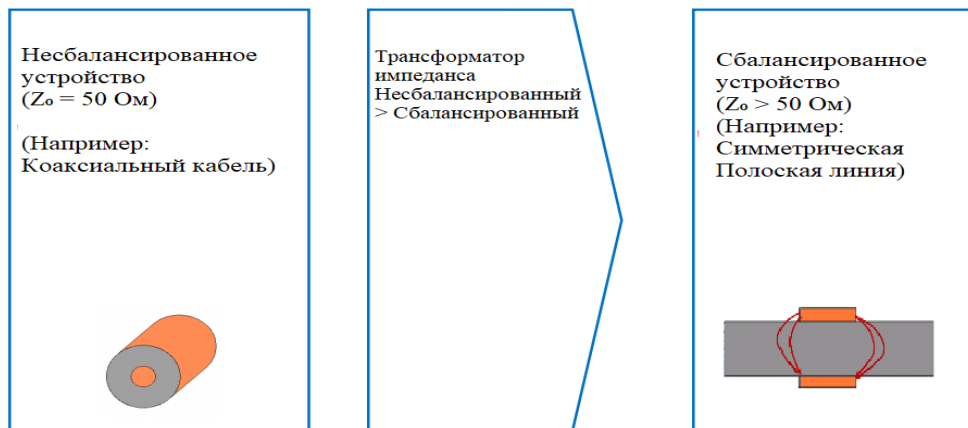


Рис. 1.18. Переход от несбалансированного к сбалансированному устройству

Четвертьволновый коаксиальный трансформатор создаёт дополнительный ток на внешней стороне внешнего проводника, который компенсирует несбалансированный ток. Однако он имеет узкую полосу пропускания [78,79].

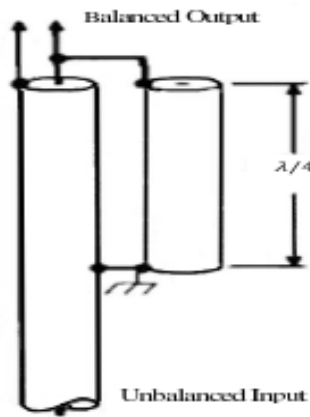


Рис. 1.19. Четвертьволновый коаксиальный трансформатор

Четвертьволновый шлейф (трансформатор на шлейфе) — это отрезок линии передачи (чаще параллельный или последовательный шлейф), используемый для компенсации реактивной составляющей и согласования импеданса. Трансформатор на шлейфе эффективно работает на высоких частотах (выше 1 ГГц), однако он обеспечивает узкую полосу пропускания.

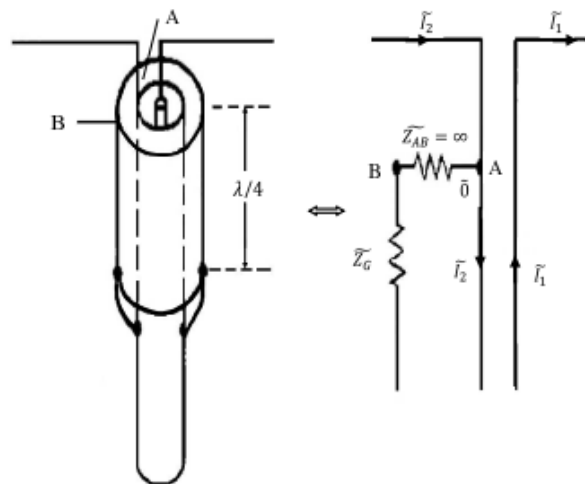


Рис. 1.20. Четвертьволновый шлейф

Коническое симметрирующее устройство формируется путём сужения несимметричного коаксиального кабеля до симметричной линии передачи на расстоянии нескольких длин волн. Внешний проводник кабеля удаляется до тех пор, пока его диаметр не станет равным диаметру внутреннего проводника.

Результаты этой конструкции позволили устранить отражения в фидере, которые могли привести к ухудшению диаграммы направленности. Одновременно при проектировании оно требует значительной длины для достижения хорошего баланса. Например, для корректной работы на частоте 500 МГц длина сужения должна составлять не менее 1 метра, что делает его слишком громоздким для практического применения [78,79].

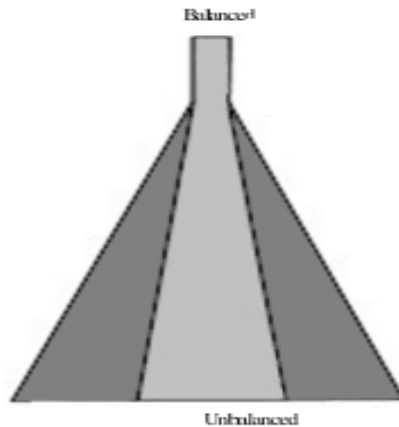


Рис. 1.21. Коническое симметрирующее устройство

Трансформаторы могут быть реализованы с использованием конфигурации перехода от микрополосковой линии к симметричной параллельной полосковой линии или копланарного волновода (CPW) к копланарной полосковой линии (CPS). Такие переходы особенно востребованы при создании печатных антенн, включая дипольные антенны, антенны типа "бабочка", а также щелевые и V-образные антенны Вивальди. Копланарный волновод (CPW) — это несимметричная линия передачи, состоящая из центральной проводящей полосы и двух земляных полос на одной стороне подложки. Его волновое сопротивление зависит от ширины центральной полосы и зазоров. CPW совместим с коаксиальными кабелями и удобен для подключения симметрирующего устройства, но не подходит для прямого питания симметричных антенн, из-за чего требуется переход на CPS [74,78,79].

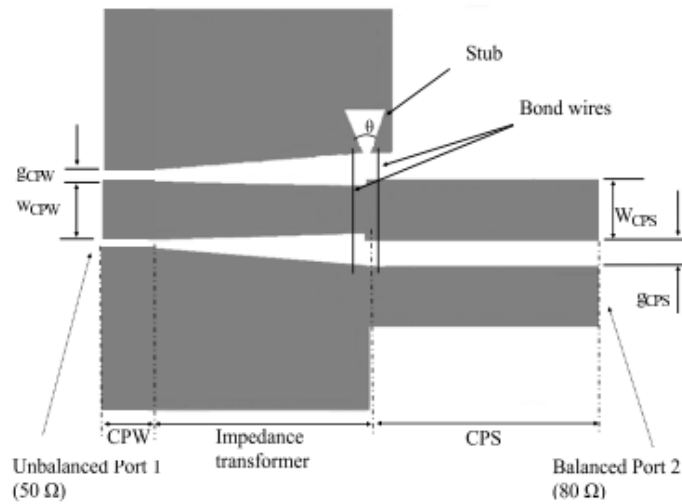


Рис. 1.22. Переход CPW к CPS

Предложен переход, состоящий из микрополосковой линии, в которой земляная плоскость сужается, образуя перекрывающиеся параллельные полосковые линии.

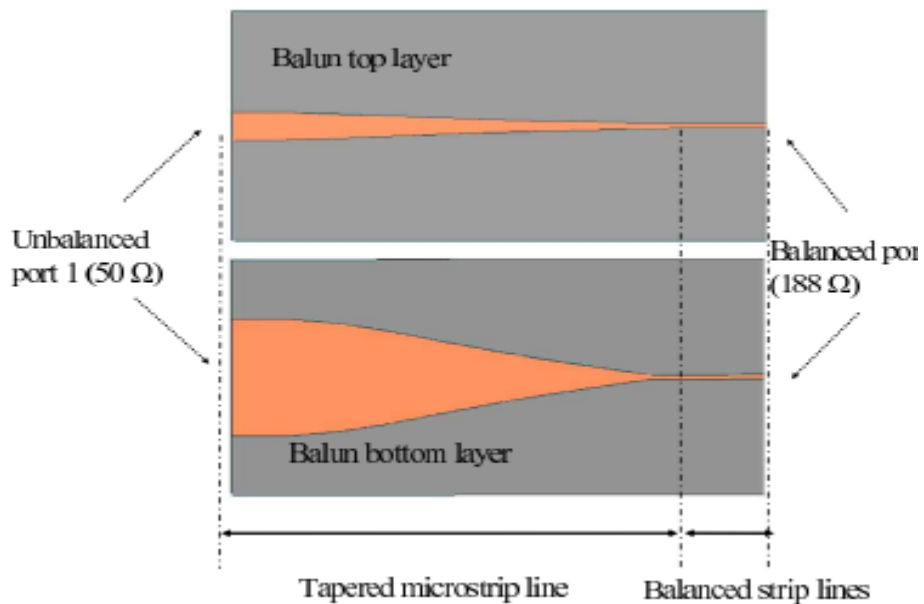


Рис. 1.23. Переход от микрополосковой линии к параллельным полосковым линиям

Такие типы трансформаторов обеспечивают отличные характеристики, включая широкую полосу пропускания и стабильные параметры излучения. Одноплоскостная топология конструкций не только снижает стоимость производства, но и упрощает процесс изготовления, что особенно важно при проектировании современных антенных систем. Полосковые линии обладают хорошей производительностью в широкой полосе частот. Недостатками являются высокие потери в полосе пропускания и наличие разрыва на конце линии передачи, что вносит дополнительную реактивность, которая может ухудшить производительность [78, 79].

В последние годы большое внимание уделяется разработке широкополосных симметрирующих устройств для обеспечения широкополосных характеристик, наиболее распространённых с особым акцентом на их реализацию в виде печатных плат. В связи с требованием низкопрофильности антенн беспроводных систем связи в последние годы возникла потребность в создании симметрирующего устройства, которое может работать в широких диапазонах и обеспечивать возможность работы антенны с малым профилем.

1.14. Выводы

Актуальность разработки низкопрофильных антенн обусловлена тенденцией к миниатюризации устройств связи, особенно в условиях ограниченного пространства (например, в мегаполисах или компактных устройствах). Однако уменьшение размеров антенн сопряжено с рядом ограничений, включая сужение полосы пропускания, снижение коэффициента усиления и уменьшение эффективности излучения.

В последние несколько десятилетий были представлены различные конструкции низкопрофильных антенн, включая дипольные антенны, рамочные антенны, микрополосковые антенны, плоские перевернутые F-антенны и антенны Вивальди. Несмотря на отличные технические характеристики этих антенн, они

имеют ряд недостатков, которые необходимо учитывать при разработке низкопрофильной антенны.

Необходимо отметить, что одним из способов улучшения характеристик антенны является подход Мунка, заключающийся во введении взаимной связи для расширения полосы пропускания антенны, в отличие от традиционных способов, которые пытаются уменьшать взаимную связь между элементами антенны. Поэтому при разработке низкопрофильной антенны системы связи необходимо выбрать подходящий тип излучателя, а также метод улучшения характеристик антенны для решения различных задач системы связи.

Разработка низкопрофильных антенн требует компромисса между размерами, полосой пропускания, коэффициентом усиления и эффективностью. Наиболее перспективными направлениями являются:

- ✓ Использование новых материалов подложки (метаматериалы, подложки с низкими потерями).
- ✓ Применение широкополосных структур (антенны Вивальди, TCDA).
- ✓ Оптимизация симметрирующих устройств для низкопрофильных антенн.
- ✓ Подход Мунка.

Перспективным направлением является разработка широкополосных низкопрофильных антенн для перспективных систем связи (5G/6G, IoT), навигационных радиосистем и спутниковой связи, сохраняющих высокие эксплуатационные характеристики при минимальных габаритах.

Глава 2. Разработка низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации

2.1. Введение

В настоящее время системы беспроводной связи получили широкое распространение во всем мире. Это привело к развитию и появлению различных приложений в навигационных спутниковых системах и системах мобильной связи, где требуются широкополосные и низкопрофильные антенные решетки. Особенно широкое распространение получили антенны с круговой поляризацией. Для одновременного покрытия полос частот нескольких служб беспроводной связи антенна с круговой поляризацией должна обеспечивать широкую рабочую полосу частот.

Наиболее современным подходом к проектированию широкополосных антенных решеток (АР) является метод, предложенный Мунком [80]. В отличие от традиционного подхода, направленного на минимизацию связи между отдельно спроектированными элементами АР, данный метод предусматривает создание сильной емкостной связи между соседними элементами. Результатом применения такого подхода становятся: малая высота профиля АР и широкая полоса рабочих частот, в отдельных случаях достигающая частотное перекрытия 46:1 [81-94].

На основе подхода Мунка были разработаны различные АР сильно связанных дипольных излучателей [82-87]. В работе [86] представлена АР с полосой рабочих частот 2.8:1 (1.74–4.9 ГГц), где для питания антенной решетки используется симметрирующий трансформатор.

Для обеспечения работы современных систем связи особый интерес представляют широкополосные АР с круговой поляризацией, поскольку они позволяют снизить влияние негативных эффектов многолучевого распространения радиоволн и повысить эффективность передачи [87]. В исследовании [88] описана АР сильно связанных дипольных излучателей для базовых станций мобильной

связи, работающая в диапазонах частот 700 МГц, 1.7 ГГц и 2.6 ГГц. Однако электрически большая высота профиля элементов данной антенной решетки ограничивает область её практического применения.

В [89] описана конструкция АР круговой поляризации (см. рис. 2.1) с полосой пропускания по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) < 3 от 2,06 до 6,46 ГГц (3,14:1) и полосой рабочих частот по уровню коэффициента эллиптичности (КЭ) < 3 дБ от 2,35 до 5,6 ГГц (2,38:1). Однако в описанной АР нет металлического основания-рефлектора (рис. 2.1). Для подавления заднего излучения был применён радиопоглощающий материал, что привело к потере не менее чем половины подводимой ко входу АР мощности.

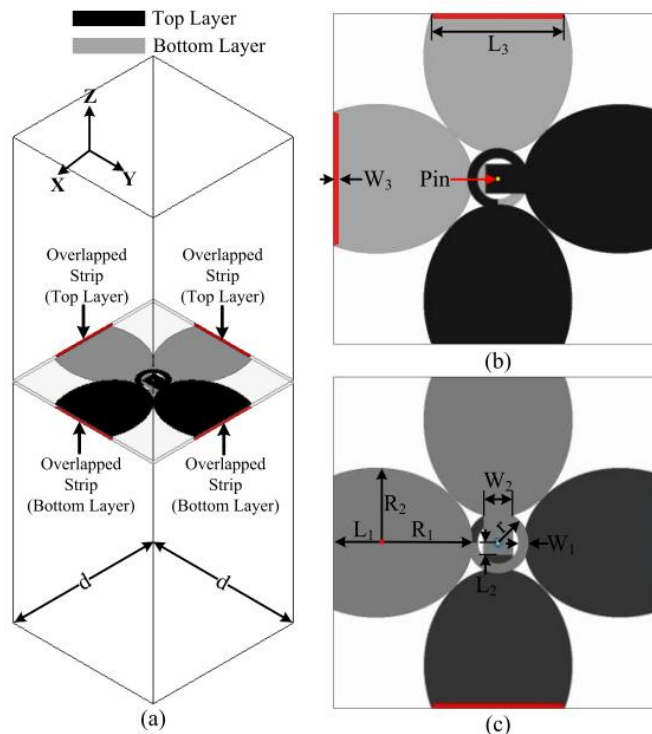


Рис. 2.1. Геометрия элементарной ячейки. (а) Общий вид. (б) Вид сверху. (в) Вид снизу [89].

2.2. Конструкция элемент антенной решетки

Современные системы связи, включая мобильную связь, навигационную и спутниковые системы (Starlink, OneWeb), IoT-устройства, требуют антенных

систем с улучшенными характеристиками. Особое внимание уделяется широкополосным антенным решеткам с круговой поляризацией, которые позволяют:

- Снизить влияние многолучевого распространения радиоволн.
- Повысить эффективность передачи данных.
- Обеспечить устойчивую связь с подвижными объектами (дроны, спутники) без строгой ориентации антенны.

При разработке современных антенных решеток столкнулись некоторые ограничения, такие как: большая электрическая высота профиля, что затрудняет их применение в компактных устройствах; ограниченная широкополосность в более высоких частотах и сложность обеспечения круговой поляризации при малых габаритах.

Таким образом, целью работы является разработка компактной широкополосной антенной решетки с круговой поляризацией, отвечающей следующим требованиям:

- Рабочие диапазоны: УКВ-диапазоны (0,5-1 ГГц) и L-диапазон (1-2 ГГц).
- Низкий профиль (не более $\lambda/4$) для интеграции в мобильные и стационарные устройства.
- Широкополосность (не менее 70% от центральной частоты).
- Коэффициент эллиптичности ≤ 3 дБ в рабочей полосе.

В этом разделе представлена конструкция АР с металлическим основанием-рефлектором, который отражает обратно распространяющиеся электромагнитные волны и перенаправляет их в основное направление излучения, тем самым повышая коэффициент направленного действия антенной системы. Для обеспечения емкостной связи между элементами АР применяются металлические диски,

гальванически соединённые с основанием АР. Предлагаемая конструкция имеет более низкий профиль по сравнению с существующими антеннами.

Проектирование и разработка предлагаемой АР были выполнены при помощи программного обеспечения ANSYS HFSS. Выполнялся расчет характеристик одной ячейки АР с периодическими граничными условиями на гранях. Таким образом, приводятся характеристики одной ячейки в составе АР бесконечных размеров, в которой не учитываются краевые эффекты и неоднородностей, возникающих в реальных решётках конечного размера [117].

На основе предлагаемой модели элемента АР были построена конструкция конечной АР и было приведено сравнение характеристик АР различных размеров. В результате проведены исследования конструкции низкопрофильной антенной решетки сильно связанных диполей круговой поляризации.

На рис. 2.2 показан общий вид элемента предлагаемой АР. Основной деталью конструкции являются два скрещенных диполя в печатном исполнении. Плечи диполей размещаются на обеих сторонах диэлектрической подложки толщиной 1 мм из материала ФЛАН-2.8.

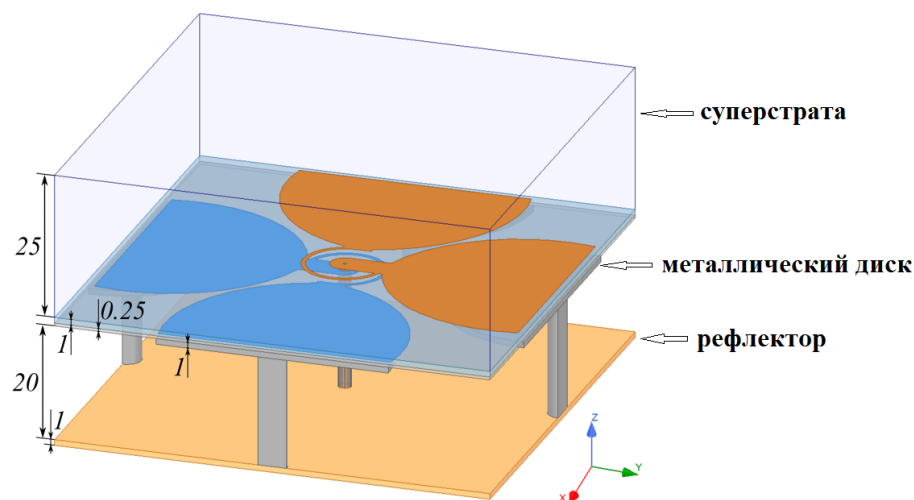


Рис. 2.2. Общий вид элемента антенной решетки. Диэлектрические материалы показаны полупрозрачными для ясности

В отличие от прототипа, который был представлен в работе [89], в данной конструкции антенны применено металлическое основание – рефлектор. Это повышает коэффициент усиления антенны и уменьшает задние и боковые лепестки диаграммы направленности. Металлическое основание также служит жёсткой конструкционной основой, повышая прочность и долговечность антенны, особенно в уличных условиях.

Для обеспечения ёмкостной связи между элементами АР в конструкцию добавлены металлические диски, гальванически соединённые с основанием при помощи металлических стержней [90,91]. Для изоляции нижнего слоя диполей от емкостных дисков между ними установлен дополнительный слой диэлектрика ФЛАН-2.8 толщиной 0,25 мм.

Увеличение рабочей полосы частот и параметров излучения антенной решетки было достигнуто за счёт установки диэлектрического слоя из материала Eccostock NiK (с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3.5$ и тангенсом угла потерь $\tan(\delta) = 0.002$) над дипольными элементами. Толщина этого суперстрата была выбрана равной четверти длины волны ($\lambda/4$) на средней частоте рабочего диапазона [92].

Питание антенной ячейки реализовано посредством коаксиального кабеля, который подводится вертикально через отверстие в металлическом отражателе. Расстояние между металлическим основанием и дипольным слоем составляет около $\lambda/10$ (относительно центральной частоты рабочего диапазона), причём расстояние оптимизируется в процессе компьютерного моделирования с использованием программного обеспечения САПР.

Центральная жила коаксиального кабеля подключается к одному из двух скрещённых диполей, расположенных на верхнем металлизированном слое диэлектрической подложки. Экран кабеля соединяется с соответствующим ему диполем другим на нижнем металлизированном слое.

Для достижения круговой поляризации и широкополосности были применены следующие подходы [87,88]:

- Квадратурное возбуждение с фазовым сдвигом 90° между ортогональными компонентами поля.
- Геометрически асимметричные излучатели: спиральные антенны, патч-антенны с усеченными углами, диэлектрические резонаторные антенны.
- Использование метаповерхностей и частотно-селективных структур для миниатюризации и расширения полосы пропускания.

Механизм формирования круговой поляризации в предлагаемой АР был предложен Брауном [95] ещё в 1935 году. Его суть заключается в возбуждении двух диполей с общим центром, расположенных ортогонально друг к другу, равными амплитудами, но со сдвигом фаз 90° . Антенны такого типа Браун назвал турникетными [96].

