

МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи



Буй Као Нинь

**МАЛОГАБАРИТНЫЕ ДИАПАЗОННЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ
СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ**

Специальность 05.12.07 - «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель -
доктор технических наук,
профессор Д.И. Воскресенский

Москва - 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
Актуальность темы диссертации.....	5
Степень разработанности диссертации.....	9
Цель и задачи работы.....	9
Научная новизна работы.....	9
Теоретическая и практическая значимость работы.....	10
Реализация и внедрение результатов работы.....	11
Методология и методы исследования.....	11
Основные положения, выносимые на защиту.....	11
Достоверности полученных результатов.....	11
Апробация результатов работы.....	12
Публикации	13
Личный вклад.....	14
Объём и структура работы.....	14
ГЛАВА 1. ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕНН СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ.....	16
1.1. Развитие сотовой телефонии идёт по пути расширения используемых частот.....	16
1.2. Типы используемых антенн сотовых телефонов и их характеристики.....	17
1.2.1. Спиральные антенны (электрический монополь).....	19
1.2.2. Перевернутый L-образный вибратор.....	21
1.2.3. Перевернутый F-образный вибратор.....	24
1.2.4. Планарная перевернутая F-образная антенна.....	24
1.2.5. Низкопрофильные антенны.....	28
1.2.6. Антенны типа «чип».....	30
1.2.7. Полосковые и микрополосковые (печатные) антенны.....	31

1.3. Требования характеристик антенн, создаваемых для новых аппаратов сотовой связи.....	35
1.3.1. Характеристики направленности.....	35
1.3.2. Согласование.....	36
1.3.3. Частотное свойство.....	37
1.3.4. Массогабаритные и общеконструктивные требования.....	37
1.4. Выводы.....	37
ГЛАВА 2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ.....	39
2.1. Широкополосные печатные антенны систем сотовой связи нового поколения.....	39
2.2. Широкополосные печатные антенны типа «бабочка» сотовых телефонов и их характеристики.....	41
2.3. Печатные антенны типа «бабочка» над экраном сотовых телефонов и их характеристики.....	47
2.4. Выводы.....	54
ГЛАВА 3. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЁТА ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ.....	55
3.1. Общие соображения.....	55
3.2. Определение характеристик неоднородной линии, разомкнутой на конце.....	56
3.3. Неоднородная линия, разомкнутая на конце без потерь.....	62
3.4. Неоднородная линия, разомкнутая на конце с потерями.....	67
3.5. Применение приближенной методики к расчету параметров антенн сотовых телефонов.....	71
3.6. Выводы.....	73
ГЛАВА 4. МНОГОЧАСТОТНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ.....	74
4.1. Общие соображения.....	74

4.2. Многоэтажные конструкции.....	74
4.3. Двухчастотные печатные антенны сотовых телефонов и их характеристики.....	75
4.4. Трёхчастотные печатные антенны сотовых телефонов и их характеристики.....	83
4.5. Выводы.....	91
ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ ТИПА «БАБОЧКА» ЧАСТОТНЫХ ДИАПАЗОНОВ WiMAX.....	92
5.1. Конструкция печатной антенны «бабочка».....	92
5.2. Результаты эксперимента печатной антенны «бабочка».....	93
5.3. Сравнение экспериментальных результатов с вычисленными.....	96
5.4. Выводы.....	97
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	98
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	100
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	101

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертации

В течение последнего десятилетия резко возросла популярность систем мобильной связи. В соответствии с рыночными требованиями, она продолжает расти. Важнейшую роль в большей части систем мобильной связи играет антенна, которая является одним из наиболее сложных объектов проектирования в современных мобильных устройствах связи. Поскольку параметры антенн систем мобильной связи зависят от частоты, они проектируются таким образом, чтобы работать в определённых полосах. Перспективным направлением является разработка широкополосных и многодиапазонных антенных систем. При этом важнейшими характеристиками остаются по-прежнему общетехнические характеристики и стоимостные. Область применения антенн систем мобильной связи также определяет целый ряд требований к параметрам и характеристикам антенн.

Быстрый рост систем мобильной связи стимулирует разработку, изготовление и применение новых типов антенн для базовых и мобильных станций (мобильного телефона, ноутбука, персонального цифрового помощника (Personal Digital Assistants - PDA), и т.д.). Ранее мобильные системы проектировались для работы в одном частотном диапазоне стандарта 2G систем мобильной связи. Позже появились и другие системы, такие как Цифровая сотовая система (Digital Cellular System - DCS), Служба персональной связи (Personal Communications Service - PCS) и Глобальная система мобильной связи (Global System for Mobile Communications - GSM).

В настоящее время многие системы мобильной связи используют несколько частотных диапазонов, например GSM 900/1800/1900 полосы (890-960 МГц и 1710-1990 МГц); Универсальная система мобильной связи (Universal Mobile Telecommunication Systems - UMTS) полосы (1885-2200 МГц); Беспроводной доступ (Wireless Fidelity - Wi-Fi) / Беспроводная локальная сеть (Wireless Local Area Networks - WLAN) полосы (2400-2484 МГц и 5150-5825

МГц); Международное взаимодействие для микроволнового доступа (Worldwide Interoperability for Microwave Access - WiMAX) полос: 2.3 - 13.6 ГГц (чаще 2300 - 2500 МГц, 2500 - 2690 МГц, 3300 - 3500 МГц и т.д.), был разработан для организации единых беспроводных сетей масштаба города WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) [6].

В настоящее время широкое применение получили системы сотовой связи нового поколения, отличающиеся широкополосной унифицированной системой радиодоступа, позволяющей передавать видео и мультимедийную информацию. С развитием систем сотовой связи возникла необходимость модернизации существующих антенн сотовых телефонов. В настоящее время выбор стандарта сотовой связи однозначно определяет и выбор класса модели телефона. Однако, несмотря на многообразие моделей телефонов, представленных на мировом рынке, все они имеют сходную конструкцию.

На начальных этапах развития сотовой телефонии широкое распространение получили спиральные антенны, совмещенные с несимметричным вибратором. Однако внешние антенны имеют целый ряд недостатков по сравнению с микрополосковыми невыступающими антеннами. Поэтому разработчики современных сотовых телефонов используют только печатную технологию изготовления антенн.

Одной из важнейших задач, возникающих при проектировании широкополосных антенн сотовых телефонов, является разработка формы антенны, которая бы удачно вписывалась в корпус сотового телефона, обеспечивая при этом требуемый коэффициент усиления. Жесткие требования предъявляются и к форме ДН сотового телефона. Она должна обеспечивать устойчивый прием с любого ракурса в условиях городской застройки, а также удовлетворять требованиям безопасности при использовании сотового телефона. Как правило, последнее требование к форме ДН обеспечивается применением отражающих поверхностей, которые существенно влияют на согласование в рабочей полосе частот.

Расширение функциональных возможностей сотового телефона приводит к необходимости увеличения числа рабочих диапазонов частот [45, 63, 68]. При этом усложняется конструкция и используются многослойные печатные структуры. Моделирование таких структур целесообразно проводить с помощью программных продуктов, применяемых для расчета двумерных и трехмерных антенн и устройств СВЧ. Системное моделирование сложной многослойной структуры позволяет провести оптимизацию параметров и численный эксперимент, исключая в ряде случаев необходимость проведения натурального эксперимента.

В настоящее время имеются различные методы расчета широкополосных антенн [49-51]. Однако большая часть этих методов не позволяет провести оценку характеристик направленности широкополосных или многодиапазонных антенн из-за математической сложности. Наиболее простым решением поставленной задачи является математическое и численное электродинамическое моделирование. Однако для формирования и анализа сложных структур требуются значительные компьютерные ресурсы и время.

Поэтому возникает необходимость разработки приближенных методик расчета, применимых для широкого класса антенн и позволяющих при минимальных временных затратах и с достаточной степенью точности оценить основные характеристики.

Для анализа широкополосных антенн бегущей волны, а также некоторых антенн на основе взаимодополняющих структур, удобно использовать теорию неоднородных линий. В настоящее время разработана теория неоднородной экспоненциальной линии с бегущей волной, позволяющая путем несложных преобразований, определить различные режимы работы эквивалентной неоднородной линии передачи, моделирующей антенну.

Многие телекоммуникационные компании делают большие ставки на использование WiMAX для предоставления услуг высокоскоростной связи. А тому есть несколько причин. Во-первых, технологии семейства 802.16 позволяют экономически более эффективно (по сравнению с проводными

технологиями) не только предоставлять доступ в сеть новым клиентам, но и расширять спектр услуг и охватывать новые труднодоступные территории. Во-вторых, беспроводные технологии многим более просты в использовании, чем традиционные проводные каналы. WiMAX и Wi-Fi сети просты в развертывании и по мере необходимости легко масштабируются. Этот фактор оказывается очень полезным, когда необходимо развернуть большую сеть в кратчайшие сроки. Все эти преимущества позволяют снизить цены на предоставление услуг высокоскоростного доступа в интернет как для бизнеса структур, так и для частных лиц [48].

Применение технологии WiMAX требует разработки аппаратуры, работающей в одном из трех поддиапазонов этой технологии. Из приведенного выше подробного обзора путей развития современных информационных технологий с применением сотовой телефонии следует необходимость разработки алгоритма широкополосных антенн, работающих в гигагерцовом диапазоне на 2 и 3 выделенных частотах. В отличие от существующих стандартов, где выделенные части жестко фиксированы, в новом поколении эти частоты изменяются от одного проекта к другому. Эти изменения рабочих частот достигают единицу гигагерц. Вторым важным обстоятельством является широкая рабочая полоса не менее 0.2 ГГц, которая определяет класс применяемых антенн как широкополосные. Поэтому разработанная антенна в главе 2 работа печатной антенны может быть использована как базовой элемент многочастотной антенны.