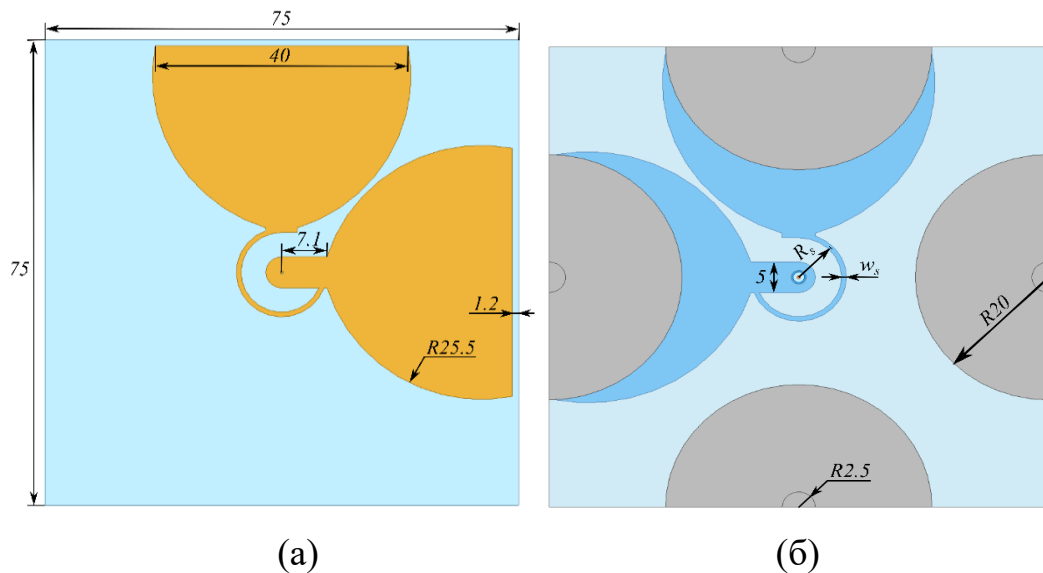


Рис. 2.3. Элемент антенной решетки. Суперстрат и рефлектор-основание не показаны. (а) Вид сверху. (б) Вид снизу

Квадратурное возбуждение в предлагаемой АР обеспечивается полосками в форме дуги окружности, соединяющими пары ортогонально расположенных плеч на верхнем и нижнем слоях металлизации [84,89] (см. рис. 2.3). Теоретическая

электрическая длина дуги окружности составляет четверть длины волны ($\lambda/4$) на центральной частоте рабочего диапазона, при этом её точное значение корректируется в ходе компьютерного моделирования и настройки антенной решётки с использованием программного обеспечения САПР.

Расчёт длины полоски в форме дуги окружности основывается на эффективной диэлектрической проницаемости подложки и радиусе кривизны R (расстояние от центра окружности до середины полоски.). начальное приближение определяется формулой:

$$L = \frac{\lambda_r}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эфф}}} \quad (2.1)$$

Где:

λ_0 – длина волны в вакууме,

$\epsilon_{эфф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

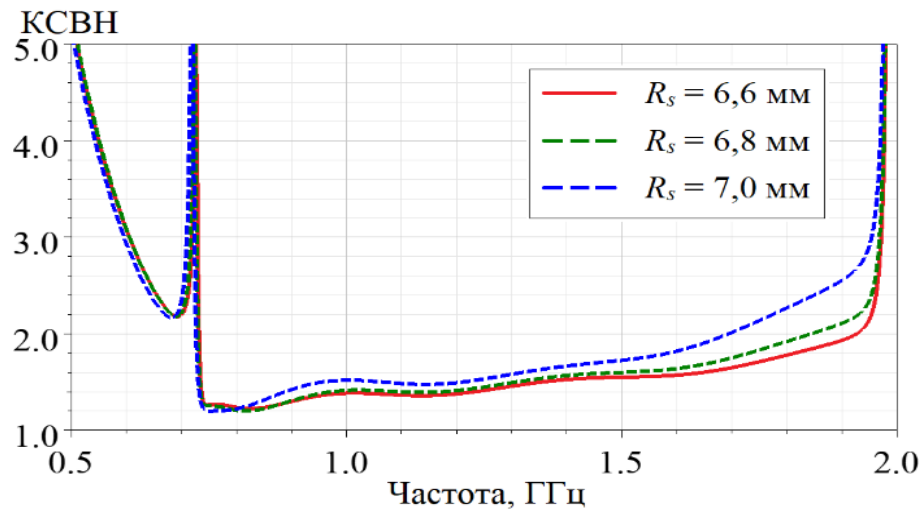
Ширина дуговых полосок играет ключевую роль в работе квадратурного возбуждителя антенны. Этот параметр напрямую влияет на волновое сопротивление линии передачи, фазовый сдвиг между ортогональными компонентами и общее согласование антенны. Оптимальная ширина обычно выбирается в пределах 1.5-2 толщин диэлектрической подложки, что обеспечивает волновое сопротивление около 50 Ом - стандартное значение для большинства радиочастотных систем.

Однако из-за влияния диэлектрической подложки и краевых эффектов точное значение требует корректировки в процессе численного моделирования.

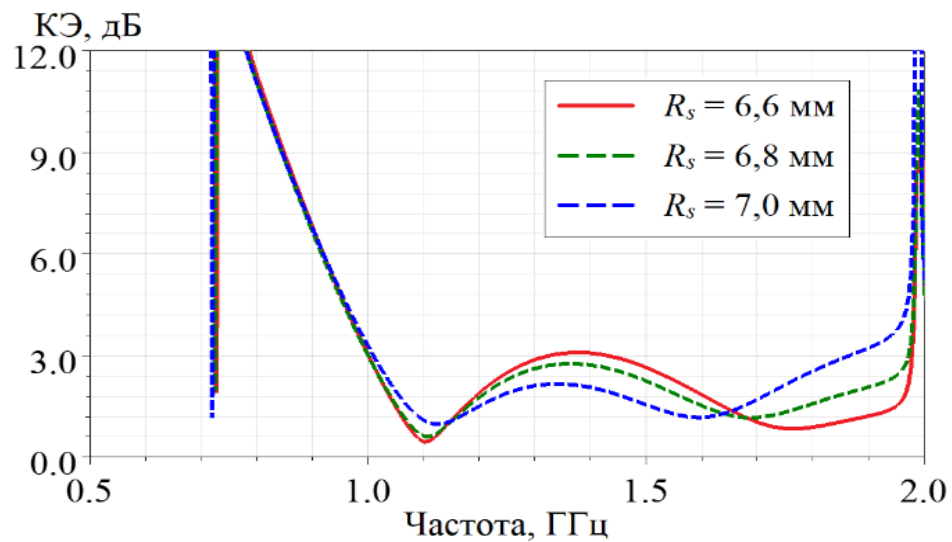
2.3. Численное исследование одной ячейки

Проектирование и разработка предлагаемой АР были выполнены при помощи программного обеспечения ANSYS HFSS. Выполнялся расчет характеристик одной ячейки АР с периодическими граничными условиями на гранях [117].

Таким образом, приводятся характеристики одной ячейки в составе АР бесконечных размеров, в которой не учитываются эффекты взаимного влияния элементов АР [117]. На основе предлагаемой модели элемента АР была построена конструкция конечной АР и было проведено сравнение характеристик АР различных размеров.



(а)

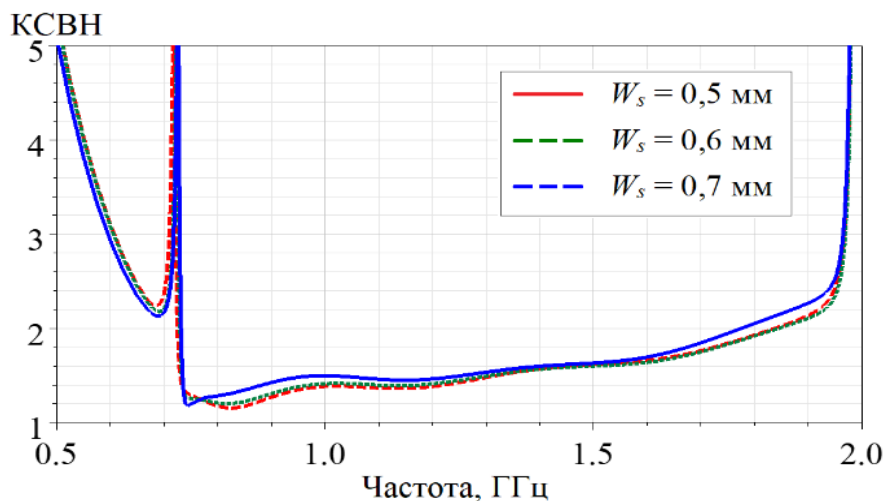


(б)

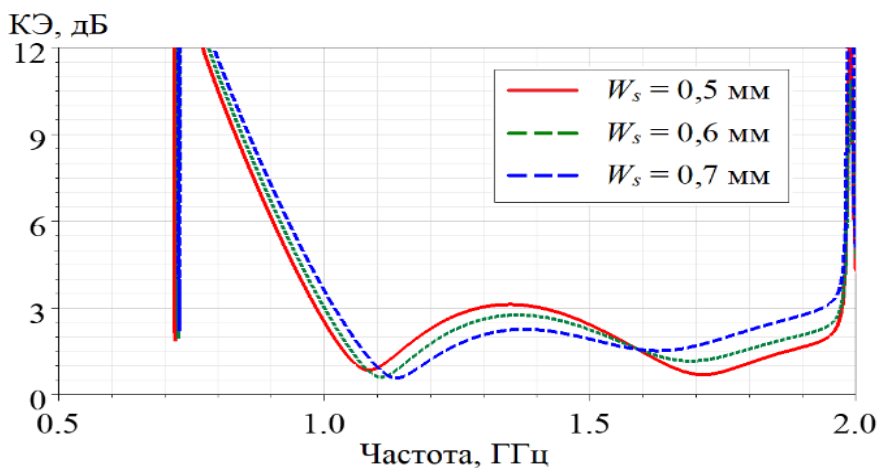
Рис. 2.4. Влияние радиуса полоски в форме дуги окружности на характеристики антенной решётки.

(а) Зависимость КСВН элемента АР от частоты. (б) Зависимость КЭ от частоты

На графиках 2.4(а) и 2.4(б) представлены частотные характеристики КСВН и коэффициента эллиптичности (КЭ) для различных радиусов полосы в конструкции исследуемой низкопрофильной антенной решётки. Проведённый анализ демонстрирует, что уменьшение радиуса дуги приводит к улучшению параметров согласования и снижению коэффициента эллиптичности в верхней части рабочего диапазона. Однако следует отметить, что такая оптимизация сопровождается некоторым ухудшением круговой поляризации в центральной части частотного диапазона.



(а)



(б)

Рис. 2.5. Влияние ширины полоска в форме дуги окружности на характеристики антенной решетки. (а) Зависимость КСВН элемента АР от частоты. (б) Зависимость КЭ от частоты

На рисунках 2.5(а) и 2.5(б) представлены частотные характеристики КСВН и коэффициента эллиптичности для различных значений ширины полоски, осуществляющей квадратурное возбуждение дипольных плеч.

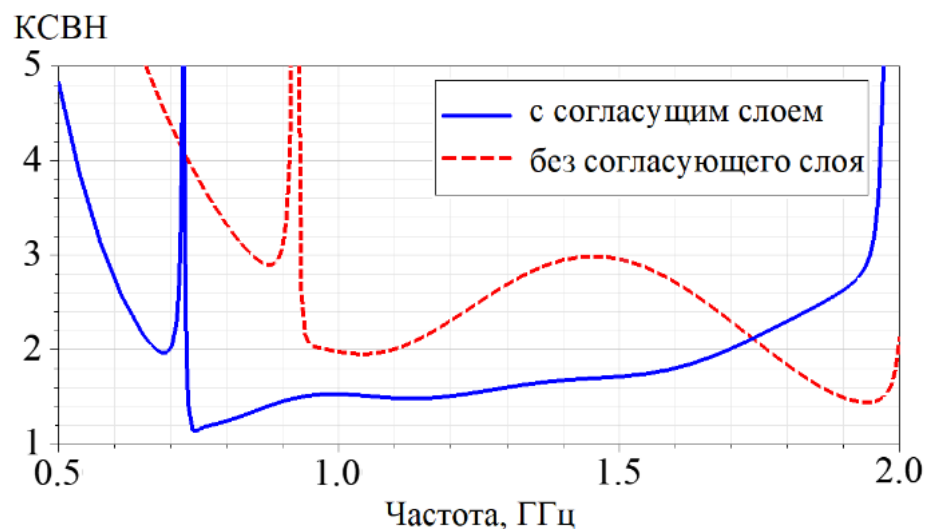
Анализ данных показывает, что ширина полоски оказывает незначительное влияние на характеристики КСВН, уменьшение ширины полоски позволяет расширить рабочую полосу частот при условии $KЭ < 3$ дБ в верхней части рабочего диапазона.

Таким образом, выбор радиуса полоски, обеспечивающего квадратурное возбуждение плеч диполей, представляет собой компромисс между широкой полосой рабочих частот и лучшим коэффициентом эллиптичности в центре диапазона.

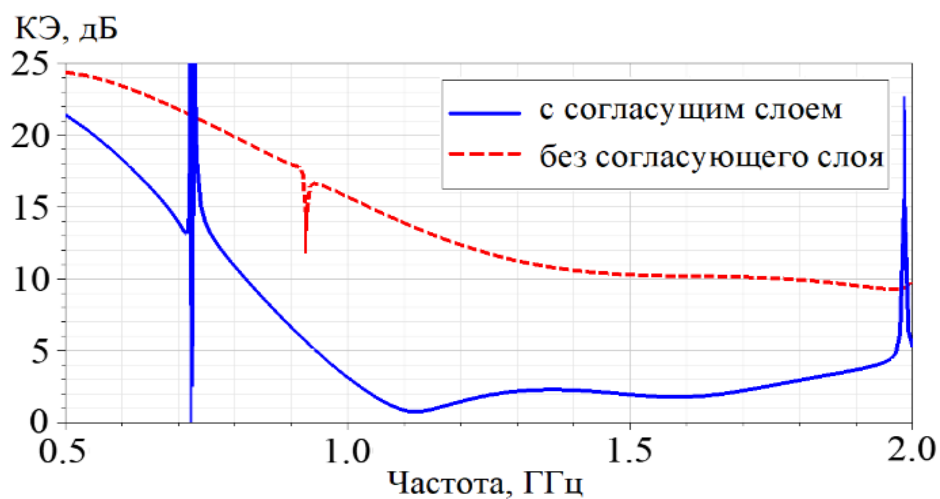
На рис. 2.6(а) и Рис. 2.6(б) показаны зависимости КСВН и КЭ от частоты для модели элемента АР с верхней диэлектрической подложкой и без неё.

Проведённый анализ демонстрирует, что применение верхней диэлектрической подложки в антенных решётках сильно связанных диполей круговой поляризации является необходимым условием для получения широкой полосы рабочих частот при сохранении малой высоты профиля АР, так же как и в АР, работающих на линейной поляризации [50].

Ключевыми преимуществами данного решения являются снижение коэффициента стоячей волны (КСВН) и коэффициента эффективности (КЭ). Диэлектрическая подложка минимизирует паразитные резонансы и потери, обеспечивая стабильность параметров в широком частотном диапазоне. Таким образом, применение такой подложки способствует улучшению электродинамических характеристик системы, включая согласование импедансов и эффективность излучения.



(а)



(б)

Рис. 2.6. Влияние наличия суперстрата на характеристики антенной решетки. (а) Зависимость КСВН элемента АР от частоты. (б) Зависимость коэффициента эллиптичности от частоты

На рисунке 2.7 представлен график зависимости эффективности излучения от частоты для антенной решётки с параметрами $R = 6,8$ мм и $w = 0,6$ мм. Результаты измерений демонстрируют, что в широком частотном диапазоне от 0,7 до 2,0 ГГц (перекрытие 2,85:1) достигается высокий уровень эффективности излучения, превышающий 70%).

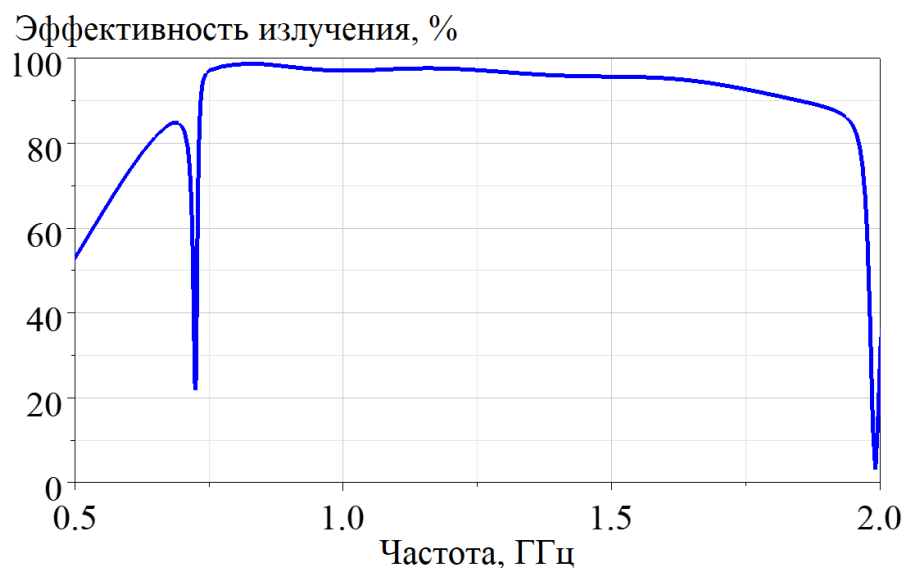


Рис. 2.7. Эффективность излучения предлагаемой антенной решетки

На рисунке 2.8 представлено сравнение реализованного коэффициента усиления:

- Красной линией обозначен коэффициент усиления исследуемого элемента антенной решётки;
- Синей линией показан расчётный предельный коэффициент усиления для апертуры аналогичных размеров.

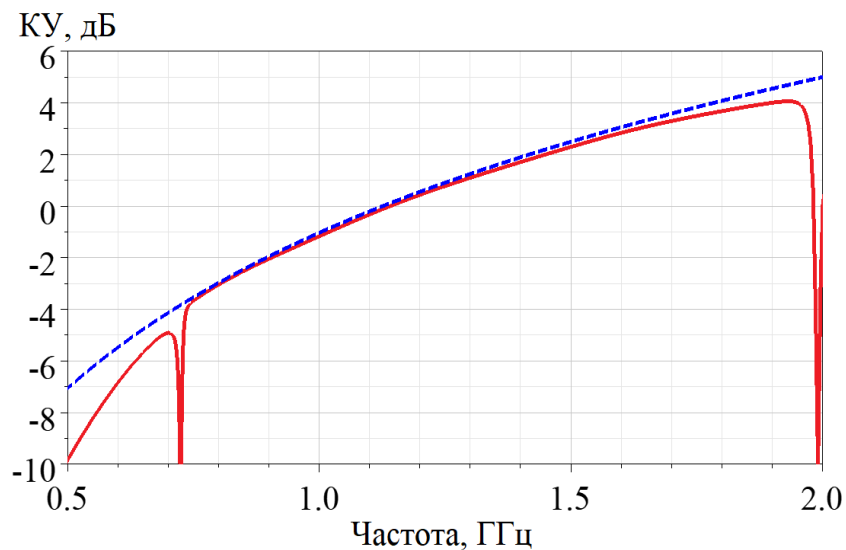


Рис. 2.8. Реализованный коэффициент усиления элемента АР

Анализ графиков позволяет сделать следующие выводы: практически вся подводимая мощность эффективно излучается в свободное пространство и потери мощности в конструкции антенны минимальны, что подтверждает высокую эффективность излучения элемента антенной решетки.

2.4. Расчет конечной антенной решетки

На основе предлагаемой конструкции элемента АР были разработаны электродинамические модели АР конечных размеров из 3×3 , 4×4 , 5×5 и 6×6 элементов. В качестве наглядного примера на рис. 2.9 представлена АР размерностью 3×3 .

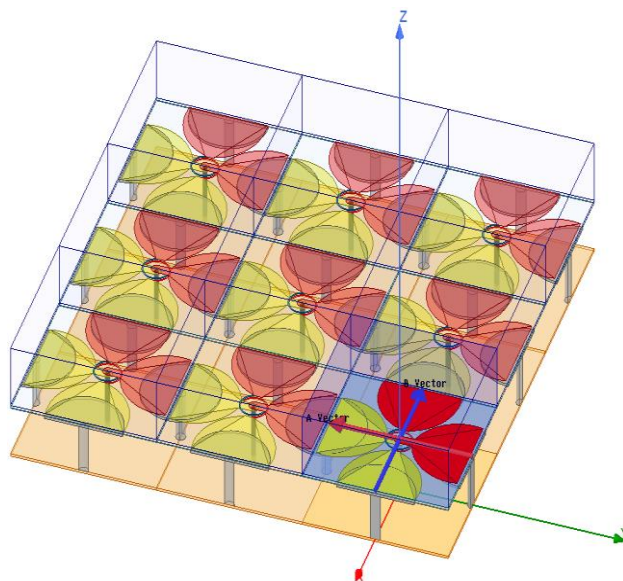


Рис. 2.9. Конфигурация конечной АР 3×3

Сравнение коэффициента эллиптичности АР с различным количеством элементов показано на рис. 2.10. Коэффициент эллиптичности АР конечных размеров ухудшается по сравнению с характеристиками элементарной ячейки. В центральной части рабочего диапазона наблюдается превышение КЭ > 3 дБ, что приводит к переходу от круговой к эллиптической поляризации. Данный эффект обусловлен влиянием крайних элементов на характеристики антенных решёток конечных размеров.

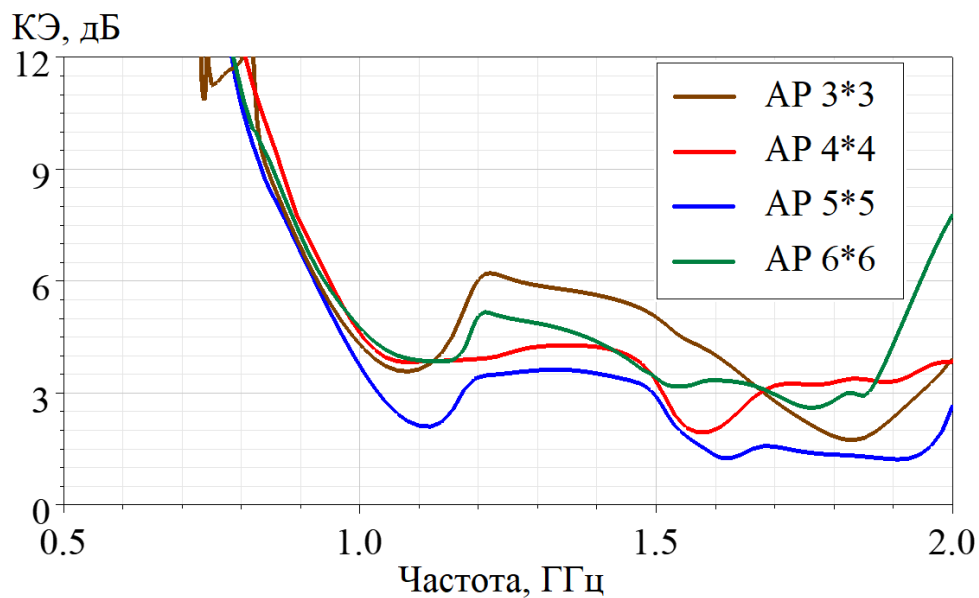


Рис. 2.10. Коэффициент эллиптичности конечных АР различных размеров

Для проверки того, как влияют крайние элементы на характеристики конечных АР были исследованы 2 конфигурации размером 5×5 и 6×6, при этом возбуждались только центральные ячейки (3×3 и 4×4 соответственно), все крайние элементы были подключены к согласованным нагрузкам.

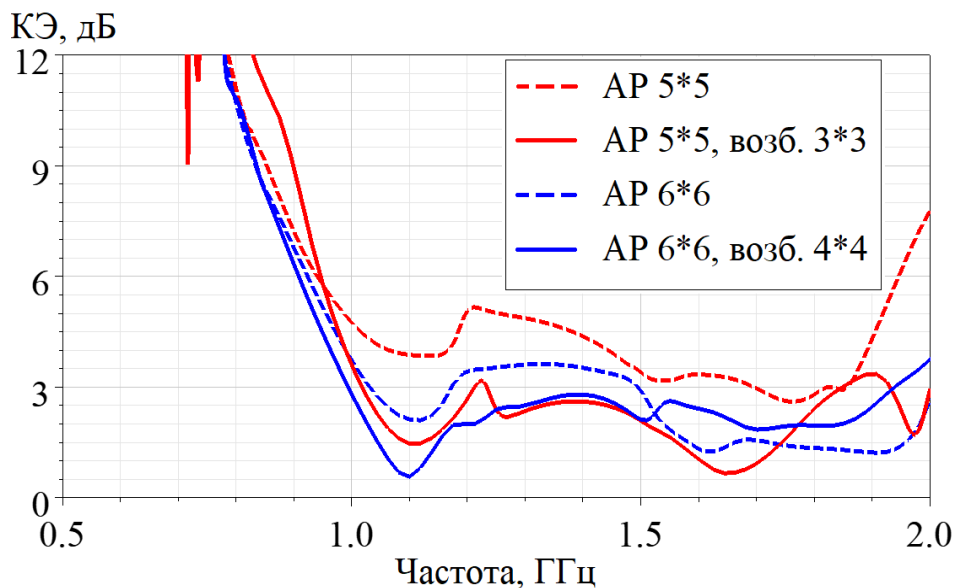


Рис. 2.11. Коэффициент эллиптичности АР конечных размеров

Рассчитанные значения коэффициента эллиптичности представлены на рис. 2.11. По сравнению с результатами, показанными на рис. 2.10, в центральной части рабочего диапазона наблюдается значительное улучшение поляризационных характеристик антенной решётки. Это подтверждает существенное влияние краевых элементов на параметры конечной антенной решётки.

На рис. 2.12 показано, что эффективность излучения превышает 70% получена в диапазоне рабочих частот от 0,73 до 1,95 ГГц (перекрытие 2,67:1).

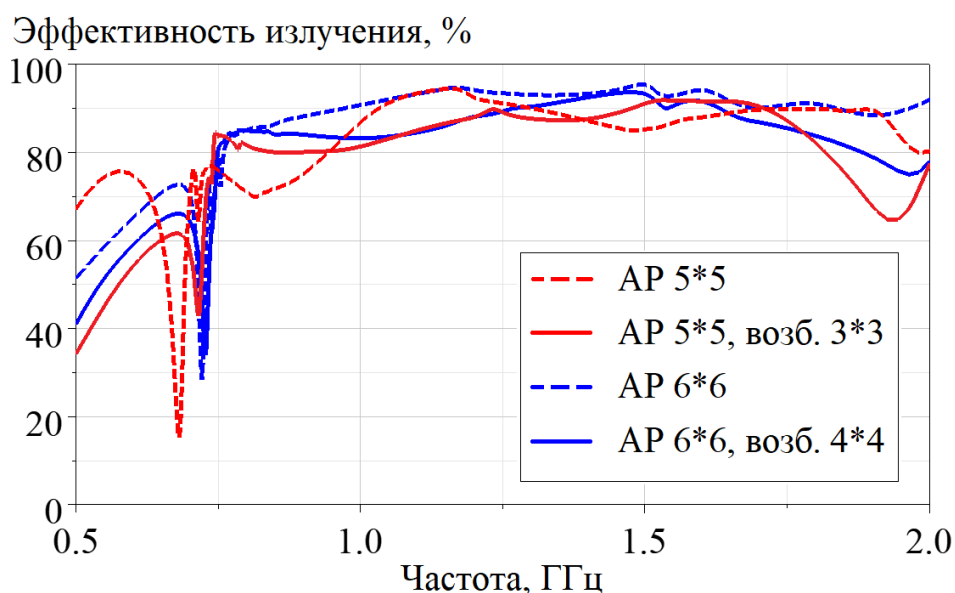


Рис. 2.12. Эффективность излучения AP конечных размеров

2.5. Выводы

Предложена конструкция низкопрофильной антенной решётки сильно связанных диполей круговой поляризации. Применены гальванически соединённые с основанием металлические диски для обеспечения ёмкостной связи между элементами антенной решетки, что позволило расширить полосу рабочих частот как по критерию уровня согласования ($K_{СВН} < 3$), так и по коэффициенту эллиптичности ($KЭ < 3$ дБ). Показана возможность работы в широкой полосе частот по заданному уровню согласования и коэффициенту эллиптичности. Проведено

исследование характеристики излучения и согласование антенной решетки при применении суперстрата над слоем диполей и без него.

Представлены результаты численного исследования характеристик элементарной ячейки антенной решетки с периодическими граничными условиями на гранях. Полоса рабочих частот по уровню КСВН < 3 от 0.7 до 2.0 ГГц (2.85:1). Полоса рабочих частот с коэффициентом эллиптичности < 3 дБ от 1 до 1.93 ГГц (1.93:1). Высота профиля разработанной антенной решетки составляет $0,1\lambda$ на нижней частоте диапазона рабочих длин волн.

На основе предложенного элемента были исследованы модели конечных антенных решеток из 3×3 , 4×4 , 5×5 и 6×6 элементов. Результаты исследований демонстрируют существенное влияние крайних элементов на характеристики антенной системы. Особое внимание уделено анализу возможности улучшения параметров решетки путём подключения периферийных элементов к согласованным нагрузкам.

Таким образом, благодаря широкой полосе рабочих частот, малой высоте профиля и простой схеме питания по коаксиальной линии без применения дополнительных проводников и сложных симметрирующих устройств предложенная конструкция антенной решетки представляет практический интерес для современных систем связи.

Глава 3. Разработка низкопрофильной антенной решетки для базовой станции

3.1. Введение

Быстрый прогресс в области беспроводных технологий ведёт к параллельному использованию разных стандартов связи. Поскольку ресурсы базовых станций ограничены, крайне важно, чтобы их антенны могли охватывать широкий спектр частот и поддерживать множество протоколов. Такой подход исключает необходимость избыточного проектирования антенн для базовых станций (БС) [99,100].

3.2. Технические требования к антеннам для базовой станции

Для обеспечения требуемой ширины луча и усиления по азимуту антенны базовой станции обычно содержат вертикальную решётку излучающих элементов. Конструкция отдельных элементов обеспечивает необходимое азимутальное излучение, тогда как вертикальный размер антенной решётки и количество излучающих элементов в решётке выбираются так, чтобы обеспечить необходимый выигрыш [100].

Азимутальная ширина луча антенны базовой станции выбирается так, чтобы обеспечить эффективное повторное использование частот, выбранных для сети. Тип базовых станций может поддерживать три ячейки, разнесённые по азимуту на 120° , хотя такой план не подходит, особенно там, где покрытие может быть ограничено зданиями или холмами, или там, где бывает неравномерное распределение трафика, как в случае для БС рядом с главной автомагистралью.

Система с кодовым разделением множественного доступа (CDMA) требует минимизировать перекрытие между сотами, чтобы избежать чрезмерной потери ёмкости из-за одновременного соединения абонента с несколькими БС во время перехода между сотами, что обуславливает применение антенн с шириной луча 65° на уровне 3 дБ [99].

Глобальная система мобильной связи (GSM) обычно использует антенны с шириной луча 65° в городских условиях, но часто применяет антенны с более широким лучом (например, 90° – 120°) или всенаправленные антенны в сельской местности, при этом разрывы между секторами компенсируются перекрытием зон соседних БС. В плотно населённых городских районах приоритетом при проектировании антенн БС является обеспечение достаточной ёмкости, а не максимального покрытия [100,101].

Типичное значение коэффициента направленного действия (отношение уровня излучения в передней полусфере к задней, F/B) для 65° антенн составляет 30 дБ, что обеспечивает эффективное подавление задних лепестков диаграммы направленности и минимизацию интерференции между секторами, тем самым оптимизируя планирование повторного использования частот в сети базовых станций. Данный показатель крайне важен для сохранения высокого уровня соотношения сигнал/шум (C/I) в системах с CDMA или FDMA, где критична пространственная изоляция между сотами, использующими совпадающие или соседние частоты [101].

Ширина луча антенны по углу места определяется электрической длиной антенной решетки в вертикальной плоскости. Однако существует практическое ограничение на степень уменьшения вертикальной ширины луча для достижения высокого коэффициента усиления. Поскольку антенны с чрезмерно узкой диаграммой направленности по вертикали требуют значительных габаритных размеров конструкции, что в свою очередь обуславливает необходимость применения особо жестких и устойчивых опорных систем для предотвращения недопустимых механических отклонений под воздействием ветровых нагрузок, способных нарушить работоспособность антенны и ухудшить её радиотехнические характеристики [101].

Механическая конструкция антенны базовой станции представляет собой сложное устройство, которое должно обеспечивать длительную и безотказную

эксплуатацию в разных погодных условиях. Особое внимание уделяется герметизации соединительных узлов и волноводных трактов для защиты от влаги при сохранении требований к массогабаритным показателям, поскольку увеличение размеров антенной системы прямо влияет на ветровую нагрузку и требования к несущей способности мачты [99,100].

Оптимизация антенной системы базовых станций (БС) представляет собой компромисс между максимальным усилением, экономической целесообразностью и механической надежностью. С точки зрения радиопокрытия предпочтение отдается антеннам с высоким коэффициентом усиления, что позволяет минимизировать количество БС при обеспечении требуемого проникновения сигнала в здания. Однако при этом необходимо учитывать проблемы затенения, которые эффективнее устранять не за счет увеличения мощности, а путем оптимизации местоположения и высоты установки антенны. Следует отметить, что увеличение высоты подвеса антенны, с одной стороны, улучшает зону покрытия, но с другой – существенно повышает ветровую нагрузку на конструкцию, что требует усиления опорных систем и может привести к увеличению эксплуатационных расходов. В связи с этим особое внимание уделяется разработке низкопрофильных и компактных антенн, которые сочетают в себе достаточное усиление, механическую устойчивость и аэродинамическую эффективность [99-102].

3.3. Конфигурация элемента антенной решетки

Техническая задача при проектировании данной антенны состоит в том, что требуется обеспечить коэффициент стоячей волны (КСВ) не более 1,5 в частотном диапазоне 0,8–0,96 ГГц, который включает как CDMA, так и GSM-диапазоны, что гарантирует эффективное согласование с фидерным трактом и минимизацию потерь; достижение ширины диаграммы направленности в горизонтальной плоскости не менее 65° на уровне -3 дБ для оптимального секторного покрытия и

поддержание низкого уровня заднего и бокового излучения (с коэффициентом направленного действия не хуже 30 дБ) для снижения межсекторной интерференции [100-102]. При этом антенна должна обладать простой и компактной конструкцией, удобной для массового производства.

Были представлены несколько вариантов исполнения широкополосных антенн, предназначенных для применения в базовых станциях. Среди этих антенн двухполюсные дипольные антенны демонстрируют три основных типа конфигураций излучающих элементов, представленных на рис. 3.1.

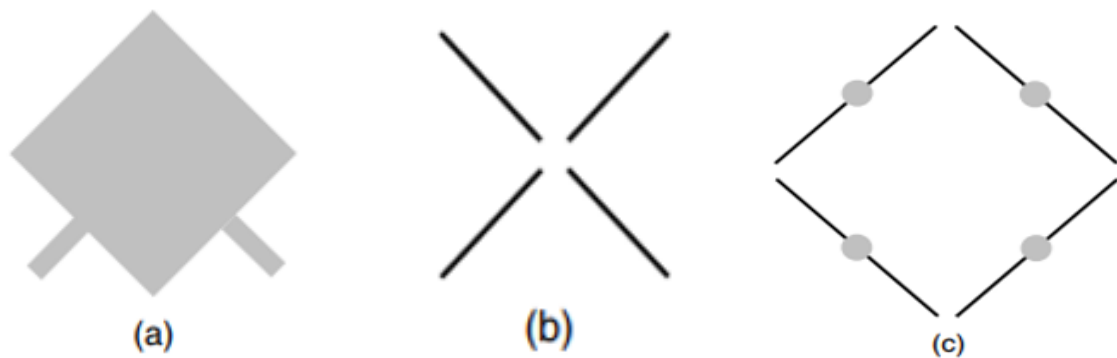


Рис. 3.1. а) Патч-элементы б) Скрещенные дипольные элементы в) Квадратные дипольные элементы

В стандартном исполнении патч-элементы обладают недостаточной полосой пропускания. Однако патч, расположенный над воздушным зазором и приподнятый над землёй, может приблизиться к требуемым параметрам для некоторых применений за счёт увеличения добротности системы и улучшения импедансных характеристик. Расширить полосу пропускания можно несколькими способами:

- использованием многослойных структур с паразитными патч-элементами, расположенными над основным излучателем (они формируют дополнительные резонансные моды и сглаживают частотную характеристику);

- возбуждением одиночного патча через ёмкостно-связанный зонд, что минимизирует потери на излучение и обеспечивает оптимальное согласование в широкой полосе частот [102].

Многослойный (каскадный) патч-элемент состоит из нижнего возбуждаемого патча, часто интегрированного с системой возбуждения, и одного или нескольких паразитных патчей, расположенных в параллельной плоскости. В простейшей конфигурации возбуждаемый патч активируется в двух точках под прямым углом друг к другу (рис. 3.1а), однако в широкой полосе частот такая схема склонна к отклонению диаграммы направленности, что может нарушать работу для антенной решетки. Для устранения этого эффекта для каждой поляризации нижний патч может питаться в двух противоположных точках противофазными сбалансированными напряжениями, однако такая схема питания сложна для реализации в микрополосковом исполнении из-за пересечения фидерных линий. Помещение патча в электрически симметричное окружение улучшает характеристики, если среда поддерживает сбалансированную моду, но подавляет нежелательную несбалансированную. Для многослойного патч-элемента ширина луча по естественному азимуту равна около 72° , но ее можно уменьшить до 60° путём придания отражателю специальной формы, например, загиба его краев [99-102].

Скрещенные дипольные элементы (рис. 3.1б) используются во многих конструкциях, когда расположены на расстоянии четверти длины волны над отражателем, они обеспечивают ширина луча по азимуту около 90° . Для обеспечения характеристики стабильного импеданса и диаграммы направленности в широкой полосе частот отдельные элементы могут принимать и образуют диполи-бабочки, пары угловых квадратов, или пары колец. Их питание обычно осуществляется через симметрирующие трансформаторы типа Pawsey или Roberts., которые, наряду с поддержанием диполей на высоте $1/4$ длины волны над отражающей плоскостью, обеспечивают высокий коэффициент балансировки и эффективное согласование сопротивления в расширенной полосе частот. При этом параметры доступны для оптимизации

включают такие как: длину, ширину и угол раскрытия диполи и их расстояние до отражателем [99-101].

Квадратные дипольные элементы, как показано на (рис. 3.1в), представляют собой альтернативное решение для двойной наклонно-поляризованной антенной решетки, обеспечивая ширину луча по азимуту около 65° . Излучающие токи в диполях на противоположных сторонах квадрата синфазны и формируются ортогональное поляризации: один пара обеспечивает поляризацию $+45^\circ$, а другая – 45° [99-101].

По сравнению с традиционными дипольными антеннами проводных излучателей, квадратные дипольные элементы обладают более широкой полосой пропускания, что достигается за счет использования парной конструкции излучателей с паразитными элементами, способствующими расширению рабочего диапазона. Для получения характеристики излучения с наклонной поляризацией два элемента расположены ортогонально. В предложенной антенне можно рассматривать только одну пару излучателей как активный, а вторую – паразитный элемент. Наличие паразитных элементов в дипольной антенне способствует расширению ее полосы пропускания, что дополнительно увеличивает рабочий диапазон данной конструкции. Несмотря на близкое расположение двух пар излучателей, что теоретически может вызвать значительную взаимную связь. Однако результаты моделирования и экспериментов показали, что ортогональное расположение пар обеспечивает эффективную поляризационную развязку между ними. При возбуждении одной пары во второй индуцируются связанные токи. В каждом квадратном контуре эти токи имеют половинную длину волны, что в сумме образуют полную длину волны. Поскольку дипольная антенна с электрической длиной в одну длину волны обладает крайне высоким импедансом, наведенные токи во паразитной паре оказываются незначительными и практически не влияют на работу активных элементов, что обеспечивает стабильную работу антенны в широкой полосе частот [99-101].

3.4. Конструкция элемента низкопрофильной антенной решетки для базовой станции

В качестве прототипа использует антенна базовой станции модели Kathrein 739622. (Рис 3.2).

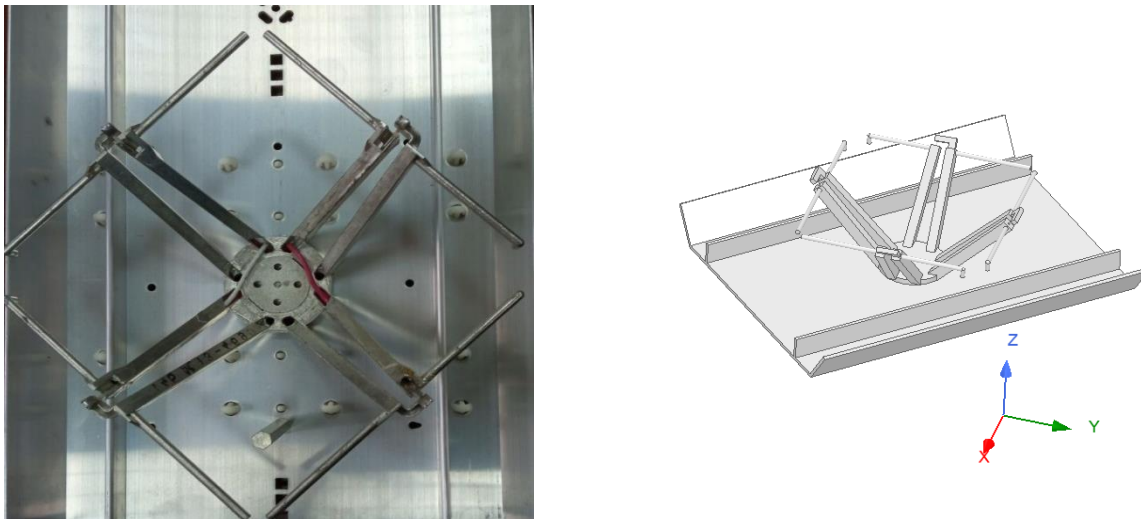
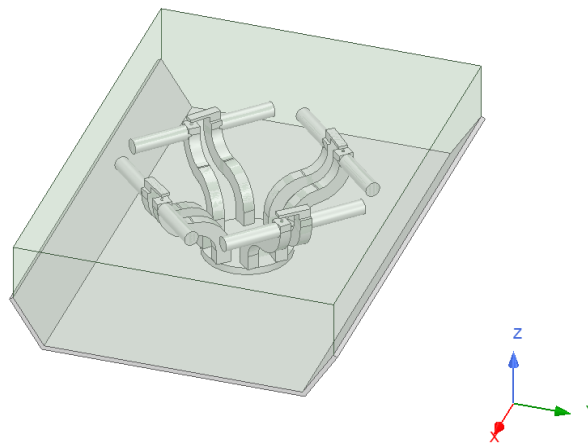


Рис. 3.2. Изготовленная модель и конфигурация элемента антенны Kathrein 739622

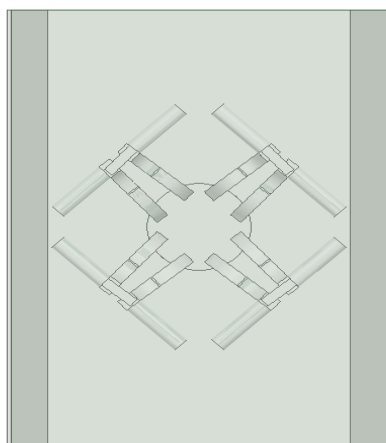
Основу антенны составляют квадратные дипольные элементы, содержащие две пары ортогонально расположенных симметричных вибраторов. Для согласования применены четыре симметрирующих трансформатора, а в качестве отражающего элемента используется металлический экран.

Конструкция прототипа реализует двойную кросс-поляризацию ($\pm 45^\circ$) за счет синфазного возбуждения ортогональных пар диполей в квадратной конфигурации. В такой схеме токи, протекающие в противоположных плечах каждой квадратной пары, являются синфазными, что обеспечивает формирование двух независимых каналов поляризации: одна пара диполей создает наклонную поляризацию под углом $+45^\circ$, а вторая, пространственно развернутая на 90° , генерирует ортогональную компоненту с поляризацией -45° . Конструкция излучателей предусматривает специальный изгиб их концевых участков для удобного размещения антенного элемента в ограниченном пространстве корпуса.

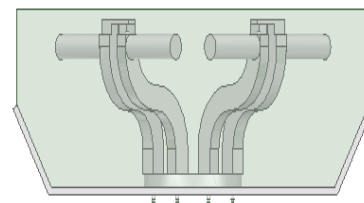
Длина диполей является ключевым параметром, определяющим резонансные свойства антенны и её рабочий частотный диапазон. При этом расстояние между соседними диполями вызывает проблему при согласовании антенны. Для размещения диполей в корпусе необходимо было применить решение изогнуть часть диполей по краям. Результаты моделирования показывают, что оптимальная длина изогнутой части составляет 20–30% от общей длины плеча, что обеспечивает: сохранение КСВН $< 1,7$ в рабочей полосе и отклонение ДН не более 3° по уровню -3 дБ.



(а)



(б)



(в)

Рис. 3.3. (а) Конфигурация исследованного антенного элемента базовой станции (б) вид сверху и (в) вид сбоку

Конструкция предлагаемого широкополосного антенного элемента с двойной поляризацией включает три ключевых компонента: квадратную дипольную структуру, симметрирующее устройство в форме «Змейка» и отражатель в виде U-образного металлического экрана (рис. 3.3).