Поэтому возникает необходимость создания двух- и трёхчастотных антенн сотовых телефонов. Из литературы известны двух- и трёхчастотные печатные антенны, изготовленные в виде многослойных структур. Для расширения рабочей полосы целесообразно применять широкополосные антенны типа «бабочка» [5, 8-11, 15, 16]. Эти антенны могут быть работать одновременно в двух и трёх полосах частот: GSM и WiMAX.

Степень разработанности диссертации

Степень разработанности диссертации полностью соответствует названию диссертации и поставленной цели работы.

Цель и задачи работы

Целью диссертационной работы является разработка и проектирование широкополосных и многодиапазонных печатных антенн для сотовых телефонов.

В соответствии с поставленной целью в диссертационной работе решены следующие задачи:

- предложены и разработаны широкополосные печатные антенны сотовых телефонов, работающие одновременно в нескольких частотных диапазонах: GSM и UMTS;

- предложены и разработаны двух- и трёхдиапазонные печатные антенны сотовых телефонов, работающие одновременно в двух и трёх диапазонах частот: GSM и WiMAX;

- разработана методика приближенного расчёта характеристик направленности широкополосной микрополосковой антенны сотовой связи;

- исследованы характеристики направленности и согласование в широкополосных и многодиапазонных печатных антеннах для сотовых телефонов;

- определены направленные свойства и частотные характеристики широкополосных и многодиапазонных печатных антенн для сотовых телефонов;

- экспериментально исследованы характеристики микрополоскового печатного излучателя типа «бабочка» и показано сравнение этих результатов с вычисленными.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработано 5 конструкций широкополосных микрополосковых антенн типа «бабочка» с различными возбуждениями для сотовой связи. Эти

антенны одновременно работают в нескольких частотных диапазонах: GSM 1800 (1710-1885 МГц), GSM 1900 (1850-1990 МГц) и UMTS (1885-2200 МГц).

2. Разработаны 4 конструкции двухдиапазонных микрополосковых антенн типа «бабочка» с коаксиальными питаниями для сотовой связи. Эти антенны одновременно работают в нескольких частотных диапазонах: GSM 1900 (1850 - 1990 МГц) и WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц).

3. Разработаны 4 конструкции трёхдиапазонных микрополосковых антенн типа «бабочка» с коаксиальными питаниями для сотовой связи. Эти антенны одновременно работают в нескольких частотных диапазонах: GSM 1900 (1850-1990 МГц), WiMAX (2.5-2.69 ГГц) и WiMAX (3.3-3.5 ГГц).

4. Составлена методика приближенного расчёта характеристик направленности широкополосной микрополосковой антенны сотовой связи.

5. Сформирована требуемая диаграмма направленности близко к полусфере с использованием микрополосковых антенн типа «бабочка» над экраном, существенно уменьшающем поле облучения оператора.

6. Разработана модель печатного излучателя типа «бабочка», работающего в полосах частот: WiMAX (2.3-2.5 ГГц) и WiMAX (2.5-2.69 ГГц).

Теоретическая и практическая значимость работы

1. Разработаны конструкции широкополосных многочастотных антенн сотовых телефонов. Предложены широкополосные антенны, двух- и трёхчастотные антенны с различными возбуждениями для сотовой связи.

2. Предложены и разработаны малогабаритные компактные массогабаритные слабонаправленные микрополосковые антенны, имеющие требуемую диаграмму направленности и хорошее согласование для сотовых телефонов.

3. Составлены методика и программа приближенного расчёта характеристик направленности широкополосной микрополосковой антенны сотовой связи.

4. Исследованы результаты эксперимента печатной антенны частотных диапазонов WiMAX и сравнение их с вычисленными результатами.

Реализация и внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы использованы при решении задач проектирования, разработки и моделирования широкополосных многодиапазонных антенн сотовых телефонов, работающих одновременно в нескольких частотных диапазонах: GSM, WiMAX.

В диссертационной работе научные и практические результаты внедрены в учебный процесс на кафедре «Радиофизика, антенны и микроволновая техника» МАИ. Они использованы при чтении лекций и проведении практических занятий по дисциплине «Теория и техника проектирования ФАР».

Акт о внедрении представлен в приложении.

Методология и методы исследования

При исследовании использовались вычислительные методы электродинамики, теории антенн, численные методы математического анализа, численное моделирование характеристик антенн сотовой связи на ЭВМ.

Основные положения, выносимые на защиту

- Предложены модели широкополосных микрополосковых антенн с различными возбуждениями, работающими одновременно в нескольких частотных диапазонах сотовой связи: GSM и UMTS;

- Предложены модели двух- и трёхдиапазонных микрополосковых антенн с различными возбуждениями, работающими одновременно в нескольких частотных диапазонах сотовой связи: GSM и WiMAX;

- Сформирована требуемая диаграмма направленности типа близко к полусфере при двухчастотном и трёхчастотном режимах работы;

- Показаны экспериментальные результаты микрополоскового печатного излучателя типа «бабочка», работающего в полосах частот WiMAX и сравнение их с вычисленными результатами.

Достоверности полученных результатов

Достоверность обуславливается использованием общей теории антенн и численных электродинамических методов расчёта, апробированного адекватного математического и статистического аппарата, специализированных

компьютерных программ. Полученные результаты многократно подтверждены вычислительными и натурными экспериментами.

Апробация результатов работы

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. Буй Као Нинь. Антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2013». Москва. 16-18 апреля 2013. С.212-213.

2. Буй Као Нинь. Печатные антенны сотовых телефонов // Материалы 3-й международной научно-практической конференции «Академическая наука-проблемы и достижения». Москва. 20-21 февраля 2014. Т. 1. С. 177-181.

3. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование печатных антенн сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2014». Москва. 22-24 апреля 2014. С. 139-140.

4. Буй Као Нинь, Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Буй Суан Кхоа. Двухдиапазонные печатные антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов 13-й международной конференции «Авиация и космонавтика - 2014». Москва. 17-21 ноября 2014. С. 18-20.

5. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование двухдиапазонных печатных антенн сотовой связи // Тезисы докладов 12-й молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь - перспективные технологии». Москва. 11 декабря 2014. С. 364-366.

6. Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь, Фам Ван Винь, Нгуен Нгок Линь. Трёхдиапазонные печатные антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2015». Москва. 21-23 апреля 2015. С.106-107.

7. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование трёхдиапазонных микрополосковых антенн сотовых телефонов // Материалы IX международной научно-практической конференции «Актуальные вопросы науки, технологии и производства». Санкт-Петербург. 22-23 мая 2015. С. 48-51.

Публикации

Основные положения и результаты работы опубликованы в 05 статьях перечня рецензируемых научных изданий ВАК РФ:

1. Буй Као Нинь. Антенны сотовых телефонов // Антенны. 2013. № 9. С.56-64.

2. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь. Широкополосные антенны сотовых телефонов // Антенны. 2014. № 2. С. 27-30.

3. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь, Кондратьева С.Г. Двухдиапазонные микрополосковые антенны сотовой связи // Антенны. 2015. № 1. С. 17-27.

4. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь, Фам Ван Винь. Методика приближенного расчёта характеристик направленности широкополосной микрополосковой антенны сотовой связи // Антенны. 2015. № 6. С. 7-17.

5. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Суан Кхоа, Буй Као Нинь, Фам Ван Винь. Трёхдиапазонные микрополосковые антенны сотовой связи // Антенны. 2015. № 7. (в печати).

По результатам проведённых работ отправлены 2 заявки для получения патента на полезную модель:

1. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Буй Као Нинь. Широкополосная микрополосковая антенна. Заявка № 2014153320. Зарегистрирован 29.12.2014 г.

2. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Буй Као Нинь. Широкополосная микрополосковая антенна. Заявка № 2014153321. Зарегистрирован 29.12.2014 г.

Результаты доложены и опубликованы в 07 тезисах и материалах 03 международных и 04 молодёжных научно-технических конференций.

Личный вклад

Все представленные результаты исследований, расчёта, моделирования в диссертации получены при непосредственном участии автора. Также автором проведены конкретные моделирование, расчёт и оптимизация характеристик направленности широкополосных и многополосных антенн для сотовой связи.

Объём и структура работы

Диссертационная работа состоит из введения, 5-х глав, заключения, списка сокращений, списка литературы. Работа изложена на 107 страницах машинописного текста. Список литературы включает 73 наименований на 07 страницах. Работа содержит 71 рисунков и 10 таблиц.

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи исследования, отражены научная новизна, практическая значимость, приведены положения, выносимые на защиту, сведения об апробации результатов работы.

В первой главе проведен обзор развития сотовой телефонии идёт по пути расширения используемых частот, показаны типы используемых антенн сотовых телефонов и их характеристики. В этой главе также предложены требования характеристик антенн, создаваемых для новых аппаратов сотовой связи.

Во второй главе предложены широкополосные печатные антенны, используемые для систем сотовой связи нового поколения. В этой главе также предложены и разработаны широкополосные печатные антенны типа «бабочка», печатные антенны типа «бабочка» над экраном сотовых телефонов и их характеристики.

В третьей главе показана методика приближенного расчёта характеристик направленности широкополосной микрополосковой антенны сотовой связи. При этом решается задач определения характеристик неоднородной линии, разомкнутой на конце; на конце без потерь; на конце с потерями; и применение приближенной методики к расчету параметров антенн сотовых телефонов.

В четвёртой главе предложены многочастотные печатные антенны сотовых телефонов. При этом показаны общие соображения о многочастотных печатных антеннах, многоэтажных конструкциях. В этой главе также предложены и разработаны двух- и трёхчастотные печатные антенны сотовых телефонов и их характеристики.

В пятой главе экспериментально исследована микрополосковая печатная антенна типа «бабочка» с возбуждением от коаксиальной линии в диапазонов частот WiMAX. Результаты эксперимента подтверждают теоретические результаты.

Заключение содержит основные результаты и выводы диссертационной работы.

ГЛАВА 1. ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕНН СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ

1.1. Развитие сотовой телефонии идёт по пути расширения используемых частот

Популярность систем мобильной связи резко увеличилось в течение последнего десятилетия, и по рыночным требованиям она продолжает расти. В основной части этих систем, антенна является одним из наиболее важных объектов проектирования в современных мобильных устройствах связи. Антенной является устройство, которое преобразует электромагнитную энергию в нём в излучающую волну в неограниченной среде (например: в воздушной среде) в режиме передачи и наоборот в режиме приёма. Поскольку антенны зависят от частоты, они проектируются таким образом, чтобы работать в определённых полосах.

Быстрый рост систем мобильной связи заставлял использовать новые антенны для базовых и мобильных станций (мобильного телефона, ноутбука, персонального цифрового помощника (Personal Digital Assistants - PDA), и т.д.). Ранее мобильные системы были спроектированы для работы на одной из полос частот 2G системы, позже появились такие как Цифровая сотовая система (Digital Cellular System - DCS), Служба персональной связи (Personal Communications Service - PCS) и Глобальная система мобильной связи (Global System for Mobile Communications - GSM).

В настоящее время многие системы мобильной связи используют несколько полос частот, например GSM 900/1800/1900 полосы (890-960 МГц и 1710-1990 МГц); Универсальная система мобильной связи (Universal Mobile Telecommunication Systems - UMTS) полос (1885-2200 МГц); Беспроводной доступ (Wireless Fidelity - Wi-Fi) / Беспроводная локальная сеть (Wireless Local Area Networks - WLAN) полосы (2400-2484 МГц и 5150-5825 МГц); Международное взаимодействие для микроволнового доступа (Worldwide Interoperability for Microwave Access - WiMAX) полос - (2.3 - 13.6) ГГц (чаще 2300 - 2500 МГц, 2500 - 2690 МГц, 3300 - 3500 МГц и т.д.), был разработан для

организации единых беспроводных сетей масштаба города WMAN (Wireless Metropolitan Area Network). Список часто используемых полос частот этих систем приведён в табл.1.1 [6, 38].

Табл.1.1. Используемые полосы частот систем сотовой связи.

Применение беспроводной связи	Описание	Частотная полоса (МГц)
GSM 850	AMPS (Advanced Mobile Phone System)	824-894
GSM 900		890-960
GPS (Global Positioning System)		1565-1585
GSM 1800	DCS 1800	1710-1885
GSM 1900	PCS 1900; CDMA 1900 (Code Division Multiple Access)	1850-1990
UMTS	W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access); IMT 2000 (International Mobile Telecommunication)	1885-2200
Wi-Fi/WLAN (IEEE 802.11 b/g/n)	ISM 2450 (Industrial, Scientific and Medical)	2400-2484
Wi-Fi/WLAN (IEEE 802.11 y)		3650-3700
Wi-Fi/WLAN (IEEE 802.11 a/h/j)	HIPERLAN (High Performance Radio Local Area Network); U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure)	5150-5825
WiMAX/WMAN (IEEE 802.16e)	Worldwide Interoperability for Microwave Access	2300-2500
WiMAX/WMAN (IEEE 802.16e)	Worldwide Interoperability for Microwave Access	2500-2690
WiMAX/WMAN (IEEE 802.16e)	Worldwide Interoperability for Microwave Access	3300-3500

1.2. Типы используемых антенн сотовых телефонов и их характеристики

Рассмотрение дизайна антенн для сотовых телефонов обычно начинается с рассмотрением ряда определяющих причин их характеристик. Основной причиной, определяющей параметры и размеры антенн, является их рабочая полоса частот. Нужно также сказать, что антенны, предназначенные для

сотовой связи, работают с волнами, поляризованными преимущественно в вертикальной плоскости и распространяющиеся в плоскости параллельной земле, т.е. с волнами линейно вертикальной поляризации, идущими в горизонтальном направлении.

В табл.1.2 показаны общие требования к антеннам сотовых телефонов для GSM 850 [42]. Полоса частот для сотовых телефонов варьируется в пределах (824-894) МГц с центральной частотой 859 МГц и полосой пропускания 8.1%. Длина волны на этой частоте составляет 35 см. Отсюда понятно, что размеры встроенной антенны должны одновременно удовлетворять этой длине волны и в то же время, быть более компактными. К примеру, длина полуволнового вибратора на этой частоте будет составлять порядка 18 см. Требуемые размеры антенн для сотовых телефонов видны из приведённой таблицы. Диаметр антенны не должен превышать 10 см, а высота - 5 см. Требуемый коэффициент направленного действия (КНД) встроенной антенны должен желательнее иметь порядка 3 дБ. Линейная вертикальная поляризация необходима из-за того, что многие антенные станции излучают волны преимущественно этой поляризации.

Табл.1.2. Общие требования антенн сотовых телефонов для GSM 850.

Параметры	Технические требования
Излучение и приём	(824 - 894) МГц
КНД антенны	3 дБ
Поляризация	Линейная вертикальная
Входной импеданс	50 Ом
Физические параметры	Диаметр < 10 см, Высота < 5 см

На сегодняшний день существуют типы встроенных антенны, отвечающие всем перечисленным выше требованиям, используемые в беспроводной передаче информации. Большую группу занимают микрополосковые антенны, штыревые антенны, в последующем модифицированные в спиральные антенны для минимизации габаритов, но с сохранением электрической длины, антенны инверсного типа: перевёрнутый L-

образный вибратор (Inverted L-antenna - ILA), перевёрнутый F-образный вибратор (Inverted F-antenna - IFA), планарная перевёрнутая F-образная антенна (Planar Inverted F-antenna - PIFA), MPIFA, как разновидность антенн типа PIFA (Meander PIFA). Некоторые характеристики этих антенн представлены в табл.1.3 [42].

Табл.1.3. Некоторые характеристики антенн инверсного типа.

Виды антенн	Внешние размеры (в длинах волн)	Полоса пропускания (в процентном отношении %)
ILA	$\lambda/4$	< 1
IFA	$\lambda/4$	2
DIFA (dual IFA)	$\lambda/4$	5-7
PIFA	$< \lambda/4$	> 8
MPIFA	$< \lambda/4$	2-8

1.2.1. Спиральные антенны (электрический монополю)



Рис.1.1. Вид спиральной (а) и четверть волновой (б) антенн на резонансную частоту 868 МГц; в) тип двухдиапазонной спиральной антенны.

Ещё совсем недавно в сотовых телефонах широко применялись антенны спирального типа. Точнее сказать, что это были электрические штыри, модифицированные таким образом, чтобы их размеры были как можно более компактными. Причиной этого явилось то, что длина антенн штыревого типа равняется четверти длины рабочей волны. А это значит, что при работе на частоте 900 МГц длина такого монополя составит порядка 83 миллиметров. Естественно, встроить антенну такого размера в сотовый телефон - дело затруднительное. Наиболее эффективный метод решения этой проблемы -

замена прямолинейного проводника спиралевидным. Антенны такого типа обладают одним очень важным свойством - скорость распространения волны вдоль оси такой антенны меньше скорости света. А это значит, что длина электромагнитной волны в такой структуре меньше длины волны в свободном пространстве. Замедляющие свойства таких структур и позволяют уменьшить длину излучателя в десятки раз, не изменяя его электрические габариты.

Применение спиральной антенны позволило решить проблему произвольной ориентации приемника в пространстве. В антеннах такого типа, в отличие от монополей, можно добиться чувствительности к волнам эллиптической поляризации, а при определённых условиях и круговой. Это говорит о том, что антенна будет работать практически при любой ориентации в пространстве и принимать сигналы разного угла наклона плоскости поляризации. Всё это, конечно, имеет силу в пределах диаграммы, направленности антенны. Условие круговой поляризации для однородного по значению и фазе тока вдоль спирали задаётся соотношением Вилера:

$$T = \frac{\pi^2 D^2}{2\lambda} \quad (1.1)$$

где T - шаг спирали, D - диаметр петли, λ - длина волны.

Фактически для круговой поляризации угол наклона проводника в спирали относительно ее продольной оси должен составлять 45° . На практике такой угол не выдерживают из-за стремления добиться минимальной физической длины антенны путем увеличения числа витков спирали до максимума. Поэтому в портативных радиосистемах спиральные структуры излучают волны эллиптической поляризации.

Использование встроенных антенн спирального типа спровоцировало дальнейшее развитие их конструкции, нацеленное на улучшение характеристик таких антенн. Основной проблемой является узкополосная работа. Одним из способов расширения диапазона является применение переменного шага накрутки спирали, что обеспечивает приём на разных частотах (рис.1.1,в) [62].

Существенным недостатком таких антенн, применительно к сотовым телефонам, является вид её диаграммы направленности. Спиральные антенны излучают равнозначно как в сторону пользователя сотового телефона, так и в противоположную от него. Это говорит о том, что использование таких антенн для сотовых телефонов нежелательно, в следствие неблагоприятного воздействия излучения на здоровье человека. К тому же для корректной работы такой антенны ориентация её должна быть как можно более вертикальной, из-за того, что волны, которые принимаются сотовыми телефонами, поляризованы преимущественно вертикально.

1.2.2. Перевернутый L-образный вибратор

Следующим шагом в развитии встроенных антенн, используемых для сотовых телефонов, явилась вибратор типа ПЛА. На рис.1.2 схематично изображён вид такой антенны [42].



Рис.1.2. Перевернутый L-образный вибратор.