В отличие от конструкции прототипа - модели Kathrein 739622, в предлагаемой конструкции элемента антенной решетки применены утолщенные излучающие диполи, толщина которых составляет 0,5 см (в 2 раза больше, чем у прототипа - 0,25 см) и новая геометрия симметрирующего устройства в форме «змейка». В результате у предлагаемой конструкции длина диполей составляет 10 см, что в 1,5 раза короче, чем у прототипа Kathrein 739622 (15 см), что устраняет необходимость их изгиба для компактного размещения в корпусе. Это позволило уменьшить габариты антенны без ухудшения характеристик излучения.

В данной конструкции применены симметрирующие устройства в форме «змейка», которые выполняют две функции: преобразуют несимметричную линию передачи в симметричную и обеспечивают крепление для излучателей квадратной формы. Каждый диполь питается через линию передачи, такую как 50-омный коаксиальный кабель. Коаксиальные кабели прокладываются по специальным каналам – симметрирующий трансформатор и подключаются к диполи следующим образом: экран кабеля соединяется с одним плечом квадратного диполя, а центральная жила — с другим. Геометрия и габариты симметрирующего устройства существенно влияют на параметры антенны, в частности на КСВН портов.

Удалось снизить высоту и габариты антенного элемента со хранением рабочий диапазон частот за счет:

Придания формы «Змейка» симметрирующему устройству и параметризации геометрических параметров, которые включают радиус изгиба и высоту симметрирующего устройства относительно отражателя.

применения утолщенных диполей (радиус и длина диполей);

размещения диэлектрического слоя ($\epsilon_r = 2$, $\text{tg}\delta = 0.002$) между излучающими диполями и землей, электрическая толщина которого равна $0,16\lambda$ на средней частоте рабочего диапазона.

Эффективность антенны во многом определяется конструкцией диполя и симметрирующего устройства. Оптимальная форма симметрирующего устройства способствует улучшению ключевых характеристик, включая ширину диаграммы направленности в основной плоскости и соотношение уровней переднего и заднего лепестков излучения.

3.5. Расчетное исследование элемента низкопрофильной антенной решетки для базовой станции

Конструкция антенного элемента была спроектирована и проанализирована с помощью программного обеспечения HFSS для верификации предложенного решения. Результаты моделирования, включая зависимость коэффициента стоячей волны (КСВН), представлены на рисунке 3.4.

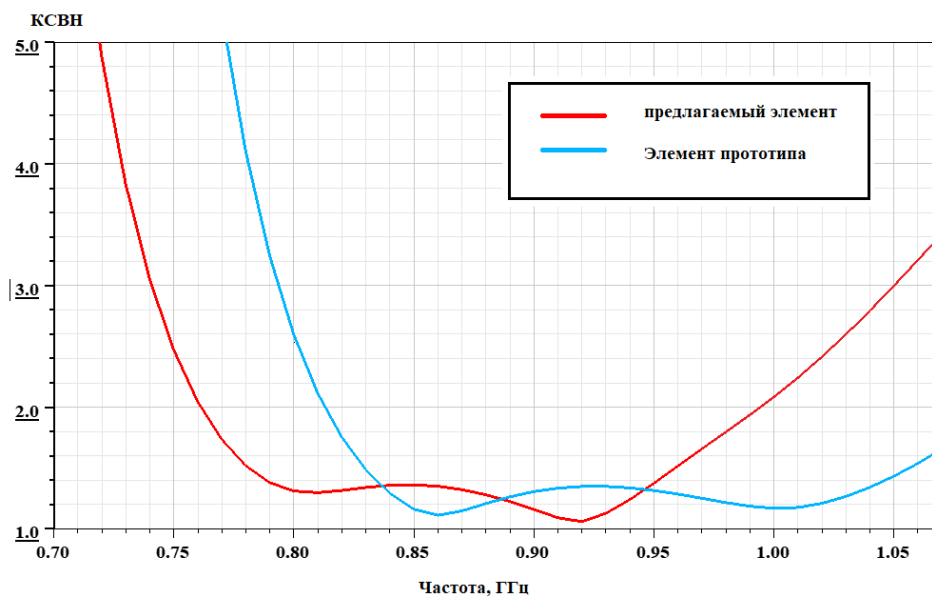


Рис. 3.4. КСВН элемента антенны

Проведенное компьютерное моделирование подтвердило работоспособность антенны в полосе частот 0,78–0,96 ГГц при соблюдении критерия значения КСВ $\leq 1,5$, что обеспечивает поддержку стандартов CDMA и GSM.

Несмотря на наблюдаемое смещение резонансных частот относительно прототипа в нижнюю область, разработанная конструкция полностью соответствует установленным эксплуатационным нормативам для антенной системы базовой станции.

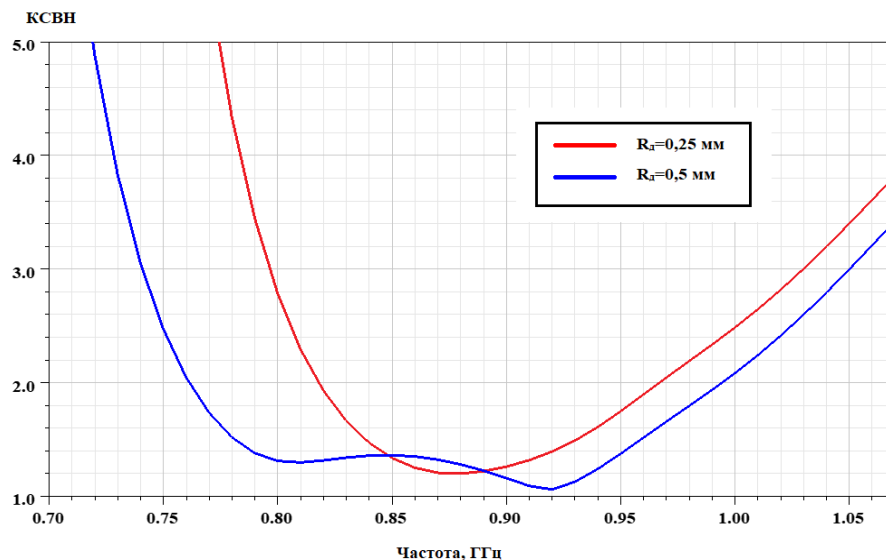


Рис. 3.5. Зависимость КСВН элемента антенны от частоты при различных значениях радиуса диполя

На рис. 3.5 представлены частотные зависимости коэффициента стоячей волны для различных значений радиуса диполя. Проведенное исследование выявило существенное влияние данного параметра на величину КСВ.

Оптимизация геометрии диполя путем увеличения его радиуса приводит к двум существенным эффектам: расширению рабочей полосы пропускания (при $\text{КСВН} \leq 1,5$) в низкочастотной области и сокращению требуемой длины вибратора в 1,5 раза.

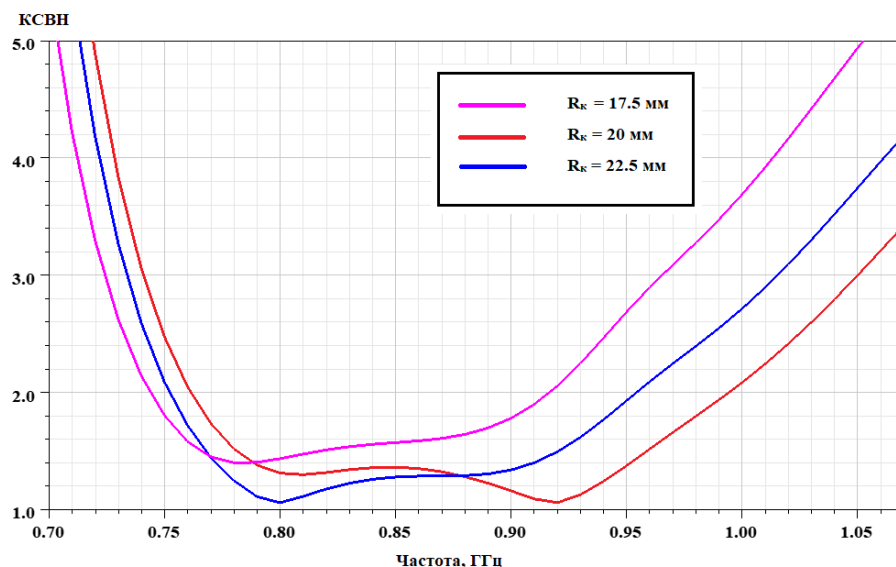
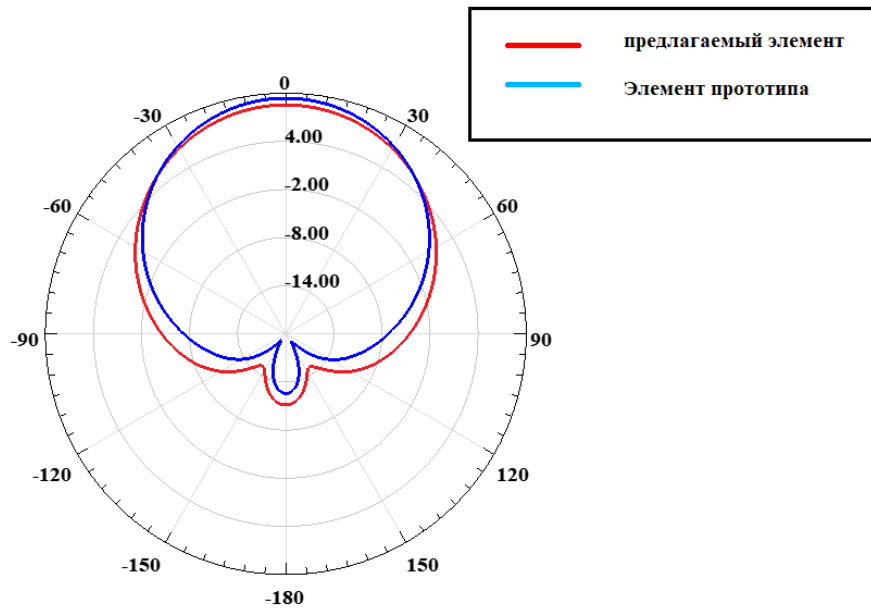


Рис. 3.6. Влияние формы симметрирующего трансформатора на характеристики элемента антенной решетки. Зависимость КСВН элемента АР от частоты.

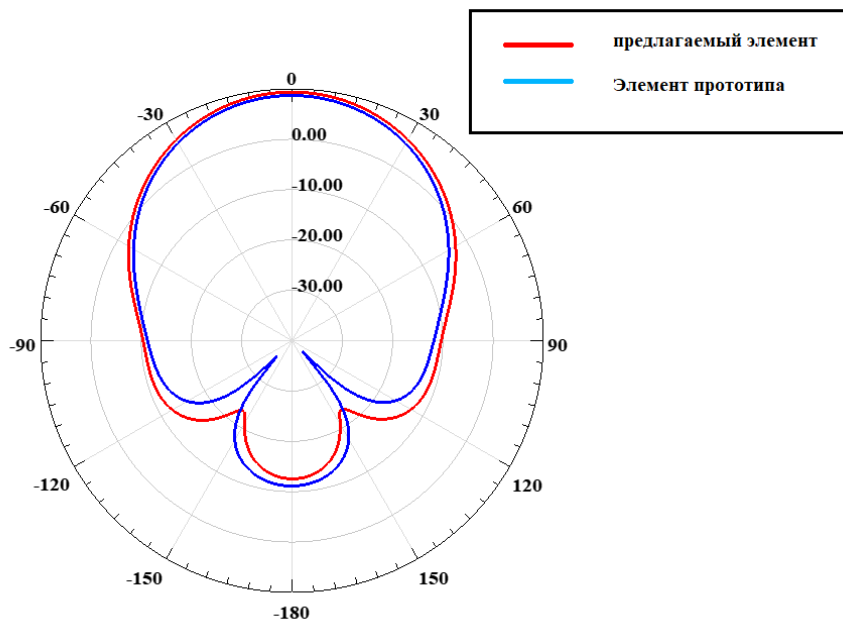
На рисунке 3.6 представлены графики зависимости КСВН от частоты для различных значений радиуса изгиба R_k симметрирующего трансформатора, выполненного в форме "змейки". Анализ данных показывает, что правильно подобранный радиус симметрирующего трансформатора позволяет обеспечить значение КСВН ниже 1,5 в рабочем диапазоне частот 0,78-0,96 ГГц.

Увеличение радиуса изгиба улучшает согласование в нижней части рабочего диапазона частот, но приводит к возрастанию КСВН на верхних частотах. В то же время, уменьшение радиуса вызывает ухудшение согласования во всей рабочей полосе.

Таким образом, геометрические параметры симметрирующего трансформатора являются одними факторами, которые оказывают решающее влияние на характеристики антенны.



(а)



(б)

Рис. 3.7. Диаграммы направленности элемента антенны в (а) горизонтальной и (б) вертикальной плоскостях на частоте 0,88 ГГц

В горизонтальной плоскости ширина диаграммы направленности элемента по уровню -3 дБ на частоте 0,88 ГГц превышает 65° (рис. 3.7а). Дополнительным

преимуществом предложенной конструкции является пониженный уровень заднего лепестка в вертикальной плоскости [116].

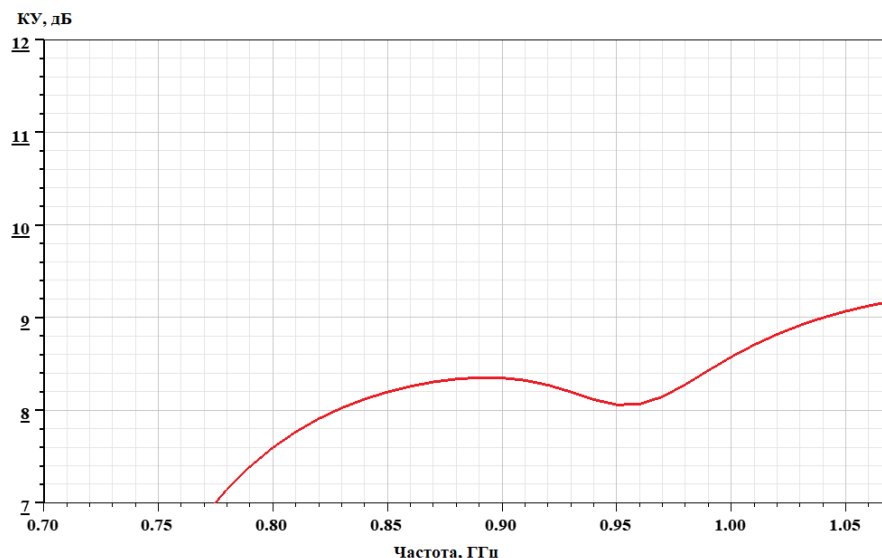


Рис. 3.8. Коэффициент усиления предлагаемого элемента антенны

Как видно из рис. 3.8, разработанный излучающий элемент антенной решетки демонстрирует стабильный коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот. Максимальное значение усиления составляет 8,4 дБ на центральной частоте 0,9 ГГц, при этом колебания коэффициента усиления не превышают $\pm 0,4$ дБ во всем рабочем диапазоне 0,78-0,96 ГГц [116].

3.6. Расчет низкопрофильной антенной решетки для базовой станции

Усиление антенны для базовой станции обычно во много раз больше, чем может обеспечить один излучающий элемент. Для достижения требуемых характеристик усиления и направленности необходимо определенное количество элементов в решетке. В идеализированном случае (однородная антенная решетка без потерь) ее направленные свойства определялись бы следующими параметрами: азимутальной диаграммой направленности элементов, электрической длиной решетки и количеством излучающих элементов. При проектировании важно найти компромисс между эффективностью и стоимостью, используя минимально необходимое количество

элементов. Для этого необходимо учитывать влияние вертикального расстояния между элементами на характеристики антенной решетки [24].

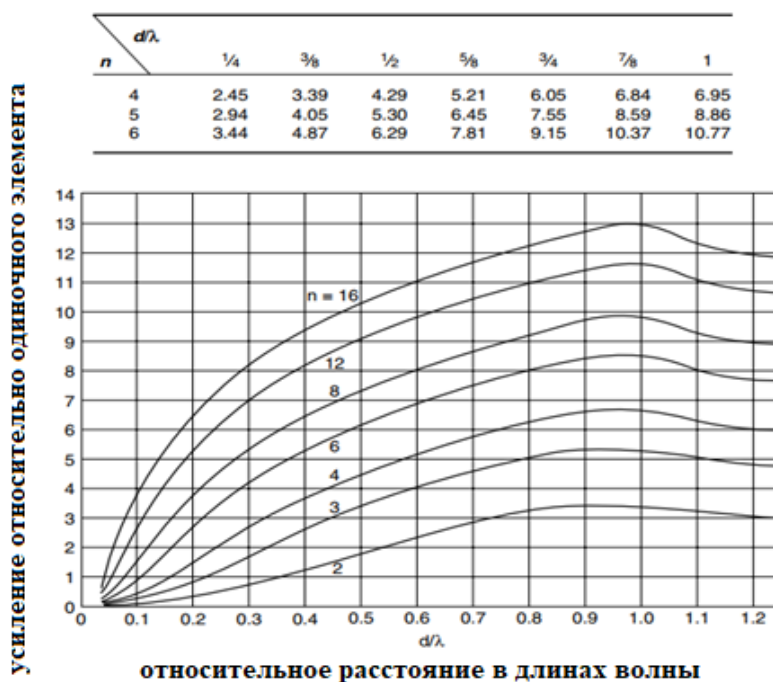


Рис. 3.9. Усиление, ожидаемое от всенаправленной антенной решётки из коротких дипольных элементов [24].

На рис. 3.9 показано усиление антенной решётки относительно одиночного элемента. Видно, что направленность антенны увеличивается до максимума, когда расстояние между элементами составляет около одной длины волны. При таком расстоянии между элементами сигналы от каждого излучателя синфазно суммируются в трёх направлениях: в поперечной плоскости (где формируется основной лепесток диаграммы направленности), а также вдоль оси антенной решётки в обе стороны. Однако если межэлементное расстояние становится больше длины волны, это вызывает рост уровня боковых лепестков и, как следствие, уменьшение общего коэффициента усиления антенной системы [24].

На рисунке 3.10 представлена конструкция антенной решётки для системы базовой станции, реализованная с использованием разработанных излучающих

элементов. Стандартная компоновка состоит из четырёх идентичных излучателей, размещённых по вертикали с интервалом, равным длине волны рабочей частоты.

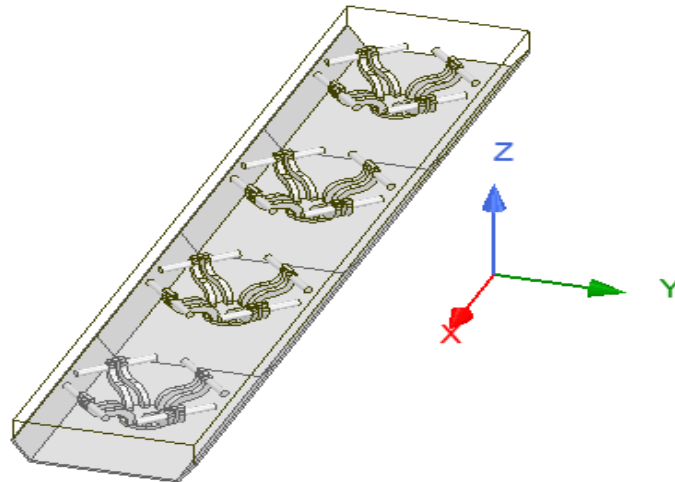


Рис. 3.10. Геометрия низкопрофильной антенной решетки для базовой станции

Формирование заданной вертикальной диаграммы направленности обеспечивается индивидуальным возбуждением каждого элемента с контролируемыми амплитудно-фазовыми распределениями токов.

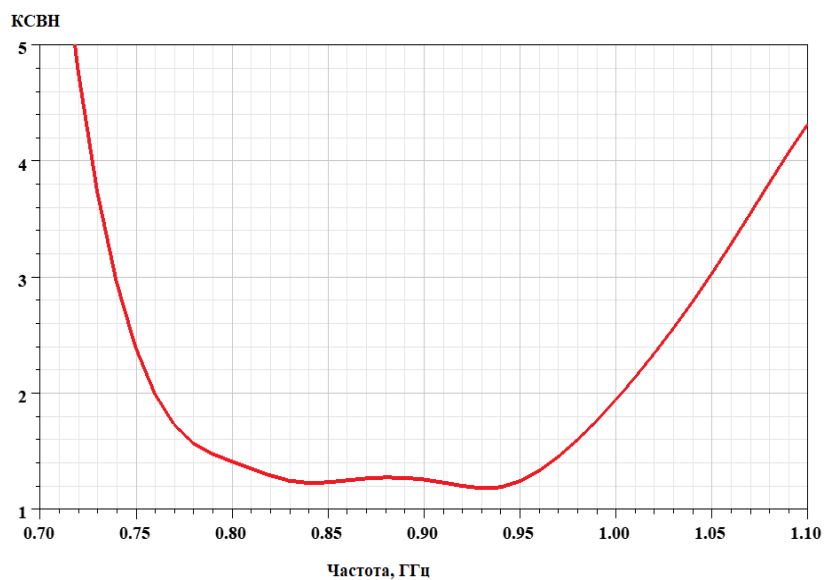


Рис. 3.11. КСВН низкопрофильной антенной решетки

На рисунке 3.11 представлены значения коэффициента стоячей волны антенной решётки. Результаты исследований свидетельствуют, что антенная решётка сохраняет коэффициент стоячей волны (КСВ) на уровне $\leq 1,5$ в полосе частот 0,78-0,96 ГГц, что соответствует характеристикам одиночного излучателя. Полученные результаты полностью удовлетворяют техническим требованиям к рабочей полосе частот устройства для базовой станции.

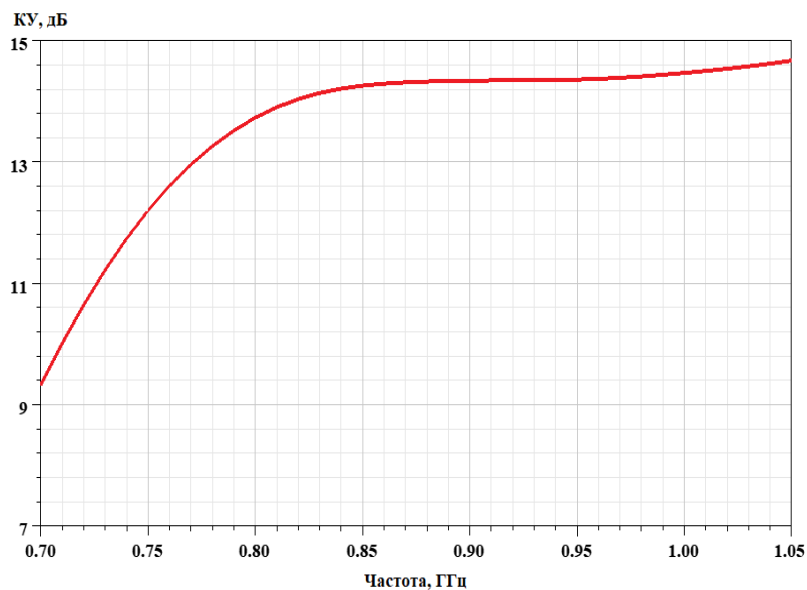


Рис. 3.12. Коэффициент усиления низкопрофильной антенной решетки

Результаты моделирования, представленные на рис. 3.12, показывают коэффициент усиления антенной решётки, что подтверждают эффективность разработанной конструкции антенной системы.

- Пиковое значение усиления составляет 14,5 дБ;
- Минимальные вариации коэффициента усиления ($\pm 0,5$ дБ) в полосе частот 0,78-0,96 ГГц;
- Стабильные усилительные свойства на всём рабочем диапазоне.

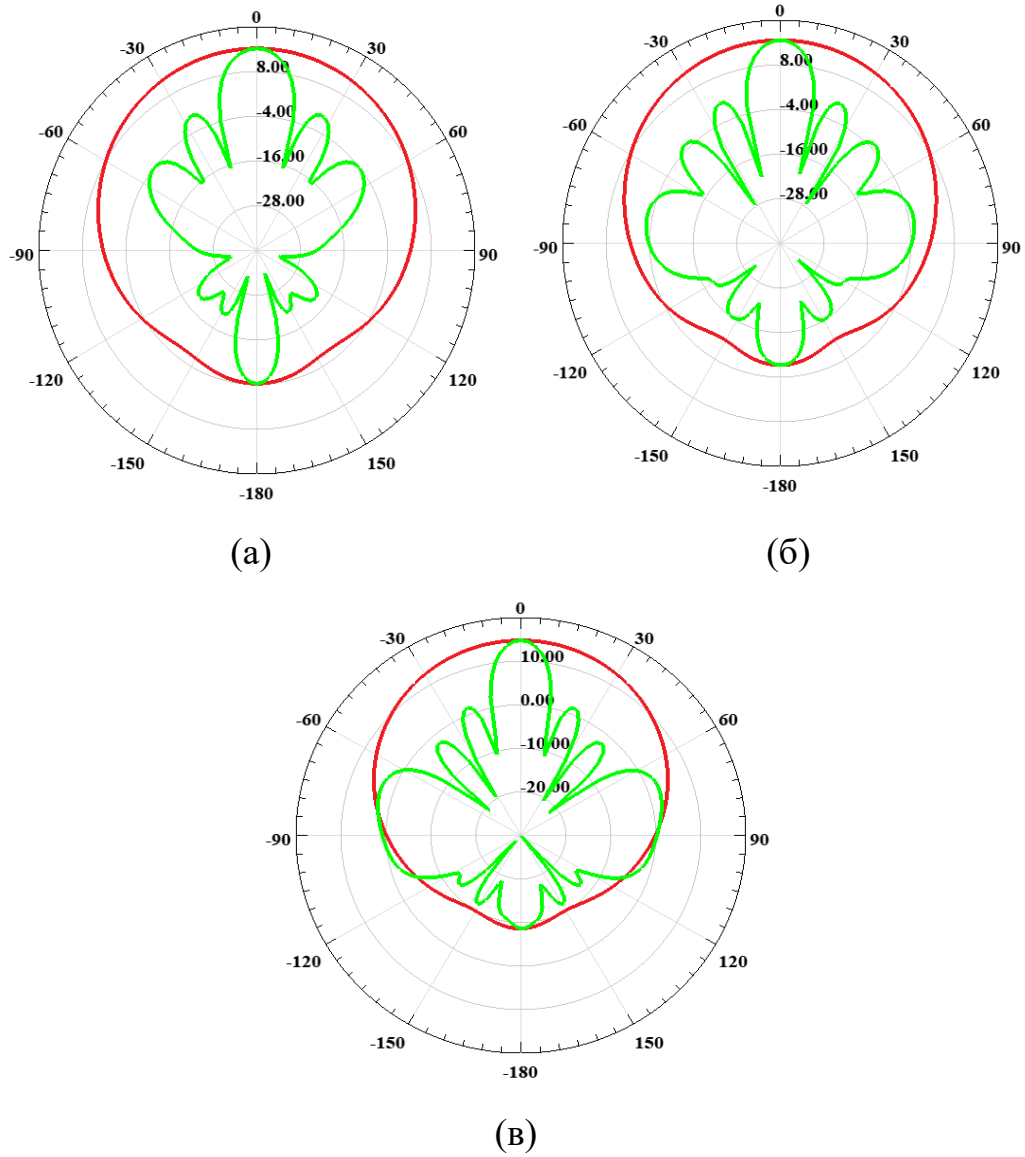


Рис. 3.13. Диаграммы направленности антенной решетки в горизонтальной и вертикальной плоскости на частоте (а) 0,8 ГГц (б) 0,88 ГГц (в) 0,96 ГГц.

Рисунок 3.13 демонстрирует диаграммы направленности в двух перпендикулярных плоскостях.

- Красной линией обозначен ДН в горизонтальной плоскости
- Зелёной линией обозначен Дн в вертикальной плоскости

Анализ графиков показывает, что излучение сохраняет стабильность на всех рабочих частотах, а в вертикальной плоскости уровень боковых и задних лепестков уменьшается по мере увеличения частоты.

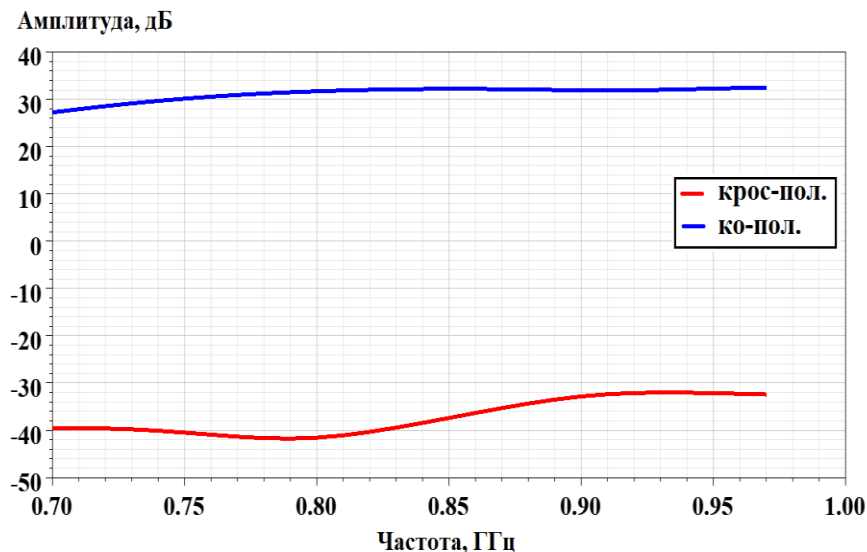


Рис. 3.14. Уровень кроссполяризации в рабочей полосе частот

Как показано на рис. 3.14, разница в амплитудном соотношении между ко-поляризацией и кросс-поляризацией антенной решетки составляет 60–70 дБ, что свидетельствует о высоком качестве поляризационной развязки антенны.

3.7. Выводы

Предложена конструкция элемента низкопрофильной антенной решётки с наклонной поляризацией на основе утолщённых диполей и симметрирующего устройства в форме «Змейка». Применение этих методов позволило снизить высоту профиля антенного элемента при этом обеспечить сохранить широкую полосу частот антенны с высокими эксплуатационными характеристиками для БС.

В ходе исследования проведено влияние радиуса изгиба симметрирующего устройства в форме «Змейка» и параметров диполей на характеристики элемента антенной решётки. На основе предлагаемого элемента проведено исследование АР в ряде 4 идентичных элементов, расположенных вдоль вертикальной линии.

Проведённое численное моделирование подтвердило соответствие параметров антенной решётки требованиям базовых станций [116]:

- полоса рабочих частот 0,8-0,96 ГГц ($K_{CBH} \leq 1,5$), охватывающая стандарты CDMA/GSM;
- ширина диаграммы направления в горизонтальной плоскости более 65° на уровне -3 дБ;
- подавление заднего излучения в обоих поляризационных плоскостях.

Кроме того, габариты разработанной антенной решётки в 1,5 раза меньше, чем у промышленного аналога (Kathrein 739622), при сохранении требуемых характеристик. Благодаря компактности, низкому профилю и отсутствию сложных согласующих элементов конструкция представляет практический интерес для применения в системах базовой станции мобильной связи.

Глава 4. Разработка низкопрофильной плоской сверхширокополосной антенной решетки

4.1. Введение

Системы связи становятся все более мобильными и требуют недорогих низкопрофильных антенн, которые охватывают сразу несколько диапазонов и могут быть легко интегрированы с платформами. Антенны в этих системах должны работать в широких диапазонах с двойной поляризацией и низкой кросс-поляризацией при широких углах сканирования [103].

Плоская сверхширокополосная антенная решетка (PUMA) была разработана и широко применяется благодаря простой конструкции, удобной сборке и простому изготовлению [104–107]. При этом конструкция PUMA сохраняет эффективные широкополосные электрические характеристики без использования сложных симметрирующих трансформаторов и подключается напрямую к коаксиальному кабелю с характеристическим сопротивлением 50 Ом.

Такая антенная решетка была разработана для обхода методов питания, ограничивающих производительность, которые мешают развитию технологий сверхширокополосных антенных решеток, при этом сохраняя простую модульную конструкцию для удобной сборки и простого изготовления [117].

В отличие от других сверхширокополосных антенных решеток с двойной поляризацией, PUMA изготавливаются исключительно из недорогих многослойных печатных плат благодаря их простой структуре - печатной схеме с травлением и гальваническим переходным отверстиям без внешней поддержки. Схема питания обеспечивает прямое подключение к стандартным радиочастотным интерфейсам с несимметричными линиями питания, используя метод подавления синфазных помех. Как показано, PUMA может обеспечить широкую полосу пропускания при прямом питании от 50 Ом без использования сложных

симметрирующих трансформаторов, что позволяет разрабатывать и применять антенные решетки РУМА в системах связи [104–107].

Для разработки плоской сверхширокополосной модульной антенны были предложены различные конструкции. Например, в [108] измерения и моделирование подтверждают работу антенной решетки 10:1 (1,2-12 ГГц) с хорошим сканированием КСВН до 45° для улучшения характеристик кросс-поляризации антенной решетки Вивальди. Антенная решетка имеет высокий профиль, равный $2,5\lambda$ на нижней частоте рабочего диапазона длин волн.

Более компактным элементом по сравнению с элементом Вивальди является расширяющийся диполь, также известный как «заячьи уши». Однако кросс-поляризация на 30 дБ ниже в центральной полосе частотного диапазона и ухудшается примерно до 10 дБ на границе диапазона [109].

Компактные дипольные антенные решетки с соотношением полосы пропускания 5:1 и углом сканирования 45° в УВЧ-диапазоне были разработаны в [110], но они также имели высокий профиль ($> 0,66\lambda$ на нижней частоте рабочего диапазона длин волн).

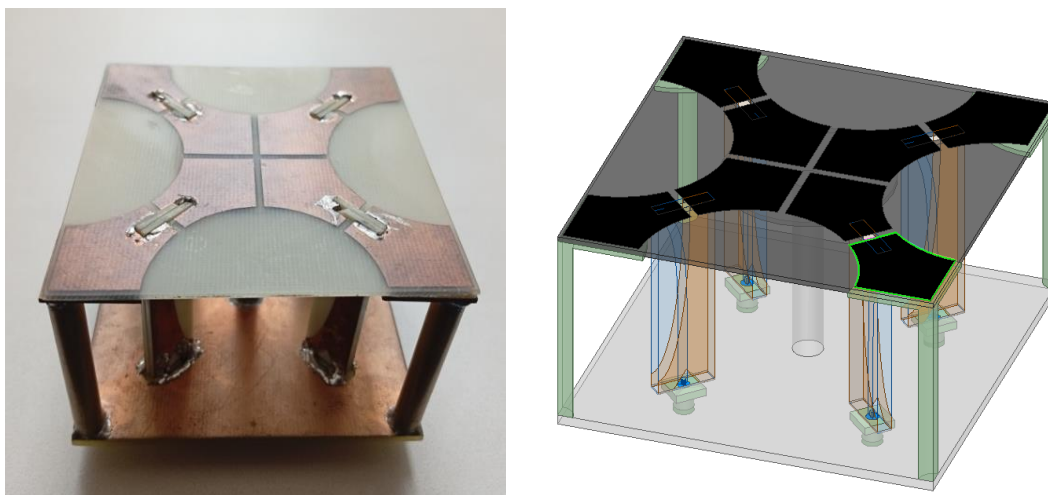
Таким образом, в сравнении с другими широкополосными антеннами плоская сверхширокополосная модульная антенная решетка (РУМА) демонстрирует лучший баланс между компактностью, широкополосностью и уровнем кросс-поляризации.

Однако у некоторых альтернативных конструкций (например, расширяющихся диполей) наблюдается ухудшение кросс-поляризации на границах диапазона, что ограничивает их применение. Дальнейшие исследования могут быть направлены на улучшение частотных характеристик и уменьшение профиля антенны с повышением эффективности.

4.2. Конструкция антенны

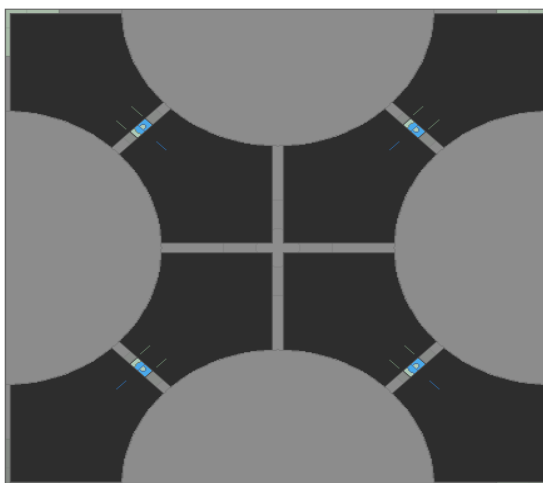
Описание конструкции прототипа.

В качестве прототипа используется дипольный элемент антенной решётки, конструкция которого приведена на рис. 4.1.



(a)

(б)



(в)

Рис. 4.1. Антенный элемент-прототип

(а) Изготовленная модель, (б) конфигурация элемента антенной решетки,

(в) Конфигурация печатного диполя на подложке FR4

На рис. 4.1 показан общий вид предлагаемого низкопрофильного антенного элемента-прототипа. Антенный элемент состоит из скрещённого диполя в печатном исполнении, симметрирующего трансформатора и отражателя.

Основной деталью конструкции являются скрещённые диполи, напечатанные на подложке FR4 толщиной 1 мм ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan(\delta) = 0.02$). Четыре пары скрещённых диполей используются во многих конструкциях и обеспечивают ширину луча по азимуту около 90° .

Питание ячейки обеспечивается коаксиальным кабелем, подводимым снизу через симметрирующий трансформатор в виде симметричной полосковой линии. Жила коаксиального кабеля подключается к внутренней полоске, которая припаивается к одному краю дипольной пары. Экран кабеля аналогичным образом припаивается к внешним полоскам, которые соединяются с другим краем дипольной пары.

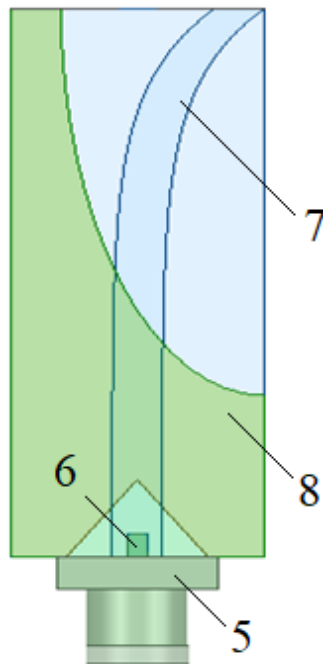


Рис. 4.2. Конструкция симметрирующего трансформатора прототипа. Цифрами на рисунке обозначены: 5 – коаксиальные соединители, 6 – жилы коаксиальных соединителей, 7 – центральная полоска линии передачи, 8 – внешние металлизированные полоски.

Структура симметрирующего трансформатора в виде симметричной полосковой линии состоит из:

- Центральной проводящей полоски (ширина w , толщина t),
- Двух экранирующих внешних полосок (расстояние между ними h),
- Диэлектрической подложки (ϵ_r).

Ниже приведён расчёт параметров симметричной полосковой линии:

Волновое сопротивление (Z_0)

Для симметричной полосковой линии с тонкой полоской ($t \ll w$):

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{эфф}}} * \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (4.1)$$

где:

$K(k)$ - полный эллиптический интеграл 1-го рода,

$$k = \text{tanh}\left(\frac{\pi w}{4h}\right)$$

$$K'(k) = K(\sqrt{1 - k^2})$$

Упрощённая формула (инженерная аппроксимация):

$$Z_0 \approx \frac{94.15}{\sqrt{\epsilon_{эфф}}} * \ln\left(\frac{4h}{\pi w}\right) \quad \text{при } w/h < 2 \quad (4.2)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость ($\epsilon_{эфф}$)

$$\epsilon_{эфф} = \epsilon_r * \left(1 - e^{-1.55 * \left(\frac{h}{w}\right)}\right) \quad (4.3)$$

В конструкции элемента на основе прототипа симметричная полосковая линия выполнена на подложке Rogers RO4003C ($\epsilon_r=3,55$) с толщиной диэлектрика $h=3$ мм.

Выбран итерационный подход с уточнением эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эфф}$. Используя упрощённую формулу (4.1) где:

$$\epsilon_{эфф} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{3,55 + 1}{2} = 2,275$$

Подставляем $Z_0 = 50 \text{ Ом}$

$$50 \approx \frac{94.15}{\sqrt{2.275}} * \ln\left(\frac{4 * 3}{\pi w}\right)$$

Получили ширину полоски $w \approx 1,72 \text{ мм}$ для достижения волнового сопротивления $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ на подложке Rogers RO4003C ($h = 3 \text{ мм}$).

Данная конфигурация симметрирующего трансформатора была использована в [110] для обеспечения широкополосного согласования импедансов и снижения асимметрии токов в двухполяризованной антенной решётке.

Для создания ёмкостной связи между элементами антенной решётки в конструкцию были добавлены металлические диски, соединённые с основанием через металлические стержни методом гальванической связи [117].

Однако конструкция элемента имеет большие продольные размеры - высота составляет $0,28\lambda$ на верхней частоте. При исследовании элемента-прототипа в составе антенной решётки бесконечных размеров было показано, что антенный элемент имеет узкую полосу пропускания от 1,3 ГГц до 2,1 ГГц по критерию КСВН менее 2 (см. рис. 4.3).

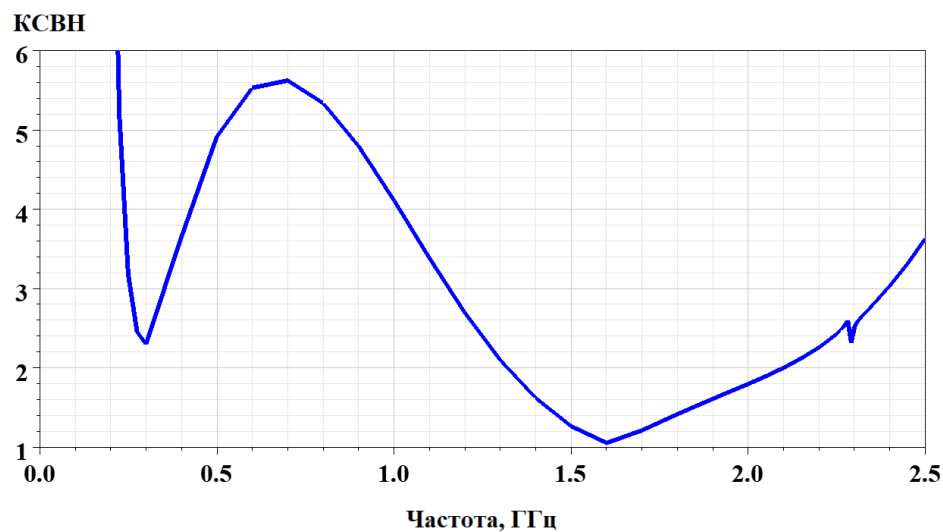


Рис. 4.3. КСВН элемента антенной решетки на основе прототипа

Описание конструкции предлагаемого элемента антенной решётки.

В данной главе представлена низкопрофильная плоская сверхширокополосная антенная решётка, работающая в диапазоне частот 500-2100 МГц. Элемент антенны имеет малую продольную протяжённость благодаря минимизированному распределённому симметрирующему трансформатору. Таким образом, достигнуто уменьшение высоты профиля всей антенной решётки [117].