Антенна типа ПЛА является вибратором, запаянным на конец с проволочным горизонтальным элементом, расположенным над экраном и действующим как емкостная нагрузка. Основопологающим в выборе такой конструкции является её простота изготовления и дешевизна используемых материалов. Кроме того, большинство электрических характеристик такой антенны схожи характеристикам обычного короткого вибратора.

Диаграмма направленности (ДН) L-вибратора практически идентична ДН короткого монополя. Как известно, ДН монополя имеет максимум в направлении перпендикулярном его оси, являясь, к тому же, всенаправленной. Что касается L-вибратора, то ненулевой потенциал в его горизонтальном плече несколько изменяет ДН этой антенны, тем самым искажая её

всенаправленность. Входной импеданс такой антенны сравним со входным импедансом всё того же короткого монополя: низкое активное и высокое реактивное сопротивления. Активное (R_{ILA}) и реактивное (X_{ILA}) сопротивления согласно определяются выражениями [42]:

$$\left. \begin{aligned} R_{ILA} &= 40 \left(\frac{2\pi}{\lambda} h \right)^2 \left[1 - \frac{h}{2(h+L)} \right]^2 \\ X_{ILA} &= \frac{-60 \left(2 - \frac{h}{h+L} \right)}{(h+L)^2 k} \left(\log \frac{\sqrt{3}h}{a} - \frac{1}{3} - \frac{20a}{9h} + \frac{L_a T - \frac{h}{4}}{\sqrt{L_a^2 + \frac{h^2}{4}}} + \frac{\frac{L_a T}{3} - \frac{3h}{4}}{\sqrt{L_a^2 + \frac{9h^2}{4}}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

где L - длина горизонтальной части, h - её высота над экраном, a - радиус проводника, k - волновое число, $L_a = L + a$, $T = 1 - a/h$.

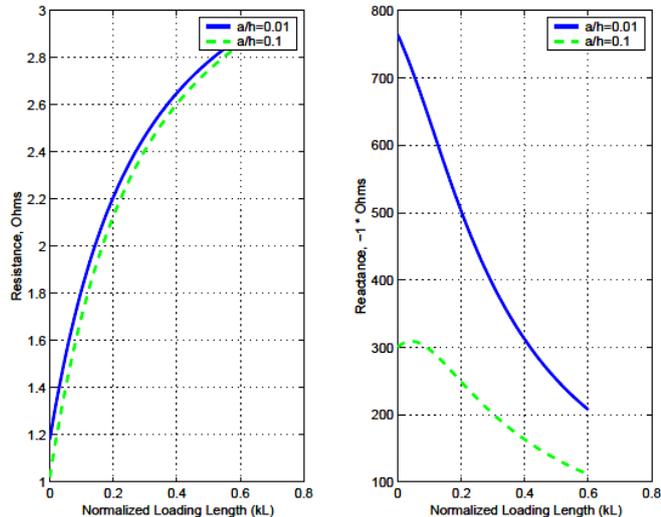


Рис.1.3. Зависимости активного и реактивного сопротивления от длины горизонтальной части L-вибратора.

На рис.1.3 представлены зависимости R_{ILA} и X_{ILA} от длины горизонтальной части антенны. Помимо проволочных ПА возможен альтернативный вариант их исполнения на основе микрополосковых линий. Антенны такого вида используются преимущественно в ноутбуках. На табл.1.4 представлены значения коэффициентов усиления некоторых конструкций такого вида [42].

Как видно из рис.1.3, наличие низкого активного и высокого реактивного, сопротивлений чаще всего делают использование ПА неоправданным. Для улучшения параметров согласования такой антенны нужна некоторая

модификация в её конструкции. Модифицированными ПЛА-антеннами являются перевёрнутые F-образные вибраторы.

Табл.1.4. Значения коэффициентов усиления некоторых конструкций антенн типа ПЛА.

№	Внешний вид антенны	Коэффициент усиления, дБ	
		2,4 ГГц	5,2 ГГц
1		4,3	3,9
2		4,7	3,8
3		4,2	2,4
4		4,2	3,6
5		2,7	4,9
6		5,8	-
7		-	5,1

1.2.3. Перевернутый F-образный вибратор

Внешний вид F-образного вибратора схематично изображён на рис.1.4 [42]. Перевернутый F-образный вибратор (IFA) является вариацией антенн типа ПЛА, изменённой для того, чтобы вещественная часть входного импеданса была больше, чем у ПЛА. Этим обеспечивается уменьшение потерь рассогласования.

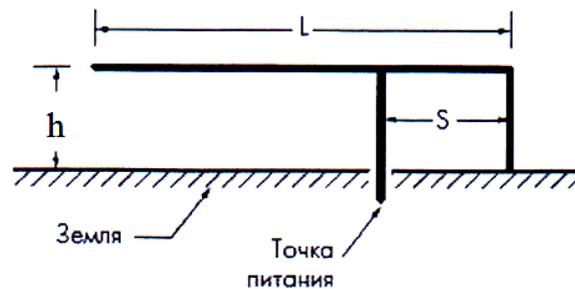


Рис.1.4. Перевернутый F-образный вибратор.

IFA представляет собой, по сути, два L-вибратора разной длины. При этом внешняя вертикальная стойка F-образной антенны нагружена на корпус, тогда как сигнал подается через "внутреннюю" вертикальную секцию. Введение дополнительного L-сегмента обеспечило гибкое, управление значением входного сопротивления антенны и существенно упростило ее

согласование. Изменяя расстояния S между вертикальными секциями, можно добиться приемлемого значения реактивного сопротивления антенны. Значение S не влияет на резонансную частоту такого излучателя, и за счет улучшенного согласования антенны на резонансной частоте коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН (VSWR) может быть менее 2.

На рис.1.5 [42] изображён КСВН IFA, имеющая габариты: $h = 2,28$ см, $L=7,2$ см, радиус проводника $a = 0,15$ см, $S = 0,68$ см. Ширина рабочей полосы частот этой антенны составляет 1,5%.

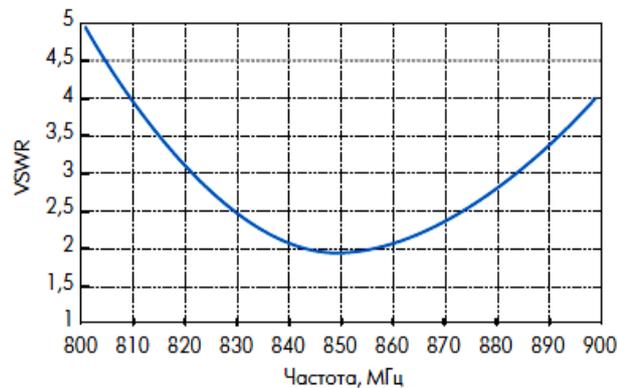


Рис.1.5. КСВН F-антенны для заданных размеров.

Несмотря на относительную простоту изготовления IFA, оптимальный дизайн такой антенны неединствен. Варьируя высоту излучателя и длину горизонтальной части можно изменять электрические характеристики IFA, в том числе и ширину полосы согласования. В заключении нужно сказать о двух важных вещах, касающихся F-образных антенн: во-первых, ширина рабочей полосы частот у антенн такого типа составляет около 2%, что значительно больше, нежели у L-вибраторов; во-вторых, такая полоса частот все же не достаточна для качественного приема информации беспроводным путем. Расширение полосы рабочих частот, требует некоторой модификации антенны. Следующим шагом развития таких антенн послужили планарные перевёрнутые F-образные вибраторы.

1.2.4. Планарная перевёрнутая F-образная антенна

Конструктивное исполнение планарных перевёрнутых F-образных вибраторов (PIFA) значительно сложнее, чем у видов антенн, рассмотренных выше. На рис.1.6 изображён чертёж такой антенны [42].

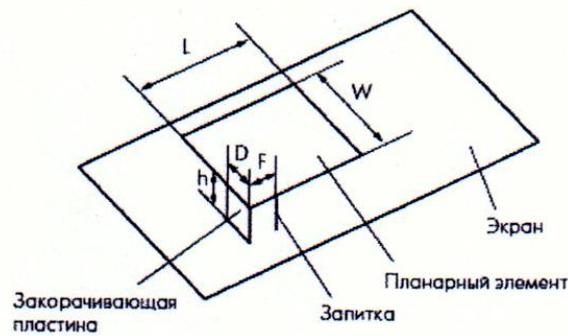


Рис.1.6. Планарная перевёрнутая F-образная антенна.

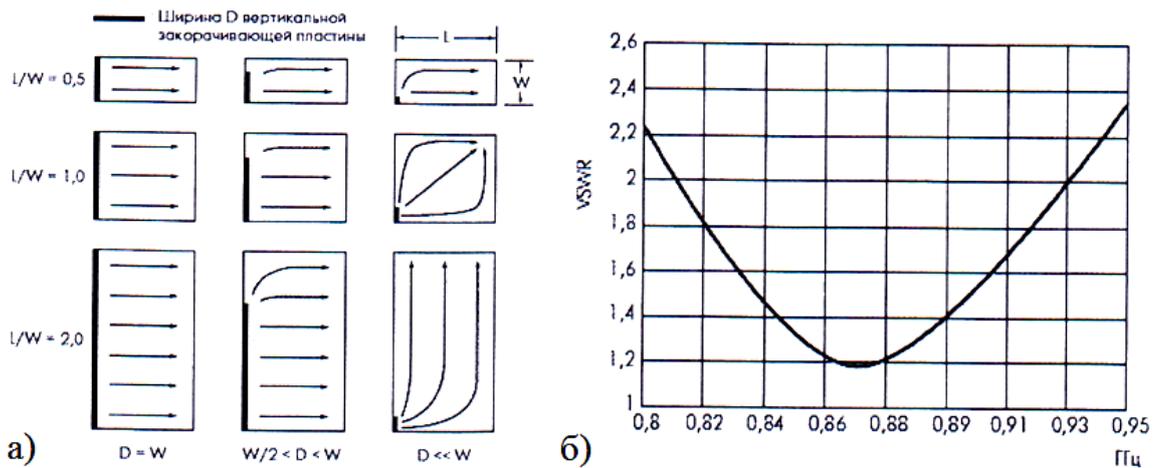


Рис.1.7. а) Силовые линии поверхностных токов в горизонтальной пластине PIFA; б) вид КСВН антенны типа PIFA.