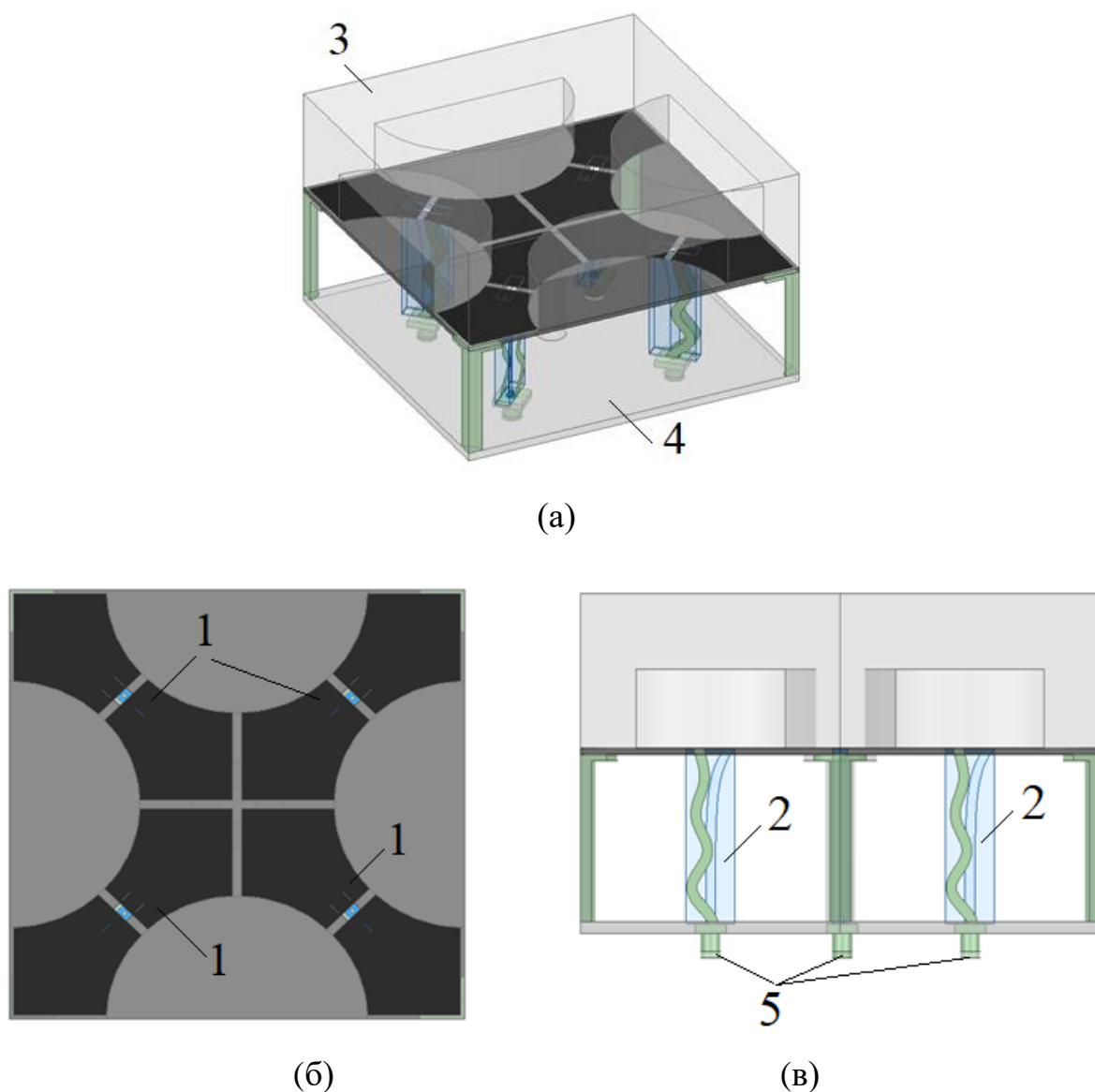


Рис. 4.4. (а) Конфигурация исследованного элемента антенной решетки
(б) вид сверху и (в) вид сбоку

Конструкция элемента антенной решётки-прототипа. На рис. 4.4(а), (б) и (в) представлены: полный вид, вид сверху и вид сбоку предлагаемого излучающего элемента соответственно. Конструкция предлагаемого низкопрофильного элемента антенной решётки состоит из четырёх скрещённых диполей в печатном исполнении (1) на подложке из стеклотекстолита ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan(\delta) = 0,02$), модифицированного симметрирующего устройства (2), диэлектрического слоя над диполями - суперстрата (3) и металлического основания (4) [117].

В отличие от традиционной конструкции симметрирующего трансформатора прототипа (рис. 4.5а), в предлагаемом решении (рис. 4.5б) применены металлические внешние полосы в форме затухающего колебания. Это позволяет обеспечить более плавную трансформацию сопротивления и улучшенное согласование. Форма и геометрические параметры симметрирующего трансформатора оказывают значительное влияние на рабочие характеристики антенны.

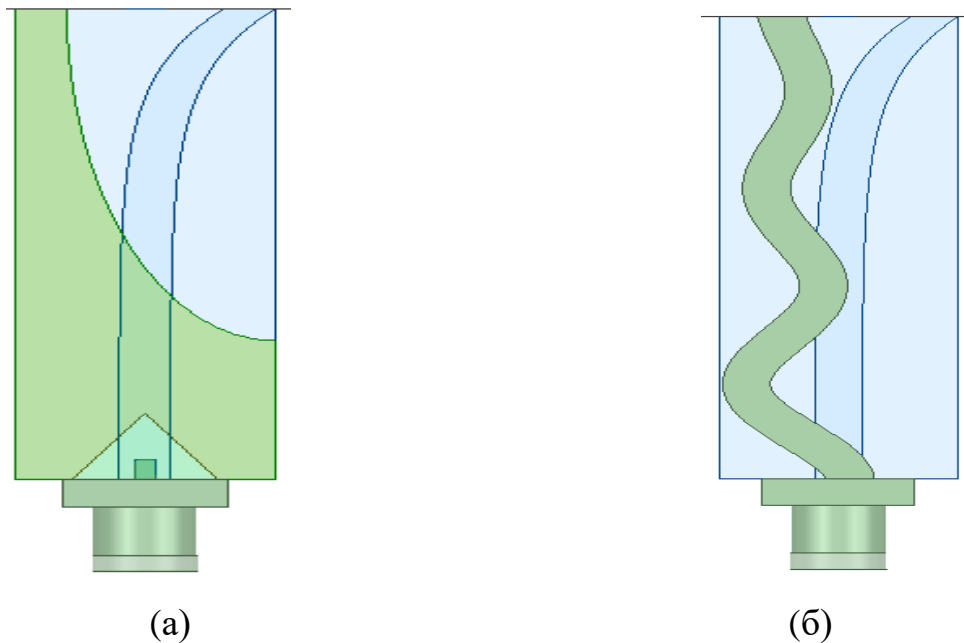


Рис. 4.5. Конструкция симметрирующего устройство прототипа (а) и предлагаемой антенны (б)

Форма и размер металлических полосок описывается уравнением затухающих колебаний. В каноническую форму он записывается следующим образом:

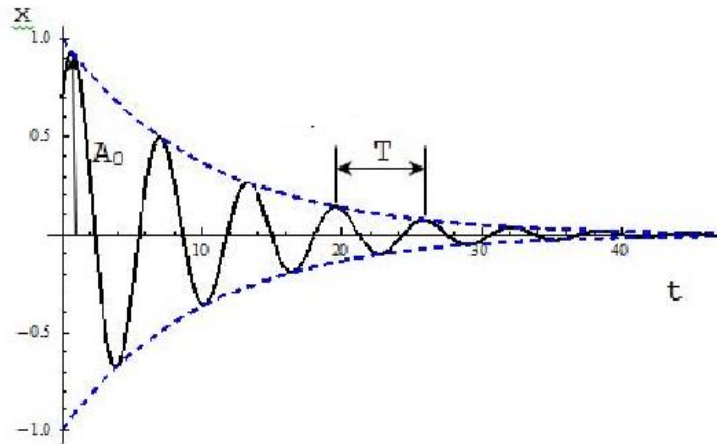


Рис. 4.6. Затухающее колебание [113]

$$x = Ae^{-\beta t} \cos(\omega t + \varphi_0) \text{ либо } x = Ae^{-\beta t} \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (4.4)$$

Здесь x и t - координаты пространства и времени, A - начальная амплитуда.

β - коэффициент затухания

Строго говоря, в случае затухающих колебаний нельзя говорить о постоянном периоде, так как временной интервал между повторяющимися состояниями системы постоянно увеличивается. Однако для слабозатухающих колебаний (при малом коэффициенте затухания) можно с достаточной для практических целей точностью определить условный период T по следующей формулой:

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.5)$$

Расширение рабочей полосы частот и улучшение характеристик излучения антенной решётки было достигнуто за счёт размещения непосредственно над дипольными элементами дополнительного диэлектрического слоя - суперстрата из материала Organic Glass ($\epsilon_r = 3.5$, $\tan\delta = 0.004$) [92]. Электрическая толщина данного

слоя была оптимизирована и составляет $\lambda/4$ на центральной частоте рабочего диапазона [92].

Для подавления распространения паразитных волн внутри суперстрата при сканировании луча в его конструкции предусмотрены специальные вырезы. Это решение позволяет:

- Эффективно минимизировать нежелательные волновые процессы
- Сохранить стабильность диаграммы направленности при сканировании
- Обеспечить широкополосные характеристики антенной системы

Применение суперстрата с оптимизированными геометрическими параметрами позволило значительно улучшить энергетические и частотные показатели антенной решётки.

Уменьшения высоты профиля антенны и улучшение характеристик антенны удалось достичь за счет:

- Модификации конструкции симметрирующего трансформатора: применения металлических внешних полосок в форме затухающего колебания (рис. 4.5(б)), что обеспечивает более плавную трансформацию сопротивления и улучшает согласование по сравнению с традиционной конструкцией (рис. 4.5 (а)).

- Размещения диэлектрического суперстрата из материала Organic Glass ($\epsilon_r = 3.5$, $\text{tg}\delta = 0.004$) непосредственно над диполями.

Эти решения позволили улучшить рабочий диапазон частот при уменьшении высоты и габаритов антенны, а также улучшить ее эффективность за счет оптимизации конструкции симметрирующего устройства.

4.3. Результаты численного исследования характеристик АР.

Проектирование и разработка предлагаемой АР были выполнены с использованием программного обеспечения ANSYS HFSS. Моделирование

проводится для одиночной ячейки решётки с применением периодических граничных условий на боковых границах расчетной области. Таким образом, далее приводятся характеристики одной ячейки в составе АР бесконечных размеров, в которой не учитываются эффекты взаимного влияния элементов АР [117].

Ниже представлены результаты исследования влияния параметров симметрирующего трансформатора на характеристики антенной решётки. Задача состоит в том, чтобы проанализировать влияние геометрических параметров внутренней и внешней полосок симметрирующего трансформатора на характеристики антенны.

- Исследование влияния параметров внутренней полоски при фиксированных параметрах внешних полосок.

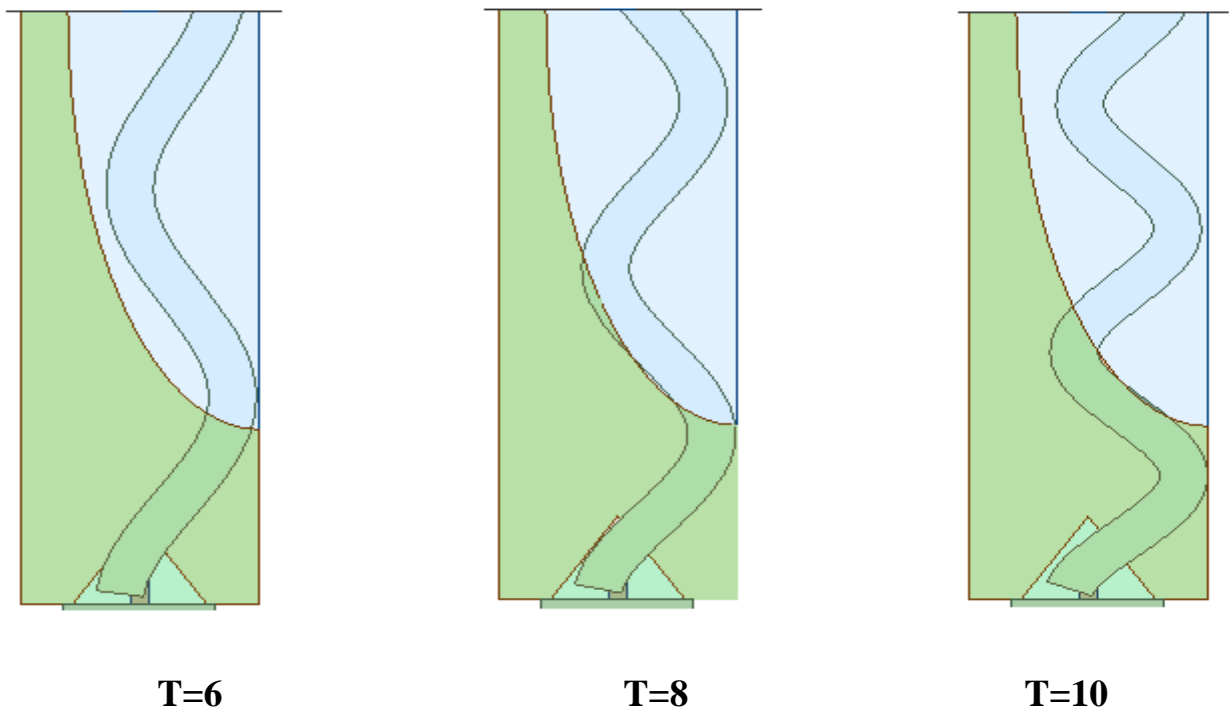


Рис. 4.7. Форма симметрирующего трансформатора при изменении параметров внутренней полоски

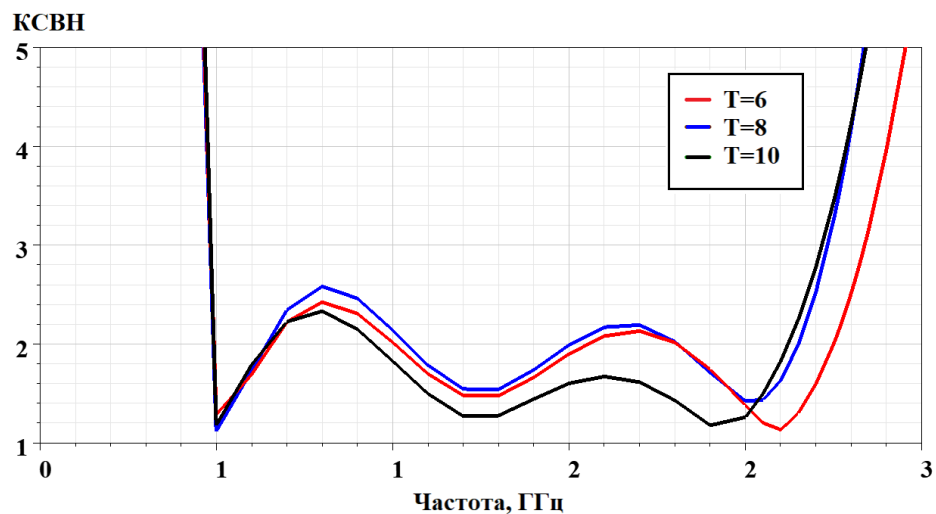


Рис. 4.8. Зависимость КСВН элемента АР от частоты

На рис. 4.8 показаны зависимости КСВН от частоты для различных параметров внутренней полосы симметрирующего трансформатора. Видно, что изменение КСВН незначительно в рабочем диапазоне частот при варьировании параметров полосы.

- Исследование влияния параметров внешних полосок при фиксированных параметрах внутренней полосы.

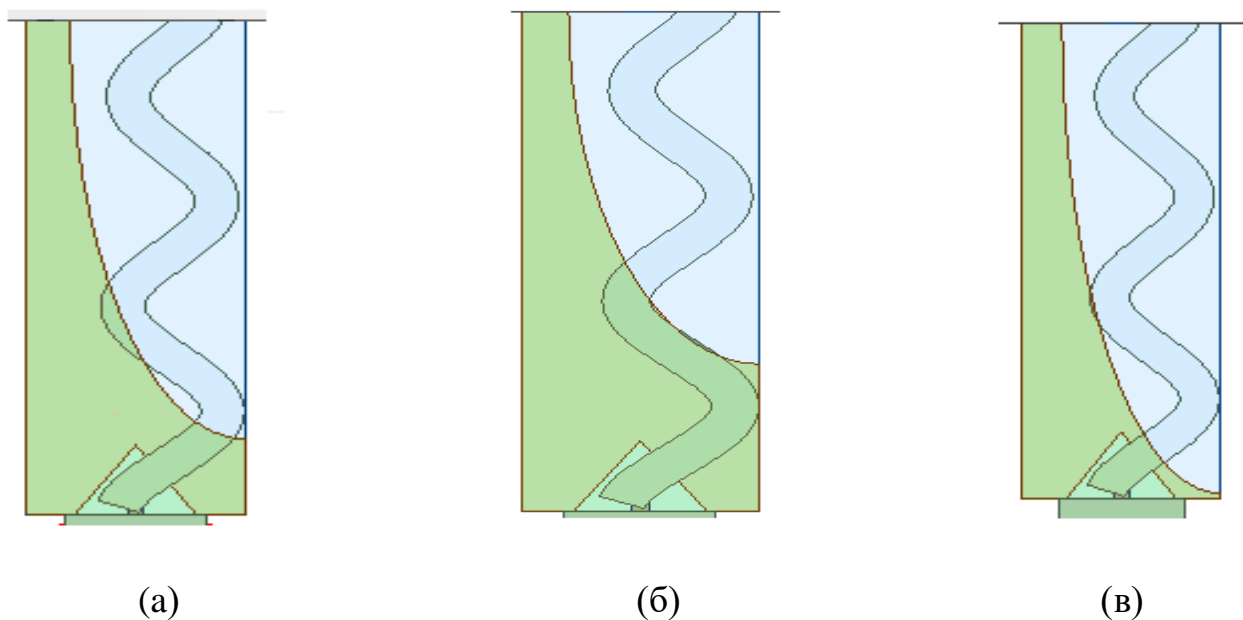


Рис. 4.9. Форма симметрирующего трансформатора при изменении параметров внешней полоски: (а) $ER = 3$;(б) $ER= 2,5$; (в) $ER=3,5$

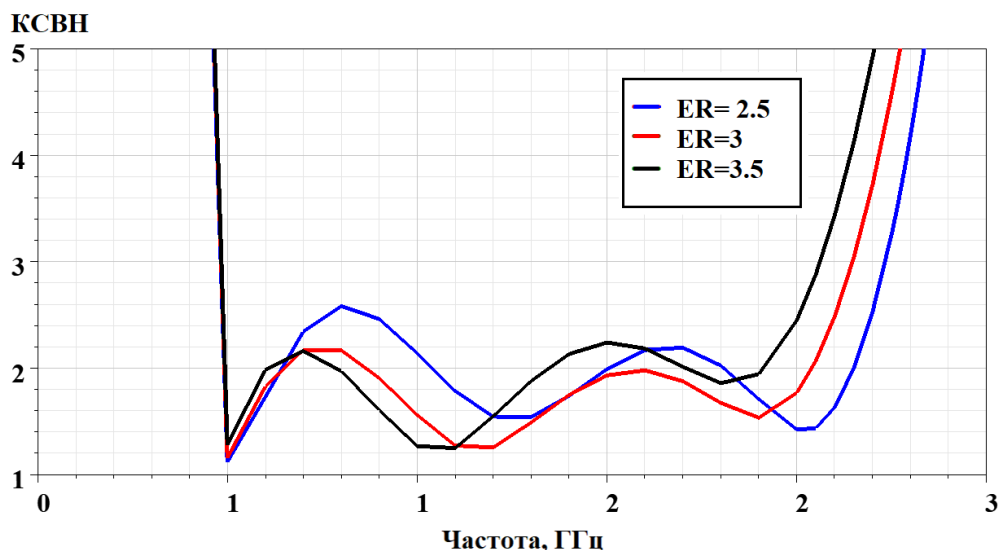


Рис. 4.10. Зависимость КСВН элемента AP от частоты

На рис. 4.10 показаны зависимости КСВН от частоты для различных параметров внешних полосок симметрирующего трансформатора. Видно, что изменение КСВН значительно в рабочем диапазоне частот при варьировании параметров полоски, что подтверждает сильное влияние внешних полосок на характеристики антенной решётки [117].

На основе результатов исследования влияния симметрирующего трансформатора в предлагаемой конструкции низкопрофильной антенной решётки были применены внешние металлические полоски в форме затухающего колебания. Данное решение обусловлено тем, что форма и параметры внешних полосок оказывают значительное влияние на характеристики антенной решётки (рис. 4.5).

На рис. 4.11 представлены зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) от частоты для различных конфигураций металлических полос симметрирующего устройства при постоянной высоте антенны ($0,18\lambda$ на верхней частоте). Анализ данных показывает, что использование полосы с профилем затухающих колебаний улучшает согласование и снижает КСВН в рабочем диапазоне частот, однако приводит к уменьшению верхней граничной частоты.

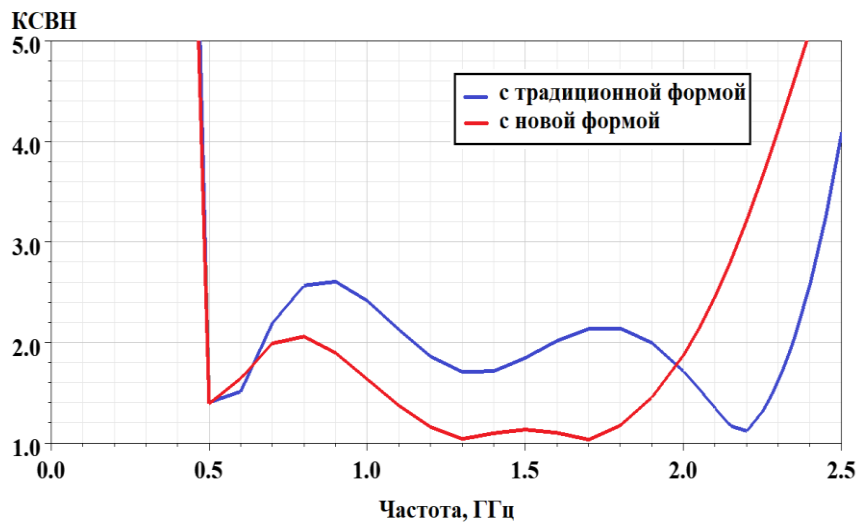


Рис. 4.11. Влияние формы симметрирующего устройства на характеристики антенной решетки [117].

На рис. 4.12 показаны зависимости КСВН от частоты для различных значений частоты затухающих колебаний (T) и коэффициента затухания (β), определяющих форму полоски симметрирующего трансформатора.