Электрические характеристики PIFA зависят от размеров верхней излучающей пластины, соотношения длин её сторон, высоты этой пластины над экраном, размеров и положения вертикальной заземляющей стенки, точки запитки антенны. Ширина полосы пропускания PIFA напрямую зависит от ширины D вертикальной закорачивающей пластины. Наибольшая полоса соответствует случаю совпадения ширины вертикальной пластины D и длины контактирующей с ней стороны горизонтального излучателя W . При этом для соотношения длин сторон горизонтальной пластины $W/L = 2$ и высоте ее над экраном $h = 0,053\lambda$ достигается 10%-ная полоса рабочих частот. При уменьшении соотношения D/W до уровня 0,1 и менее диапазон рабочих частот сужается до 1%. На рис.1.7,а [42] изображено направление силовых линий поверхностных токов в горизонтальной пластине PIFA для различных соотношений её габаритов.

Наиболее точно величина резонансной частоты рассчитана ниже. Рассмотрим все частные случаи зависимости резонансных частот от геометрии PIFA (табл.1.5) [60].

Табл.1.5. Зависимости резонансных частот от геометрии PIFA.

Условие	Расчётная формула
$D = 0$	$L + W + h = \lambda/4$
$D = W$	$L + h = \lambda/4$
$0 \leq D/W < 1, W/L \leq 1$	$\frac{D}{W} \frac{1}{L+h} + \left(1 - \frac{D}{W}\right) \frac{1}{L+h+W-D} = \frac{4}{\lambda}$
$0 \leq D/W < 1, W/L > 1$	$\left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}} \frac{1}{L+h} \left[1 - \left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}}\right] \frac{1}{L+h+W-D} = \frac{4}{\lambda}$

Кроме того, ширина D вертикальной секции влияет также на поляризацию излучения. Лучшие значения КСВН (VSWR) такая антенна имеет при соотношении $D/W = 1$ (рис.1.7,б) [60]. Габариты антенны составляли: $W=14,32$ см, $h = 1,57$ см, $L = 7,16$ см.

Помимо использования диэлектрических свойств воздушной среды, в конструкции PIFA пространство под горизонтальной пластиной может быть заполнено диэлектрическим материалом. Такой вариант был предложен специалистами компании Ericsson Microwave Systems для реализации связи по каналу Bluetooth в диапазоне частот (2,40 - 2,48) ГГц ($\lambda \approx 12$ см) [69]. Измеренная полоса пропускания такой PIFA с диэлектрической прослойкой на резонансной частоте 2,46 ГГц составила 102 МГц.

В антеннах такого типа отсутствуют чёткие соотношения, учитывающих влияние местоположения фидерной линии. Это вынуждает исследователей применять численные методы оптимизации, позволяющие использовать "фидерный эффект" для достижения требуемых параметров PIFA. В частности одно из направлений совершенствования технологии проектирования PIFA - оптимизация расположения фидерного контакта в совокупности с подбором других геометрических параметров антенны с помощью, так называемых «генетических алгоритмов».

Для определения импеданса антенны типа PIFA учёные Хельсинкского технологического университета предложили воспользоваться её эквивалентной схемой, изображённой на рис.1.8 [66].

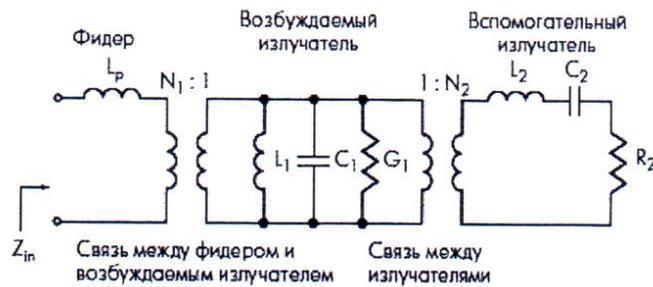


Рис.1.8. Эквивалентная электрическая схема антенны типа PIFA.

Как видно из этой схемы, второму этажу соответствует последовательно включенный емкостной элемент, что обусловлено отсутствием фидерного контакта. Если определять полосу пропускания PIFA через среднеквадратическое значение радиальной частоты:

$$\delta F = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\sqrt{\omega_1 \omega_2}} \quad (1.3)$$

и условие $KCBH < S$, где S - некоторое фиксированное значение КСВН антенны, то, согласно финским учёным [66], можно найти максимальное значение δF :

$$\delta F = \sqrt{S^2 - 1} \cdot \sqrt{\frac{S^2 - 1}{4S^2} \frac{1}{Q_{01}^2} + \frac{1}{Q_{01}Q_{02}} + \frac{1}{Q_{02}^2}}, \quad (1.4)$$

где $Q_{01} = \frac{\omega_{r1}C_1}{G_1} = \frac{1}{\omega_1 L_1 G_1}$ и $Q_{02} = \frac{\omega_{r2}L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega_2 C_2 R_2}$ - добротности сегментов антенны.

Очевидный недостаток рассмотренных "двухэтажных" PIFA - относительно большие габариты. Поэтому пока более широкое распространение получил метод расширения полосы пропускания рассматриваемого типа антенн за счет фрезеровки в горизонтально расположенной пластине прорезей различной геометрии. Разрезы к тому же увеличивают электрическую длину антенны, что позволяет ещё уменьшить её габариты, а при определенных геометрических соотношениях PIFA ей можно придать многодиапазонные свойства.

1.2.5. Низкопрофильные антенны

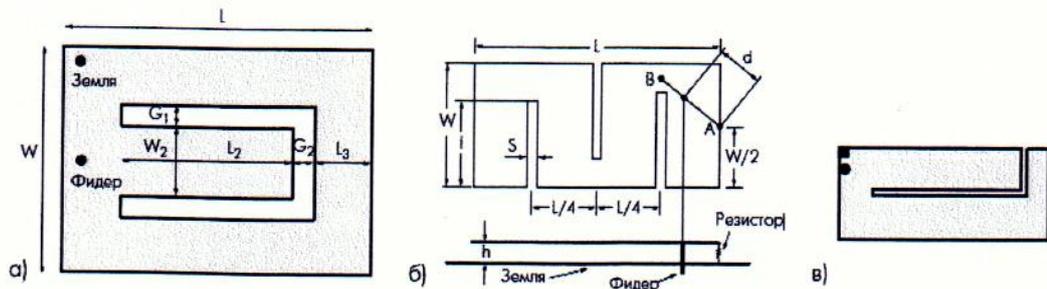


Рис.1.9. Варианты расширения полосы пропускания PIFA за счёт создания различных прорезей: U - образной (а), меандр (б), L - образной (в).

На рис.1.9 изображены лишь некоторые многодиапазонных PIFA (низкопрофильных антенн). Улучшение характеристик антенн за счет таких прорезей послужило толчком, к появлению нового направления конструирования PIFA, базирующегося на различных конфигурациях прорезей. Первоначально речь шла о разрезах простых геометрических форм. Такие формы в ряде случаев допускали аналитический расчет резонансных частот. Например, для двухчастотной PIFA с U-образной прорезью (см. рис.1.9,а), резонансные частоты аппроксимируются уравнением (1.5), которая связана с электрической длины:

$$\left. \begin{aligned} F_{n_1} &= \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_r}(h+L+W)} \\ F_{n_2} &= \frac{c}{4\sqrt{\varepsilon_r}(L_2+W_2)} \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

где c - скорость света, ε_r - относительная проницаемость среды между землей и излучающей плоскости; h - высота излучающей плоскости от земли.

В ходе экспериментов выяснилось, что наличие нескольких одинаковых прорезей у антенн типа «меандр» позволяет уменьшить габариты PIFA до 1/8 длины волны, не изменяя полосу пропускания (около 10%). Для снижения высоты горизонтального сегмента над экраном и обеспечения широкополосных свойств вместо вертикальной закорачивающей секции в PIFA с пластиной типа меандр может использоваться низкоомный резистор. Значение его сопротивления определяет рабочую частоту и полосу пропускания антенны (см.

табл.1.6) [42]. Нетрудно заметить, что с увеличением номинала резистора полоса рабочих частот расширяется, достигая 11,2% (сопротивление резистора 6,8 Ом). Однако следует иметь в виду, что включение резистора приводит к потерям в усилении антенны, оцениваемом в 6 дБ уже при номинале 5,6 Ом.

В табл.1.6 изображена зависимость характеристик антенны (рис.1.9,б) от сопротивления резистора, при различных положениях точки подключения фидера (Ключевые геометрические размеры элементов антенны: $L = 40$ мм; $W=25$ мм; $l = 20$ мм; $h = 3,2$ мм; $S = 2$ мм).

Табл.1.6. Зависимость характеристик антенны (рис.1.9,б) от сопротивления резистора.

Сопротивление, Ом	Резонансная частота, МГц	Отношение отрезков $d/ AB $	Полоса пропускания, %
0	872	0,06	0,6
2,2	871	0,25	3,4
3,3	861	0,35	4,7
4,7	860	0,5	6,8
5,6	857	0,6	8,6
6,8	857	0,7	11,2

Слишком малое расстояние от экрана, составляющее в рассмотренном примере 0,01 длины волны излучения, приводит к заметному влиянию размеров экрана на электрические свойства PIFA. В частности, относительная ширина полосы рабочих частот увеличивается с увеличением размеров заземленной подложки. Её большие габариты позволяют частично компенсировать потери усиления антенны, вызванные резистивной нагрузкой. При размерах экрана $\sim 0,9\lambda$ можно добиться увеличения усиления антенны до 5 дБ. Кроме того, протяженный экран служит и надежной преградой на пути распространения радиоволн в сторону тела пользователя.