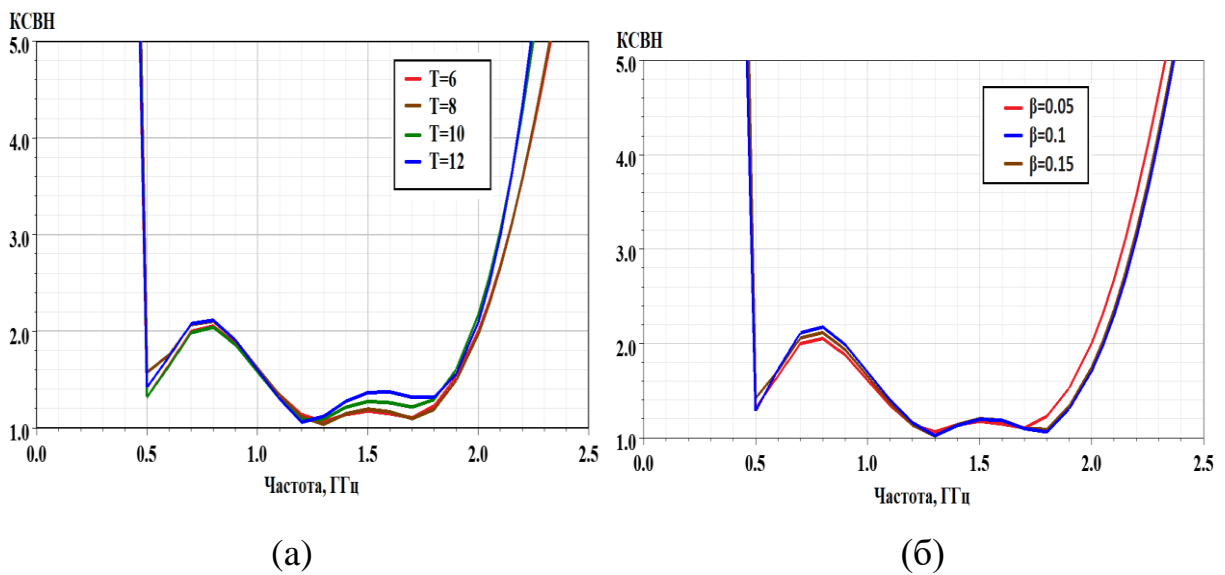


Рис. 4.12. Влияние симметрирующего трансформатора на характеристики антенной решетки. Зависимость КСВН элемента АР от частоты
 (а) при изменении периода затухающего колебания и
 (б) при изменении коэффициента затухания [117].

Данные показывают, что изменение КСВН остается незначительным (по критерию $КСВН < 2$ дБ) в рабочем диапазоне длин волн при варьировании параметров полоски.

На рис. 4.13 показана зависимость эффективности излучения от частоты. Эффективность излучения более 70% получена в диапазоне частот от 0,5 до 2,1 ГГц (перекрытие 4,2:1).

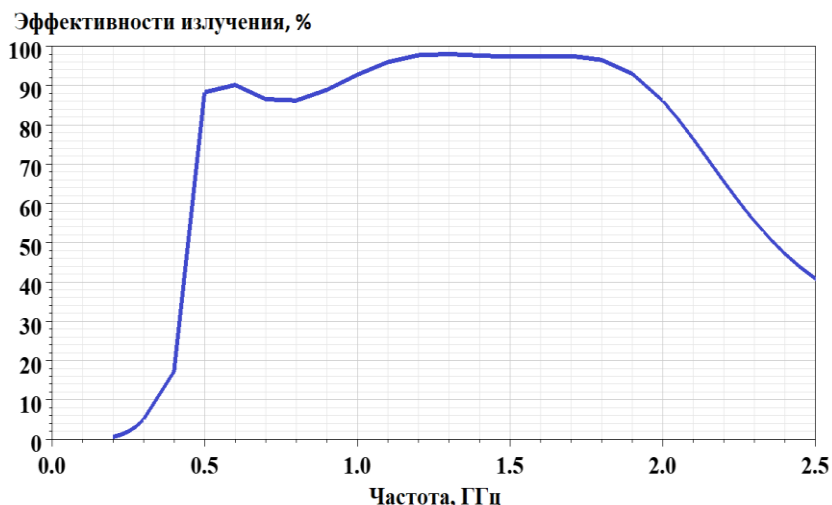


Рис. 4.13. Эффективность излучения предлагаемой антенной решетки [117].

На рис. 4.14 представлен реализованный коэффициент усиления элемента предложенной антенной решетки в сравнении с теоретически возможным коэффициентом усиления апертуры аналогичного размера. Из графика видно, что мощность, подаваемая на вход элемента антенной решетки, эффективно излучается в свободное пространство без перехода в потери.

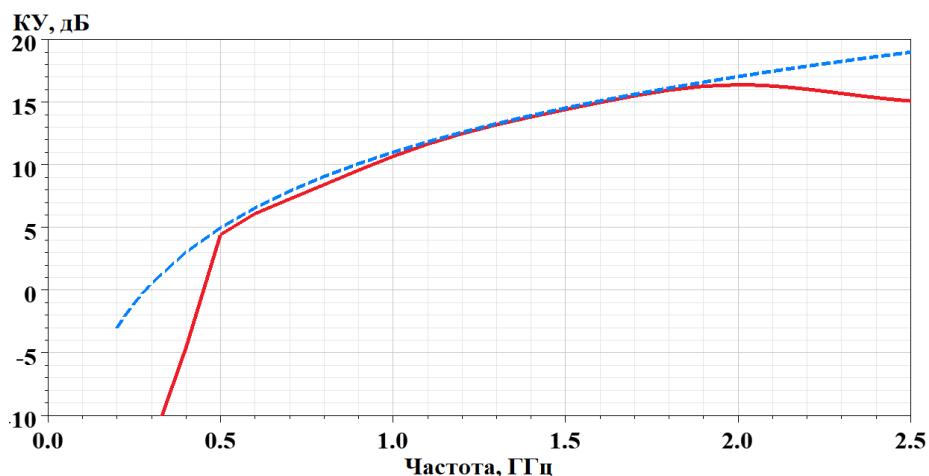


Рис. 4.14. Реализованный коэффициент усиления элемента АР [117].

На рис. 4.15 приведен уровень кроссполяризации, который составляет примерно 60 дБ и мало варьируется в диапазоне рабочих частот. Такое низкое значение кроссполяризации (~60 дБ) и его устойчивость в широкой полосе частот свидетельствуют о высоком качестве поляризационной развязки в исследуемой системе.

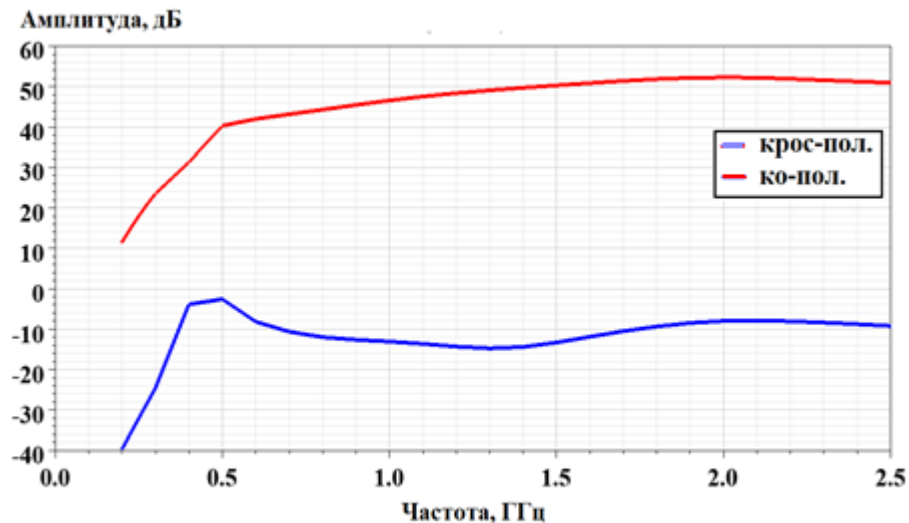
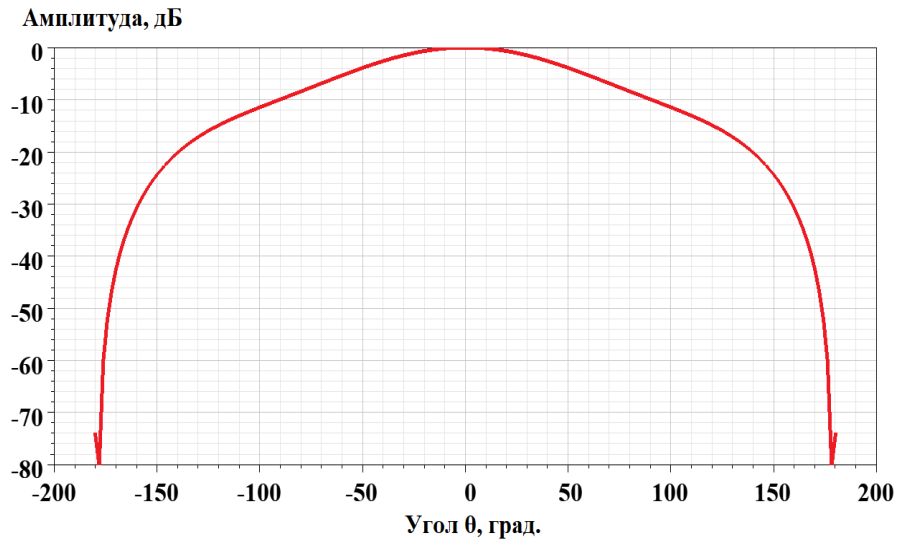


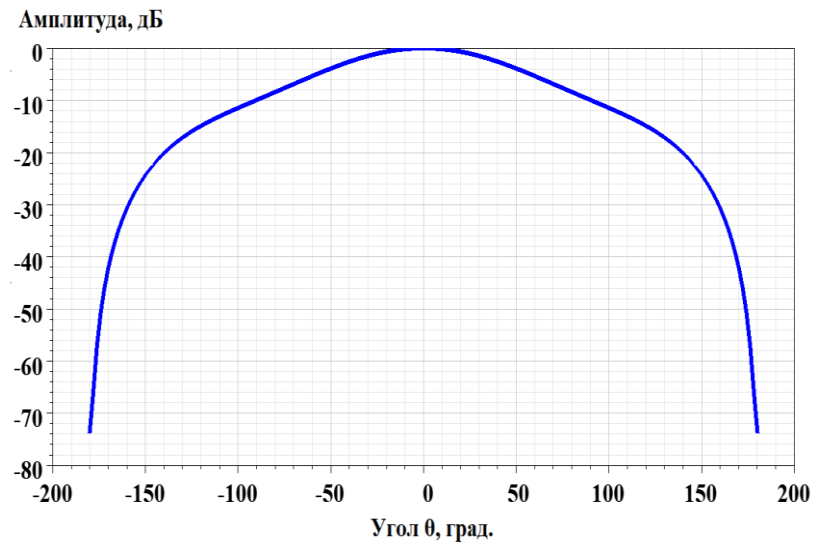
Рис. 4.15. Уровень кроссполяризации в рабочей полосе частот

На рис. 4.16 и 4.17 показываются диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях на разных частотах. Нужно отметить, что диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях получаются равными в широком диапазоне рабочих частот, что подтверждает высокую симметричность излучающей системы антенн.

Данные показывают узкий основной лепесток с максимумом в направлении 0° . В двух плоскостях наблюдается излучение более направленное с резким спадом до -50 дБ. Уровень заднего излучения не превышает -60 дБ, что подтверждает хорошую направленность антенны.



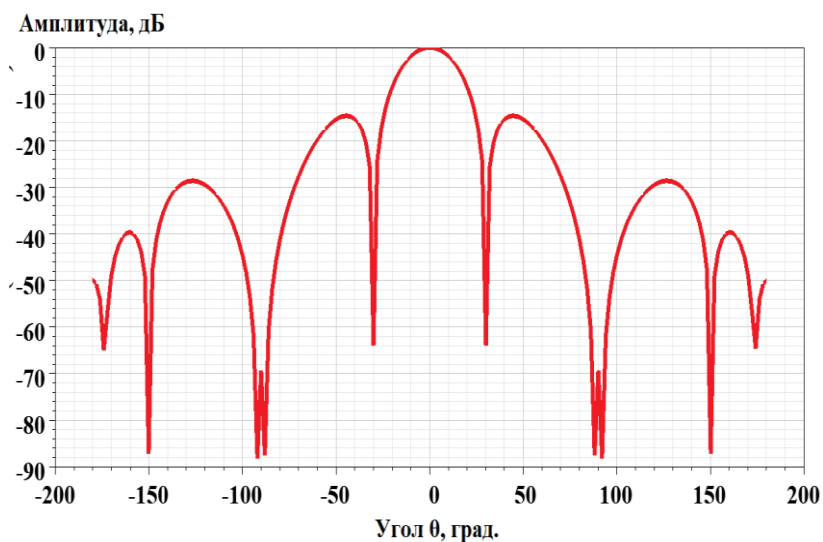
в Е плоскости



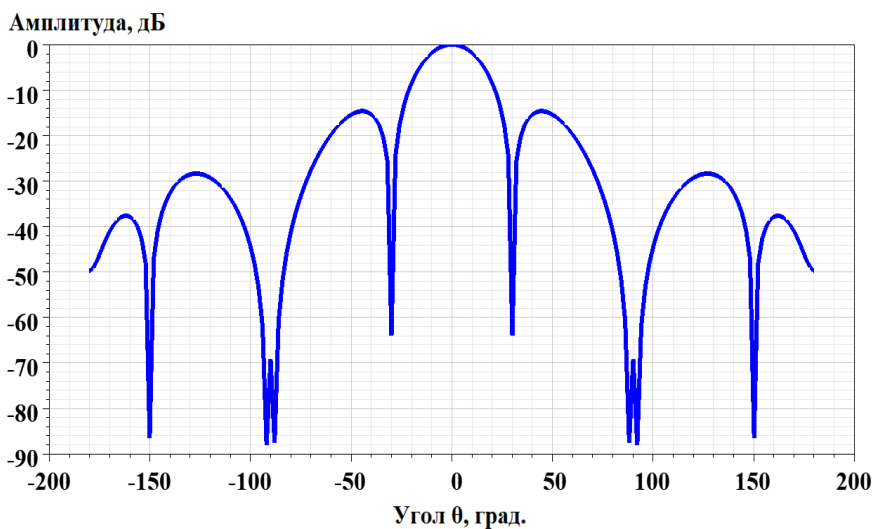
в Н плоскости

Рис. 4.16. Диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях на частоте 0,5 ГГц

Антенна демонстрирует высокую направленность с узким основным лепестком в направлении 0° . С увеличением частоты до 2 ГГц диаграммы направленности становятся более острыми: основной лепесток сужается, а уровень боковых и задних лепестков снижается (до -70 дБ и ниже против -50...-60 дБ на 0,5 ГГц). Это указывает на улучшение направленных свойств антенны на более высокой частоте.



в Е плоскости



в Н плоскости

Рис. 4.17. Диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях на частоте 2 ГГц

4.4. Экспериментальное исследование и сравнение результатов

Цель: Измерение элемента прототипа было проведено для подтверждения результатов моделирования. Сравниваются характеристики измерения и моделирования прототипа как отдельного излучателя для верификации исходных данных для модели.

Измерение коэффициента стоячей волны (КСВ) антенны с помощью векторного анализатора цепей - ZVA40 является одним из наиболее точных методов оценки согласования антенны с фидерной линией.

Этот прибор позволяет не только определить КСВ, но и проанализировать другие важные параметры, такие как импеданс, коэффициент отражения и частотные характеристики. Благодаря широкому функционалу ZVA40 можно проводить комплексные исследования антенных систем в различных частотных диапазонах.

ZVA40 – это высокочастотный векторный анализатор цепей от Rohde & Schwarz, предназначенный для измерения S-параметров и других характеристик радиочастотных (РЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) компонентов [114].

Основные характеристики.

- Количество измерительных портов: 4 порта
- Диапазон частот: от 10 МГц до 40 ГГц
- Точность измерения:
 - Погрешность по амплитуде: $\pm 0,02$ дБ;
 - Погрешность по фазе: $\pm 0,1^\circ$;
 - Разрешение по частоте: до 1 Гц.
- Программное обеспечение:
 - Поддержка SCPI-команд.
 - Совместимость с LabVIEW, MATLAB и другими системами автоматизации.

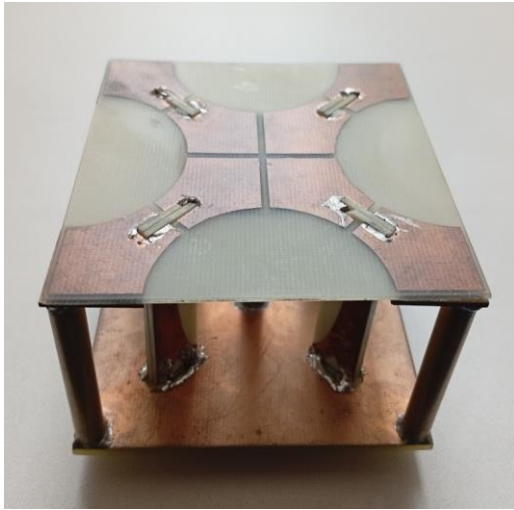


Рис. 4.18. Макет прототипа и прибор измерения ZVA40

Методика измерения.

Диапазон измерения выбран от 0,5 до 3 ГГц для оценки КСН на уровне менее 2. Калибровка анализатора является ключевым этапом, от которого зависит точность измерений. Процедура включает подключение калибровочных нагрузок (короткое замыкание, холостой ход, согласованная нагрузка) к порту прибора и выполнение ручной калибровки.

Это позволяет компенсировать паразитные параметры кабеля и соединителей, обеспечивая достоверные данные. После калибровки переходят к непосредственному измерению антенны. Подключите антенну к порту 1 через кабель. Убедитесь, что антенна находится в свободном пространстве (без близких отражающих объектов).

С помощью векторного анализатора цепей проведены измерения КСВ 4 портов прототипа, при этом 1 подключается к линии передачи, другие подключены к нагрузкам.

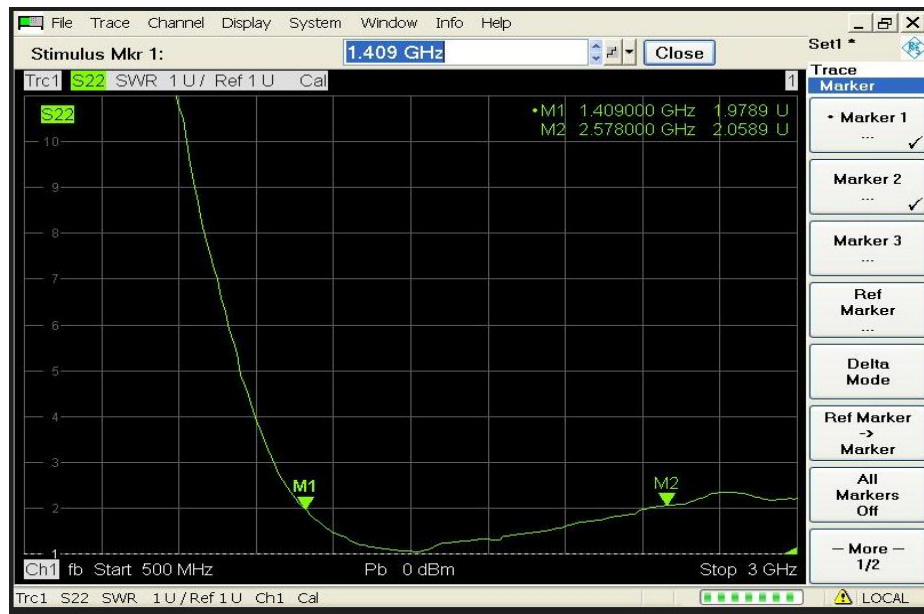


Рис. 4.19. График КСВ порт 1 на экране прибора

В ZVA40 параметр КСВ отображается напрямую в виде графика или таблицы значений для каждого портов. Результат измерения был добавлен в программу HFSS для сравнения с результатом моделирования.

Сравнение характеристики КСВН элемента прототипа и смоделированного элемента прототипа как отдельный излучатель приведено на рис 4.19.

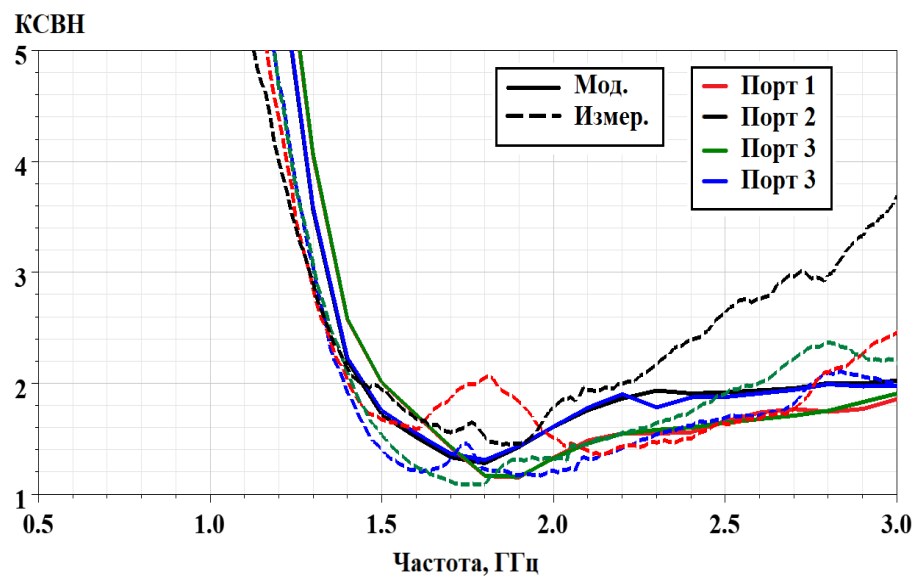


Рис. 4.20. Зависимость КСВН элемента прототипа и моделированный элемент прототипа от частоты

На рис. 4.20 наблюдается совпадение результатов измерения и моделирования что подтверждает:

- Достоверность моделирования прототипа: точность расчёта и исходных параметров для модели элемента антенной решетки.

- качество изготовления прототипа – соответствие его характеристик проектным значениям ($K_{CB} \leq 2$ в рабочем диапазоне).

Расхождение между измеренным и расчётным K_{CB} в полосе 1,5–3 ГГц незначительное, что обусловлено погрешностями изготовления прототипа.

Проектирование и исследование предлагаемой АР были выполнены при помощи программного обеспечения ANSYS HFSS. Выполнялся расчет характеристик одной ячейки АР с периодическими граничными условиями на гранях. Далее приводятся характеристики одной ячейки в составе АР бесконечных размеров, в которой не учитываются эффекты взаимного влияния элементов АР [117].

На основе исходной модели прототипа было проведено моделирование и проведение характеристики единичного элемента:

- в составе антенной решётки прототипа;
- в составе предлагаемой антенной решётки.

Ниже приводятся вышеуказанные характеристики.

На рис. 4.21 проведено K_{CBH} одной ячейки в составе антенной решетки прототипа и предлагаемой антенной решетки. Видно, что предлагаемая антенная решетка работает на более широкой полосе частот от 0,5 ГГц до 2 ГГц по критерию K_{CBH} менее 2 по сравнению с прототипом. При этом конструкции имеет низкий профиль, ее высота составляет $0,18\lambda$.