Указанные антенны, геометрия которой приведена на рис.1.10 [52], на самом деле три меандра монополя, которые могут рассматривать как три излучающего элемента или ветви. Первый (по пути $a-b-c-d$) и второй (по пути

$a-b-c-e$) ветви обеспечивают резонансы на GSM 900 диапазоне. Третья ветвь (по пути $a-b-f$) и дополнительная ветвь ($g-g'$) обеспечивают резонансы на частоте 2 ГГц и 2400 WLAN диапазоне. Согласно результатам, эта антенна может работать в пяти различных полосах GSM 900, 1800, 1900, UMTS 2000 и 2400 WLAN, давая КСВН менее 2,5 и усилением между 1 и 3,2 дБ.

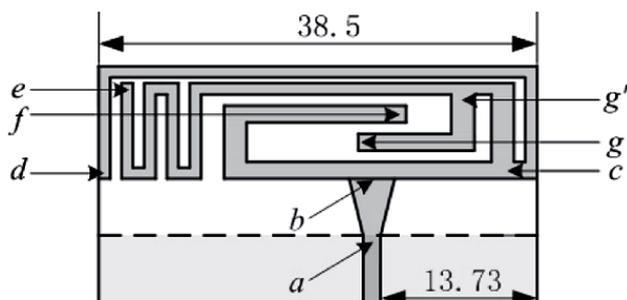


Рис.1.10. Компактная многодипазонная меандровая печатная антенна.

1.2.6. Антенны типа «чип»

В современной микросхемотехнике известны микросхемы типа «чип». Эти конструкции нашли применение и при построении рассматриваемых малогабаритных антенн. На рис.1.11 [61] приведена схема построения двухдиапазонной антенны, построенной по технологии «чип». На толстой диэлектрической подложке (например, керамике) размером t наносятся печатные фрагменты, делаются межслойные переходы и т.д. Технология изготовления основана на применении так называемой низкотемпературной многослойной керамики (Low temperature cofired ceramic - LTCC). Как следует из работы [9], подобная антенна имеет объём 48 мм^3 и работает на двух частотах 2,4 и 5,8 ГГц при согласовании КСВН ≤ 2 в рабочих полосах системы ISM.

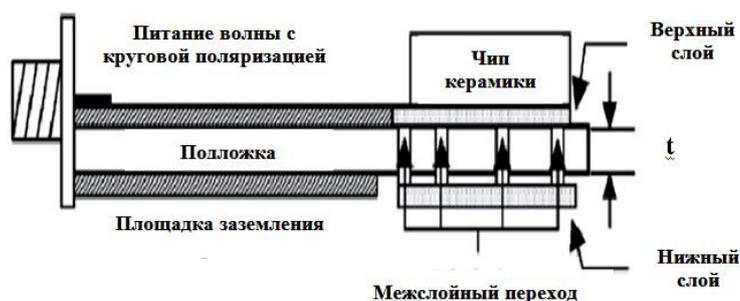


Рис.1.11. Конфигурация двухдиапазонной антенны типа «чип».

1.2.7. Полосковые и микрополосковые (печатные) антенны

Успехи в микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры СВЧ привели к появлению полосковых и микрополосковых (печатных) антенн, изготавливаемых по технологии интегральных схем. Подобные антенны просты по конструкции, имеют низкую стоимость, малые габаритные размеры и массу, обеспечивают высокую повторяемость размеров [14].

К настоящему времени предложено и разработано большое число типов печатных антенн:

- вибраторные, возбуждаемые индуктивно или кондуктивно; шлейфовые вибраторы;
- щелевые, возбуждаемые микрополосковой линией; щелевые антенны с микрополосковым резонатором;
- плоские двумерные печатные антенны (ПА): плоские ПА резонансные и нерезонансные; ПА с распределенным возбуждением и др.

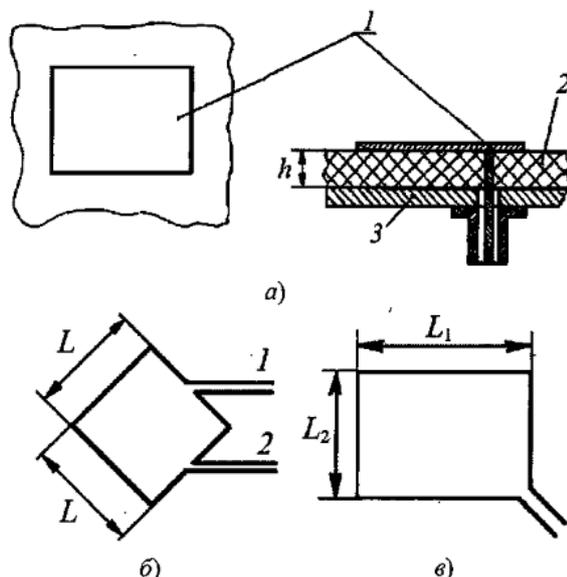


Рис.1.12. Прямоугольные печатные антенны с питанием коаксиальной (а) и полосковой линиями (б, в).

Наиболее распространены печатные излучатели в виде металлических структур [14] (пластин) 1 : правильной прямоугольной (рис. 1.12,а), круглой или неправильной (эллиптической) геометрических форм, расположенных над слоем диэлектрика 2 с металлическим экраном 3 . Возбуждение печатных

задачи чаще применяют более простую модель излучающей системы, согласно которой ПА представляется как эквивалентная щелевая антенна в плоском бесконечном экране без диэлектрика. Точность такой модели достаточна для понимания принципа работы антенны и ориентировочных расчетов поля излучения. Форма эквивалентной щели совпадает с формой краев металлической пластины.

На рис.1.13,б [14] приведено распределение плотности магнитных токов J_x^M и J_y^M в эквивалентной щели, построенное на основе картины распределения поля E_z в резонаторе прямоугольной ПА ($\mathbf{J}^M = [\mathbf{nE}]$, \mathbf{n} - внешняя нормаль к стенке резонатора). Основную роль в формировании поля излучения играют равномерно распределенные синфазные токи J_1^M и J_2^M (поля открытых торцов резонатора; $x = L/2, -L/2$), создающие линейно поляризованное излучение с вектором \vec{E} , параллельным оси x . Токи на боковых стенках ($y = l/2, -l/2$) J_3^M и J_4^M содержат противофазные участки и слабо участвуют в излучении (они формируют кроссполяризационную составляющую поля во внешней области).

Используя методику расчета полей излучения [14], для ДН прямоугольной ПА, точка возбуждения которой находится на оси x (рис.1.13,а), можно получить следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} f_{xoy} &= \frac{2 \cdot \cos \theta \cdot \cos\left(\frac{kL}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\sqrt{\xi^2 + [\varepsilon_r \cdot \cos \theta \cdot \cotg(\xi kh)]^2}} \cdot \frac{\varepsilon_r}{\xi} \\ f_{yoz} &= \frac{2 \cdot \cos \theta \cdot \cos\left(\frac{kL}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\sqrt{\cos^2 \theta + [\xi \cdot \cotg(\xi kh)]^2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \cdot \sin \theta\right)}{\frac{kL}{2} \cdot \sin \theta} \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

где $\xi = \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}$.

На рис.1.14 [14] в качестве примера приведены расчетные ДН прямоугольной ПА в плоскостях Е (плоскость xoz) и Н (плоскость yoz) для следующих исходных данных: $\varepsilon_r = 2,3$; $L\sqrt{\varepsilon_r} = 0,493\lambda$; $h/\lambda = 6,84 \cdot 10^{-3}$; $L = l$.

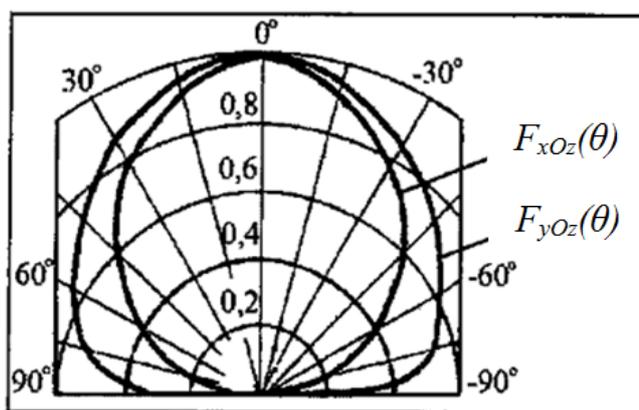


Рис.1.14. ДН ПА в главных плоскостях.

Коэффициент направленного действия прямоугольной ПА из-за совместного излучения двух торцевых щелей составляет 3,5 - 7,0, что выше КНД односторонней полуволновой щелевой антенны. При этом меньшим значениям КНД соответствуют более высокие значения диэлектрической проницаемости подложки, уменьшающие размеры пластины и снижающие направленность.

При оценке коэффициента усиления ПА следует учитывать, что их КПД лежит в пределах (50-80)% из-за потерь мощности в пластине и экране, неидеальном диэлектрике подложки, а также из-за ответвления части подводимой к антенне мощности в возникающую поверхностную волну.

Входное сопротивление антенны регулируется подбором положения точки питания. В случае ПА прямоугольной формы оно максимально при питании с края (несколько сотен ом) и изменяется пропорционально $\cos^2(\pi x_0/L)$ при расположении точки подключения питающей линии на расстоянии x_0 от кромки излучателя (исключая центр ПА). Выбор правильного положения точки питания при сохранении настройки на резонанс устраняет необходимость применения отдельных согласующих устройств.

В печатных излучателях круговой поляризации используется возбуждение двух ортогональных токов с помощью отдельных линий (двухканальный квадратный излучатель). Точки подключения линий питания в таком излучателе располагаются на основных геометрических осях на одинаковом удалении от центра антенны (см. рис.1.12,б). Сдвиг фаз 90° между

токами обеспечивается за счет фазового сдвига возбуждающих сигналов в отдельных каналах.

В одноканальных печатных излучателях круговой поляризации подключение линии передачи осуществляется в точке, расположенной на одной из диагоналей антенны прямоугольной формы. Требуемые фазовые соотношения между ортогональными составляющими тока достигаются использованием фазосдвигающих элементов связи или небольшой расстройкой между токами соответственно в сторону высоких и низких частот. В качестве фазосдвигающих элементов связи применяются щели, индуктивные штыри и др. Расстройка между токами излучателя может быть осуществлена за счет выбора соотношения между размерами сторон прямоугольного излучателя (рис.1.12,в).

К недостаткам печатных антенн относится их относительная узкополосность: $2\Delta f/f < 5\%$. Увеличение полосы пропускания можно получить за счет уменьшения диэлектрической проницаемости подложки и увеличения высоты пластинки над экраном. Использование этих средств позволяет расширить полосу частот одиночных излучателей до 15%.

Печатные антенны используются в диапазоне частот от 300 МГц до 20 ГГц. Уровень мощности, излучаемой печатной антенной, не превышает 100 Вт.

1.3. Требования характеристик антенн, создаваемых для новых аппаратов сотовой связи

1.3.1. Характеристики направленности

Характеристики направленности определяют ДН в Е и Н плоскостях, поляризацию поля и коэффициент усиление (КУ) антенн.

Для надежных работ антенн сотовых телефонов желательно ДН в виде полусферы, над экраном. Излучение за экран в направлении пользователя приводит к нежелательному облучению оператора. С другой стороны экрана желательно равномерную ДН. Такая ДН будет обеспечивать связь при различных ракурсах положения базовой станции, или прихода переотраженных

лучей от различных объектов или участков местности. В ДН допустимы провалы в единицы дБ, которые не будут влиять на качество связи, поскольку в аппаратуре сотовых телефонов существует АРУ.

Одним из важных параметров направленности является поляризационная характеристика антенны. Для систем сотовой связи, в которых имеет место многократное переотражение от местных предметов, строенной, подстилающей поверхности поляризации поля в точке приёма имеет случайный характер. Поэтому можно не учитывать поляризацию поля волны, считая, что при любой поляризации обеспечивается в зоне обслуживания устойчивая связь.

КУ антенны, как известно, желательно имеет максимальный, однако приём о антеннах, у которых малое усиление, связь обеспечивается соответствующим уровнем мощности излучения на другом конце канала связи.

1.3.2. Согласование

Как известно, общую задачу построения любой антенны можно разделить на внешнюю и внутреннюю задачу. Если к внешней задаче относится построение заданных направленных свойств, то к внутренней задаче - согласование антенны с питающим трактом, в рабочем диапазоне частот.

Так например, в работе [42] приводится зависимость КСВ разработанной печатной антенны с величиной $КСВ \leq 2$. Аналогичные величины, характеризующие согласование таких антенн приводятся в других публикациях.

Всякое рассогласование приёмо-передающего тракта СВЧ, как известно, приводит к дополнительным потерям и ухудшению частотных характеристик системы.

В системах сотовой связи рабочий уровень сигналов при передаче и приёме изменяется в широких пределах, что объясняется размещением базовых станций, положения абонента в сети, экранирование сигнала строениями, явлением дифракции и т.д. Для достоверности передачи сообщений в системах сотовой связи в среднем соотношения мощности сигнала к мощности мешающих воздействий и помех может в десятки раз превышать эту величину

по сравнению с другими РЭС. По этой причине стремится к согласованию, принятому в таких системах не имеет смысла, приведенные выше соображения позволяют поставить требования к согласованию антенны сотового телефона приблизительно такими же как и в работах [6, 72].

Требование на согласование также связано с частотными искажениями в тракте СВЧ. Однако, малая протяженность тракта (абсолютная и по отношению к длине волны) не может повлиять на искажение передаваемой речевой информации. В итоге можно принять требование к согласованию такими же как приводимой в литературе разработанных антенн.

1.3.3. Частотное свойство

Частотное свойство определяется в соответствии с табл.1.1 и назначение разрабатываемого сотового телефона, т.е. заданными рабочими частотами. Однако, наблюдается общая тенденция расширения рабочей полосы с переходом на более высокие частоты. Так если в системе GSM 850 использовались рабочие полосы порядка 70 МГц (~ 10%) то в системе Wi-Fi/WLAN (IEEE 802.11 a/h/j) она составляет 675 МГц (~ 13%).

Отсюда вытекает основное требование к характеристикам разрабатываемых антенн - многочастотные и широкополосные антенны.

1.3.4. Массогабаритные и общеконструктивные требования

Условия размещения антенны внутри сотового телефона, с противоположенной стороной лицевой панели, определяют допустимые габариты разработанных антенн.

1.4. Выводы

1. Проведён обзор опубликованных в печати разработанных антенн сотовых телефонов и анализ их характеристик. В этих работах отсутствует общая методика проектирования антенн сотовых телефонов с использованием более широкой сетки частот в одном аппарате.

2. В основе предполагаемых в литературе антенн лежат печатные антенны, обладающие резонансными свойствами. Подбор параметров конструкции обеспечивает рабочую частоту и полосу.

3. Необходимо разработка методики проектирования многочастотных и широкополосных антенн для сотовых телефонов, в которых набор рабочих частот определяет структуру и характеристики антенн.

ГЛАВА 2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ

2.1. Широкополосные печатные антенны систем сотовой связи нового поколения

В настоящее время широкое применение получили системы сотовой связи новых поколений, отличающиеся широкополосной унифицированной системой радиодоступа, позволяющей передавать видео и мультимедийную информацию. Выбор стандарта сотовой связи однозначно определяет и выбор класса модели телефона. Однако, несмотря на многообразие представленных на мировом рынке моделей телефонов, все они имеют сходную конструкцию.

В начале своего развития сотовые радиотелефоны имели большие размеры. В последнее время все фирмы-производители стараются снизить стоимость, улучшить дизайн, уменьшить размеры и повысить эксплуатационные показатели.

Перспективным направлением в создании антенн сотовых телефонов является разработка компактных антенн, работающих в разных комбинациях частотных диапазонов сотовых стандартов. При многодиапазонной работе сотовые телефоны могут эксплуатироваться в разных странах мира, где применяются разные стандарты. Поэтому выпуск многостандартных телефонов является экономически выгодным. С точки зрения потребителя, сотовый телефон должен быть компактным с повышенной функциональностью и качеством связи. Одной из наиболее габаритных частей телефона является его антенна, а её характеристики направленности определяют качество связи. Поэтому возникает необходимость существенного расширения функциональных возможностей антенн телефонов сотовой связи. Этим и обусловлен поиск путей создания антенн сотовых телефонов, отвечающих требованиям стандартов 3G и 4G.

На начальных этапах развития сотовой телефонии широкое распространение получили спиральные антенны, совмещенные с

несимметричным вибратором. Однако внешние антенны имеют целый ряд недостатков по сравнению с микрополосковыми невыступающими антеннами. Поэтому разработчики современных сотовых телефонов используют только печатную технологию изготовления антенн.

Микрополосковая (печатная) антенна представляет собой металлический проводник той или иной формы, расположенный над заземленной подложкой. Она может быть удачно совмещена с печатной платой, на которой расположены СВЧ каскады телефонной трубки. Имеются конструкции из параллельно расположенных многосторонних плат. В определенной точке к микрополосковой антенне подключается приемопередатчик. В этой точке осуществляется подвод мощности от передатчика и отвод принятого сигнала на вход приемника.

Одной из важнейших задач, возникающих при проектировании широкополосных антенн сотовых телефонов, является разработка формы антенны, которая бы удачно вписывалась в корпус сотового телефона, обеспечивая при этом требуемый коэффициент усиления. Жесткие требования предъявляются и к форме ДН сотового телефона. Она должна обеспечивать устойчивый прием с любого ракурса в условиях городской застройки. Последнее требование легко реализуется при всенаправленной ДН, однако, согласно стандарту FCC [57], необходимо также обеспечить допустимую величину мощности, поглощаемой в голове и руке человека, с тем, чтобы гарантировать выполнение санитарных норм по облучению СВЧ мощностью. Для ослабления поля в направлении человека целесообразно использовать микрополосковые антенны на экране. Такие антенны удовлетворяют санитарным нормам по облучению, но не всегда имеют требуемую форму ДН. Обеспечение доступа с любого ракурса легко достигается при полусферической форме ДН микрополосковой антенны. Однако, такую форму сложно реализовать на практике. Для качественного приема сигналов в ДН не должно быть больших провалов при использовании телефона на открытой местности. В условиях городской застройки это требование к форме ДН не критично из-за

сложной дифракционной картины электромагнитных волн. В этом случае поляризационная характеристика также может иметь произвольную форму, т.к. при многократном переотражении от зданий и других объектов сигналы, принимаемые антенной сотового телефона, будут иметь различную поляризацию.

Расширение функциональных возможностей сотового телефона приводит к необходимости увеличения числа рабочих диапазонов частот [45, 63, 68]. При этом усложняется конструкция и используются многослойные печатные структуры. Моделирование таких структур целесообразно проводить с помощью программных продуктов, применяемых для расчета двумерных и трехмерных антенн и устройств СВЧ.