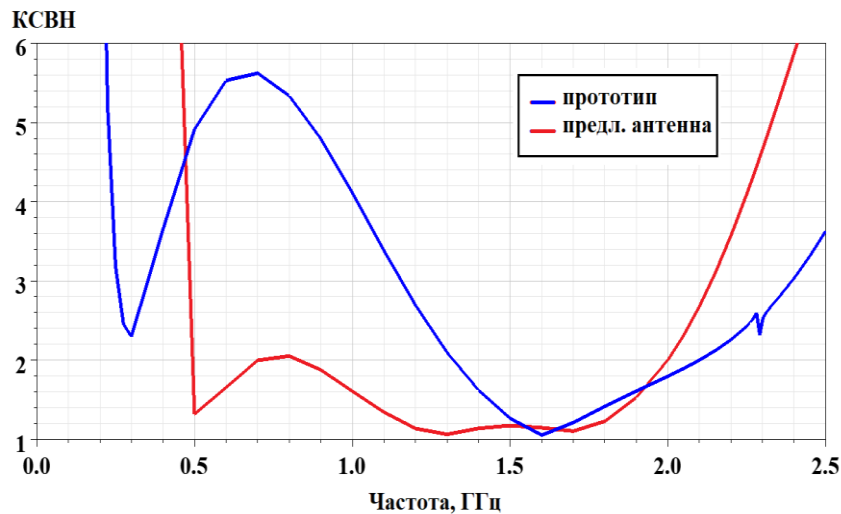


Рис. 4.21. КСВН элемента

антенной решетки прототипа и предлагаемой антенной решетки [117].

4.5. Выводы

В данном разделе представлена низкопрофильная плоская сверхширокополосная антенная решётка. В отличие от прототипа, в её конструкции применён модифицированный симметрирующий трансформатор на основе симметричной полосковой линии. Результаты моделирования показали, что использование формы полоски симметричной полосковой линии в виде затухающего колебания позволило уменьшить высоту профиля антенны. Кроме того, применение суперстрата над диполями обеспечило улучшенное согласование и более низкий КСВН в рабочем диапазоне частот.

Исследовано влияние параметров симметрирующих трансформаторов на характеристики антенной решётки. Проведены измерения одиночного излучателя прототипа для верификации исходных данных моделирования. Показана возможность работы элемента в составе антенной решётки бесконечных размеров при заданном уровне согласования.

Моделирование демонстрирует, что предложенная решётка с модифицированным симметрирующим трансформатором обеспечивает

коэффициент стоячей волны (КСВ) менее 2 в диапазоне от 0,5 до 2,1 ГГц (относительная полоса 4,2:1), что в 2,6 раза шире, чем у прототипа (1,3–2,1 ГГц, относительная полоса 1,6:1).

Кроме того, высота профиля предложенной антенной решётки составляет $0,18\lambda$ (на верхней частоте рабочего диапазона, 2,1 ГГц), что на 36% меньше, чем у прототипа ($0,28\lambda$).

Таким образом, разработанная антенная решётка обладает более компактными габаритами, меньшей высотой и расширенной рабочей полосой по сравнению с существующими аналогами, что делает её перспективной для применения в современных широкополосных системах связи.

Заключение

В ходе проведенного исследования были успешно решены все поставленные в диссертационной работе задачи:

1. Проведен детальный анализ конструкции низкопрофильных антенн круговой поляризации на основе скрещенных диполей, что позволило определить ключевые параметры и принципы их работы. Разработана конструкция низкопрофильной антенны в виде сильно связанных диполей круговой поляризации, обладающая улучшенными характеристиками для применения в современных систем связи. Высота профиля предлагаемой антенной решетки составляет 0,1 длина волны на нижней частоте рабочего диапазона длин волн. Проведено численное моделирование низкопрофильной антенной решетки на основе сильно связанных диполей круговой поляризации, подтвердившее ее эффективность для систем связи. Диапазон рабочих частот для КСВ <3 от 0,7 до 2,0 ГГц (2,83:1). Полоса пропускания по осевому соотношению от 1 до 1,93 ГГц (1,93:1) [115].

2. Выполнено численное моделирование элемента антенной решетки, соответствующего базовой станции прототипа Kathrein 739622, что позволило оценить его характеристики и возможности оптимизации. Проведено численное моделирование конструкции низкопрофильной антенной решетки для базовой станции. Результаты моделирование демонстрируют наличие стоячей волны. соотношение менее 1,5 в диапазоне от 0,8 до 0,96 ГГц, которое охватывает как CDMA и полосы частот мобильной связи GSM. В пределах этой частоты диапазон, он имеет ширину луча 3дБ более 65° по горизонтали. Кроме того, он может обеспечить низкий уровень излучения заднего лепестка в обеих плоскостях [116].

3. Разработана конструкция низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки с модифицированным симметрирующим устройством, обеспечивающим улучшенные широкополосные характеристики. Уменьшения длины симметрирующего трансформатора за счет придания ему формы затухающего

колебания, таким образом уменьшена высота профиля антенны решетки. Проведено численное моделирование конструкции низкопрофильной плоской широкополосной антенной решетки, подтвердившее ее работоспособность и соответствие заданным требованиям. Предложенная конструкция элемента антенной решетки с общим профилем решетки $0,18\lambda$ была смоделирована и исследована в диапазоне частот от 0,5 до 2,1 ГГц (4,2:1) при условии выполнения критерия КСВН <2 [117].

Таким образом, в ходе проведенного исследования были успешно решены все поставленные задачи, т. е. поставленная в диссертационной работе цель достигнута. Полученные результаты имеют практическую значимость и могут быть использованы при проектировании антенных систем для базовых станций и других устройств связи.

Список литературы

1. Schwab K. The Fourth Industrial Revolution. Geneva: World Economic Forum, 2016. 192 p.
2. Mittal R. 6G: The Next Horizon. Cambridge: Cambridge University Press, 2021. 300 p.
3. Ericsson. 6G: Connecting a Cyber-Physical World. 2022. URL: <https://www.ericsson.com> (дата обращения: 10.04.2024).
4. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology. London: Academic Press, 2021. 550 p.
5. Zhang P. 5G and Beyond: Fundamentals and Standards. Berlin: Springer, 2020. 350 p.
6. Andrews J. G., Buzzi S., Choi W., Hanly S. V., Lozano A., Soong A. C. K., Zhang J. C. What Will 5G Be? // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32, No. 6. P. 1065–1082.
7. Al-Fuqaha A., Guizani M., Mohammadi M., Aledhari M., Ayyash M. Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2015. Vol. 17, No. 4. P. 2347–2376.
8. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2016. 1104 p.
9. Huang Y., Boyle K. Antennas: From Theory to Practice. Hoboken: Wiley, 2008. 468 p.
10. Wong K. L., et al. Compact 5G Antennas for Mobile Devices: Design Challenges and Solutions // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2020. Vol. 62, No. 3. P. 45–59.
11. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. Hoboken: Wiley, 2005. 1117 p.
12. Kraus J. D. Antennas. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1988. 876 p.
13. ITU-R M.2450. Low-Profile Antennas for IMT-2020 (5G) Systems. 2021. 30 p.

14. Larsson E. G., et al. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52, No. 2. P. 186–195.
15. Salonen P., et al. Textile Antennas: Design, Fabrication, and Characterization // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol. 60, No. 2. P. 80–95.
16. Chen Z. N., Luk K.-M. Antennas for Base Stations in Wireless Communications. Hoboken: Wiley, 2009. 320 p.
17. Kumar S., Dixit A. S. Fifth Generation Antennas: A Comprehensive Review of Design and Performance Enhancement Techniques // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 163568–163593. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3020952
18. ITU-R. Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s). ITU-R M.2410-0. 2017. 48 p.
19. ITU-R. Руководство по оценке технологий радиоинтерфейса для IMT-2020. 2017. 144 с.
20. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2016. 1104 p.
21. Huang Y., Boyle K. Antennas: From Theory to Practice. Hoboken: Wiley, 2008. 468 p.
22. TIA-222-H. Structural Standard for Antenna Supporting Structures and Antennas. Arlington: Telecommunications Industry Association, 2017. 120 p.
23. Chen Z. N., Liu D., Nakano H., Qing X., Zwick T. Handbook of Antenna Technologies. Singapore: Springer, 2016. 2450 p.
24. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007. 1400 p.
25. Augustin G., Rao Q., Denidni T. A. (eds.). Handbook of Antenna Technologies. Singapore: Springer, 2016. 2450 p.
26. Wong K. L. Compact and Broadband Microstrip Antennas. Hoboken: Wiley, 2012. 260 p.

27. Chen Z. N., Liu D., Qing X. Small Planar Antennas for 5G and IoT Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, No. 5. P. 2236–2248.
28. Nakano H., Yoshida K. Recent Advances in Spiral and Loop Antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2017. Vol. 59, No. 4. P. 54–70.
29. Garg R. Microstrip Antenna Design Handbook. 2nd ed. Norwood: Artech House, 2015. 950 p.
30. Chen, Z.N., Liu, D., Nakano, H., Qing, X., Zwick, T. Handbook of Antenna Technologies. Springer, 2016. (Разделы по микрополосковым антеннам)
31. Mongia R. K., Ittipiboon A. Dielectric Resonator Antennas: Recent Developments and Design Challenges // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2016. Vol. 58, No. 5. P. 32–50.
32. Petosa A., Thirakoune S. Dielectric Resonator Antennas for 5G and Beyond // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2020. Vol. 19, No. 11. P. 2056–2060.
33. Dixit A. S., Kumar S. A survey of performance enhancement techniques of antipodal Vivaldi antenna // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 45774–45796.
34. Abayaje F., Febvre P. A customized reduced size antipodal Vivaldi antenna used in wireless baseband transmission for short-range communication // AEU-Int. J. Electron. Commun. 2016. Vol. 70, No. 12. P. 1684–1691.
35. Moosazadeh M., Kharkovsky S. A compact high-gain and Front-to-Back ratio elliptically tapered antipodal Vivaldi antenna with trapezoid-shaped dielectric lens // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. P. 552–555.
36. Esmati Z., Moosazadeh M. Reflection and transmission of microwaves in reinforced concrete specimens irradiated by modified antipodal Vivaldi antenna // Microw. Opt. Technol. Lett. 2018. Vol. 60, No. 9. P. 2113–2121.
37. Hood A. Z., Karacolak T., Topsakal E. A small antipodal Vivaldi antenna for ultrawide-band applications // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2008. Vol. 7. P. 656–660.

38. Best S. R. The Radiation Properties of Electrically Small Folded Spherical Helix Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52, No. 4. P. 953–960.
39. Zhu J., Li S., Liao S., Xue Q. Miniaturized Antennas and Arrays with Reactive Loading // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2019. Vol. 61, No. 4. P. 34–45.
40. Altshuler E. E., Linden D. S. Electrically Small Antennas with Active Tuning for IoT Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, No. 7. P. 2945–2953.
41. Chu L. J. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // Journal of Applied Physics. 1948. Vol. 19. P. 1163–1175.
42. Volakis J. L., Chen C.-C., Fujimoto K. Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications. New York: McGraw-Hill, 2010. 320 p.
43. Wheeler H. A. Fundamental Limitations of Small Antennas // Proceedings of the IRE. 1947. Vol. 35, No. 12. P. 1479–1484.
44. Gustafsson M., Cismasu M., Jonsson B. L. G. Physical Bounds and Optimal Currents on Small Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, No. 5. P. 1640–1649.
45. Nguyen-Trong N., Piotrowski A., Kaufmann T., Fumeaux C. Low-profile wideband monopole UHF antennas for integration onto vehicles and helmets // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, No. 6. P. 2562–2568.
46. Kaufmann T., Fumeaux C. Low-profile magnetic loop monopole antenna based on a square substrate-integrated cavity // International Journal of Antennas and Propagation. 2015. Vol. 2015. P. 1–6.
47. Hussain S., Qu S. W., Zhou W. L., Zhang P., Yang S. Design and fabrication of wideband dual-polarized dipole array for 5G wireless systems // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 65155–65163.

48. Dixit A. S., Kumar S. A miniaturized antipodal Vivaldi antenna for 5G communication applications // Proc. 7th Int. Conf. Signal Process. Integr. Netw. (SPIN). 2020. P. 800–803.
49. He Y. J., He W., Wong H. A wideband circularly polarized cross-dipole antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014. Vol. 13. P. 67–70.
50. Tran H. H., Park I. Wideband circularly polarized cavity-backed asymmetric crossed bowtie dipole antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. Vol. 15. P. 358–361.
51. Yang W. J., Pan Y. M., Zheng S. Y., Hu P. F. A low profile wideband circularly polarized crossed-dipole antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 2126–2129.
52. Zhang L. et al. Single-feed ultra-wideband circularly polarized antenna with enhanced front-to-back ratio // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, No. 1. P. 355–360.
53. Yang W. J., Pan Y. M., Zheng S. Y. A Compact Broadband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna with a Very Low Profile // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2019. Vol. 18, No. 10. P. 2130–2134.
54. Баланис К. А. Антенны: теория и практика. Москва: Техносфера, 2016. 1088 с.
55. King R., Harrison C. Loop Antennas. Cambridge: MIT Press, 1969. 320 p.
56. Красюк Н. П., Сальников А. А. Антенны и устройства СВЧ. Москва: Радио и связь, 1994. 376 с.
57. Zhao A., Ren Z. Wideband MIMO antenna systems based on coupled-loop antenna for 5G N77/N78/N79 applications in mobile terminals // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 93761–93771.
58. Darimireddy N. K., Reddy R. R., Prasad A. M. A miniaturized hexagonal-triangular fractal antenna for wide-band applications // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2018. Vol. 60, No. 2. P. 104–110.

59. Ullah H., Tahir F. A. A novel snowflake fractal antenna for dual-beam applications in 28 GHz Band // *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. P. 19873–19879.
60. Deng J., Li J., Zhao L., Guo L. A dual-band inverted-F MIMO antenna with enhanced isolation for WLAN applications // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2017. Vol. 16. P. 2270–2273.
61. Liu D. Q., Zhang M., Luo H. J., Wen H. L., Wang J. Dual-band platform-free PIFA for 5G MIMO application of mobile devices // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. Vol. 66, No. 11. P. 6328–6333.
62. Gibson P. The Vivaldi aerial // *Proc. 9th Eur. Microw. Conf.* 1979. Vol. 1. P. 101–105.
63. Schaubert D. et al. Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1985. Vol. AP-33. P. 1392–1400.
64. Gazit E. Improved design of the Vivaldi antenna // *IEE Proc. H Microw. Antennas Propag.* 1988. Vol. 135, No. 2. P. 89–92.
65. Lee J. J., Livingston S., Koenig R. A low-profile wideband (5:1) dual-pol array // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2003. Vol. 2. P. 46–49.
66. Clavin A. A new antenna feed having equal E- and H-plane patterns // *IRE Transactions on Antennas and Propagation*. 1954. Vol. 2, No. 3. P. 113–119.
67. Clavin A., Huebner D. A., Kilburg F. J. An improved element for use in array antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1974. Vol. 22, No. 4. P. 521–526.
68. Wong H., Mak K.-M., Luk K.-M. Wideband shorted bowtie patch antenna with electric dipole // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2008. Vol. 56, No. 7. P. 2098–2101.
69. Luk K.-M., Wong H. A new wideband unidirectional antenna element // *Int. J. Microw. Opt. Technol.* 2006. Vol. 1, No. 1. P. 35–44.
70. Nadeem I., Choi D.-Y. Study on mutual coupling reduction technique for MIMO antennas // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 563–586.

71. Munk B. et al. A low-profile broadband phased array antenna // Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. 2003. Vol. 2. P. 448–451.
72. Elsallal M. W., Mather J. C. An ultra-thin decade (10:1) Bandwidth modular BAVA // Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (APSURSI). 2011. P. 1980–1983.
73. Holland S. S., Schaubert D. H., Vouvakis M. N. A 7–21 GHz Dual-Polarized Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, No. 10. P. 4589–4600.
74. Nakano H., et al. Unbalanced-to-Balanced Transformer for a Spiral Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2007. Vol. 55, No. 6. P. 1585–1592.
75. Kraus J. D., Marhefka R. J. Antennas: For All Applications. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2002. 928 p.
76. Фрадин А. З. Антенны и фидеры. Москва: Радио и связь, 1977. 440 с.
77. Гончаренко И. В. Антенно-фидерные устройства. Москва: Радио и связь, 1989. 352 с.
78. Sevskiy G., Korolev A. Broadband Balun Designs for Dipole Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58, No. 12. P. 3856–3864.
79. Marchand N. Transmission Line Conversion Transformers // Electronics. 1944. Vol. 17. P. 142–145.
80. Munk B. A low-profile broadband phased array antenna // IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. 2003. Vol. 2. P. 448–451.
81. Johnson A. D. et al. Phased Array with Low-Angle Scanning and 46:1 Bandwidth // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, No. 12. P. 7833–7841.
82. Novak M., Volakis J. L. Dual polarized Tightly Coupled Dipole Array (TCDA) for UHF to millimeter wave applications // 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). 2014. P. 819–819.

83. Papantonis D. K., Volakis J. L. Dual-Polarized Tightly Coupled Array with Substrate Loading // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2016. Vol. 15. P. 325–328.
84. Johnson A. D. et al. Tightly Coupled Dipole Array with Wideband Differential Feeding Network // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2018. P. 1987–1988.
85. Islam M. R. et al. Wideband Tightly Coupled Dipole Array (TCDA) With 5.4:1 Bandwidth on a Miura-Ori Pattern // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. 2020. P. 1685–1686.
86. Ling X. et al. A new UWB tightly coupled antenna array // 2013 International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID). 2013. P. 1–4.
87. He Y., He W., Wong H. A Wideband Circularly Polarized Cross-Dipole Antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. Vol. 13. P. 67–70.
88. Novak M. et al. Tightly Coupled Dipole Array for 5G Multi-band Cellular Base Station Antennas // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. 2020. P. 1681–1682.
89. Zhang L. et al. A Wideband Circularly Polarized Tightly Coupled Array // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. Vol. 66, No. 11. P. 6382–6387.
90. Yang W. J., Pan Y. M., Zheng S. Y. A Low-Profile Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna with Wide Axial-Ratio and Gain Beamwidths // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. Vol. 66, No. 7. P. 3346–3353.
91. Yang W. J., Pan Y. M., Zheng S. Y., Hu P. F. A Low-Profile Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2017. Vol. 16. P. 2126–2129.
92. Ta S. X., Park I., Ziolkowski R. W. Crossed Dipole Antennas: A review // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2015. Vol. 57, No. 5. P. 107–122.

93. Tran H. H., Ta S. X., Park I. Single-Feed, Wideband, Circularly Polarized, Crossed Bowtie Dipole Antenna for Global Navigation Satellite Systems // *Journal of electromagnetic engineering and science*. 2014. Vol. 14, No. 3. P. 299–305.
94. Yang W. J., Pan Y. M., Zheng S. Y. A Compact Broadband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna with a Very Low Profile // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2019. Vol. 18, No. 10. P. 2130–2134.
95. Brown G. The turnstile // *Electron*. 1936. Vol. 9. P. 14–17.
96. Brown G. Antenna system: U.S. Patent 2086976. 1937.
97. Merola C. S., Vouvakis M. N. UHF planar ultra-wideband modular antenna (PUMA) arrays // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2017. P. 1803–1804.
98. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2012. Vol. 60, No. 1. P. 130–140.
99. Freeman R. L. *Fundamentals of Telecommunications and Networking for IT* (2nd ed.). Hoboken: Wiley, 2015. 480 p.
100. Golio M., Golio J. *RF and Microwave Passive and Active Technologies* (2nd ed.). Boca Raton: CRC Press, 2018. 1024 p.
101. Guvenc I., Arslan H. *Ultra-Wideband Wireless Communication: From Theory to Applications*. Hoboken: Wiley, 2017. 384 p.
102. Ghavami M., Michael L. B., Kohno R. *Ultra-wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. Chichester: Wiley, 2004. 320 p.
103. Xin Q., Zhenxin C., Huaimin Z., Shengchi Z. Low-Profile and Wide-Angle Scanning Planar Ultrawideband Modular Antenna with Ultra-Thin Loading Window // *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. P. 105556–105563.
104. Logan J. T., Holland S. S., Schaubert D. H., Kindt R. W., Vouvakis M. N. A review of Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Arrays // 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory. 2013.

105. Wang H., Zhang L., Yang X. A compact wideband phased array antenna for 5G millimeter-wave applications // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2021. Vol. 69, No. 7. P. 4123–4132.
106. Chen Y., Li R., Liu M. Low-profile ultrawideband antenna array with improved gain using metasurface technology // *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* 2022. Vol. 21. P. 1532–1536.
107. Gupta S., Abegaonkar M., Koul S. High-efficiency slot array antenna for sub-6 GHz and mmWave bands // *IEEE Open J. Antennas Propag.* 2023. Vol. 4. P. 45–58.
108. Kim D., Park J., Lee S. Modular phased array system with beamforming for satellite communications // *IEEE Access.* 2023. Vol. 11. P. 102345–102356.
109. Zhao K., Wei G., Xu F. Low cross-polarization wideband array using differential feeding for 6G prototypes // *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.* 2024. P. 1–3.
110. Lee J. J., Livingston S., Koenig R. A low-profile wide-band (5:1) dual-pol array // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* 2005. Vol. 2. P. 46–49.
111. Merola S., Vouvakis M. N. UHF Planar Ultra-Wideband Modular Antenna (PUMA) Arrays // Christopher Department of Electrical and Computer Engineering University of Massachusetts, Amherst, MA 01003, USA.
112. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2012. Vol. 60, No. 1. P. 130–140.
113. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. — М.: Наука, 1977.
114. Rohde & Schwarz R&S®ZVA40 – Векторный анализатор цепей: Руководство пользователя. – Мюнхен: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG
115. Во, Б. А. Низкопрофильная антенная решетка сильно связанных диполей круговой поляризации / Во Ба Ау, И. Н. Бобков, Ю. В. Юханов // *Известия ЮФУ. Технические науки.* – 2024. – № 4(240). – С. 188-196. – DOI 10.18522/2311-3103-2024-4-188-196.

116. Во, Б. А. Низкопрофильная антенная решетка для базовой станции / Б. А. Во, Ю. В. Юханов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2025. – № 1(243). – С. 255-262. – DOI 10.18522/2311-3103-2025-1-255-262.
117. Во, Б.А. Низкопрофильная плоская сверхширокополосная антенная решетка / Во, Б.А, Ю. В. Юханов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2025. – Т. 205, № 2. – С. 56-60.
118. Vo B. A. Low-Profile Circularly Polarized Tightly Coupled Dipole Array / Vo Ba Au, I. N. Bobkov, Y. V. Yukhanov // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Russia, Moscow, November 23-25, 2022 : Proceedings / Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences. – IEEE, 2022. – P. 207-210. – DOI 10.1109/RMC55984.2022.10079477.