2.2. Широкополосные печатные антенны типа «бабочка» сотовых телефонов и их характеристики

Широкополосные слабонаправленные антенны, т.е. антенны с широкой ДН, хорошо известны в антенной технике [14]. В отличие от таких используемых, для сотовой телефонии требуется печатная микрополосковая антенна излучающая, как указано в предшествующем в полупространство. Однако, как известно, полосковые антенны [34] узкополосные, и разработанные и проведенные в обзоре так же не обладают рабочей полосой зарядка 10%. В настоящей работе предложено совместить известные широкополосные антенны с антенным печатным использованием. С этой целью были исследованы несколько вариантов конструкций антенн, размещенных в свободном пространстве, а далее эти антенны размещались на диэлектрической подложке - тонкий слой диэлектрики на проводящей поверхности.

При размещении антенны над экраном при параллельной поляризации её поля излучения экрану происходит существенное изменение направленности. Это возникает расчёт противофазного излучения зеркального изображения антенны. Происходит изменение излучающих токов проводимости (в

свободном пространстве) на магнитные токи (в печатной антенне). Происходит так же существенное изменение согласования с питающим питанием.

В соответствии с указанным выше путем построения широкополосной антенны на первом этапе были проведены исследования известны широкополосных антенн, нашедших применение в телевизионной технике 60-х годов, которые размещались в свободном пространстве (рис.2.1). Эти антенны имеют конструктивное отличие - печатное исполнение на диэлектрической пластине (без проводящего экрана). Параметры антенн, характеристики которых приводятся ниже указаны в табл.2.1. Анализ характеристик, приведенных на рис.2.2 показывает неизменность ДН таких антенн от конструкции.

В то же время изменение конструктивных параметров существенно изменяет согласование и рабочую полосу. Наибольшая широкополосность обладает «бабочка» (рис.2.1,д), имеющая индуктивные шлейфы в виде 2-х дуг с шириной t . На более низких частотах эти дуги компенсирует емкостное реактивное сопротивление «укороченного» вибратора.

В настоящее время широкое распространение получили телефоны многорежимного действия, работающие одновременно в нескольких частотных диапазонах, поэтому одной из задач является создание широкополосных антенн. Эти антенны работают в полосах: GSM 1800 (1710 - 1885 МГц), GSM 1900 (1850 - 1990 МГц), UMTS (1885 - 2200 МГц).

Целью настоящей работы являлось получение требуемой диаграммы направленности и хорошее согласование в рабочей полосе (или нескольких полосах) частот.

При электродинамическом моделировании антенн и устройств СВЧ использовались программы численного моделирования. Необходимая точность получаемых решений достигалась способом и шагом дискретизации структуры [18]. Для оценки достоверности результатов были проведены решения тестовых задач. В работах [3, 13, 64] приведены широкополосные вибраторы типа «бабочка» в различных исполнениях. Такие антенны известны с 60-х годов, они

широко применялись в СВ диапазоне и телевизионных системах. Ниже приведены результаты модифицированных таких печатных антенн.

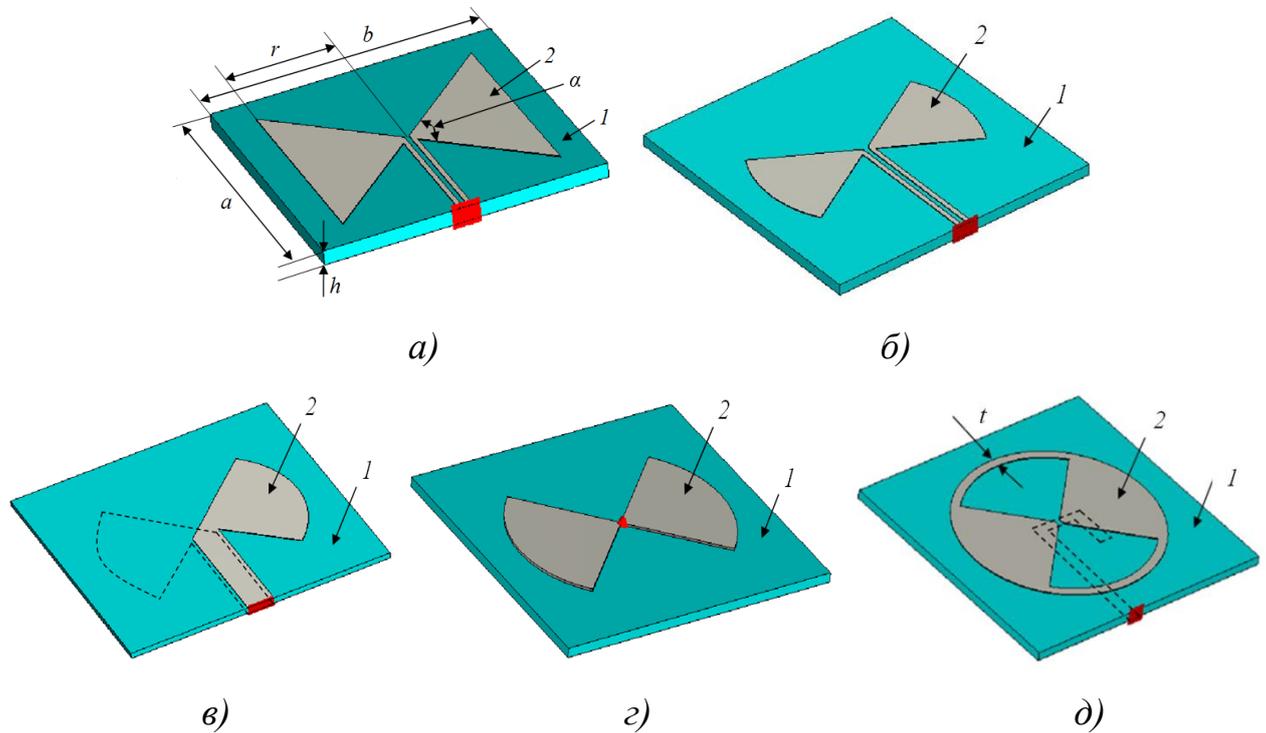


Рис.2.1. Широкополосные печатные вибраторы: *а* - треугольный печатный вибратор, *б* - треугольный печатный вибратор с закругленными плечами, *в* - двусторонний вибратор, *г* - односторонний вибратор, возбуждаемый с помощью дискретного порта, *д* - антенна «бабочка» с возбуждением несимметричной полосковой линией. *1* - диэлектрик, *2* - бабочка.

На рис.2.1,*а-д* показаны исследованные различные формы печатных широкополосных вибраторов и различные варианты их возбуждения. На рис.2.1,*а* приведён треугольный печатный вибратор, возбуждаемый двухпроводной линией. Параметры антенны обозначены на рисунке и даны в табл.2.1. На рис.2.1,*б* показан аналогичный вибратор с закругленными плечами. Двусторонний вибратор приведен на рис.2.1,*в*. Другой вариант возбуждения одностороннего вибратора с помощью дискретного порта показан на рис.2.1,*г*. На рис.2.1,*д* представлена модель антенны «бабочка» с возбуждением несимметричной полосковой линией.

В табл.2.1 представлены параметры моделей широкополосных печатных вибраторов.

Табл.2.1. Типы антенн и их параметры.

Типы антенн	Параметры						
	Бабочка			Диэлектрик			
	r , мм	α , град	t , мм	a , мм	b , мм	h , мм	ε
Рис.2.1, <i>а</i>	23	90	-	60	60	3	3
Рис.2.1, <i>б</i>	23	60	-	60	60	3	3
Рис.2.1, <i>в</i>	23	90	-	60	60	1.5	3
Рис.2.1, <i>г</i>	23	90	-	60	60	2	3
Рис.2.1, <i>д</i>	23	90	2	60	60	2	3

На рис.2.2 приведены зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты, рассчитанные для моделей 2.1,*а-д*. Из приведенных зависимостей видно, что самую широкую полосу имеет модель рис.2.1,*д*. Особенно, в случае размеры модели на рис.2.1,*д*: $r = 25$ мм; $\alpha = 90^0$; $t = 2$ мм; $a = b = 60$ мм; $d = 2$ мм; $\varepsilon = 3$; то она хорошо работает в полосах GSM 850 (824-894 МГц), GSM 900 (890-960 МГц), GPS (1565-1585 МГц), GSM 1800 (1710-1885 МГц), GSM 1900 (1850-1990 МГц) и UMTS (1885-2200 МГц). На рис.2.3 приведен зависимости КСВ такой антенны от частоты в полосе (824-2200 МГц).

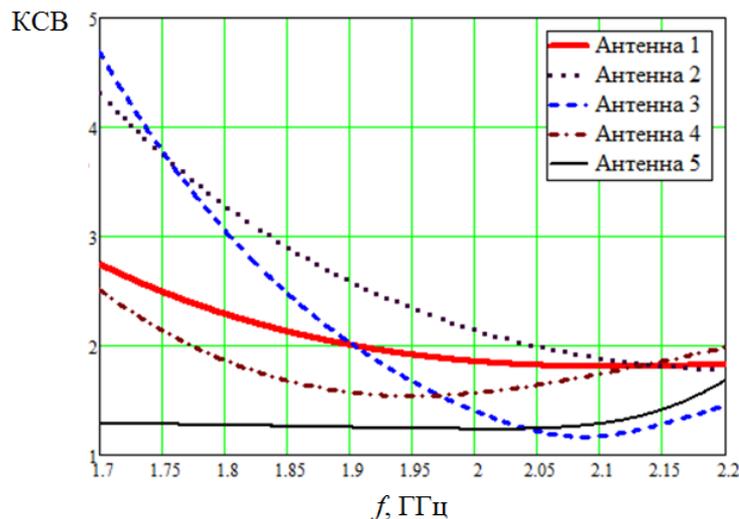


Рис.2.2. Зависимости КСВ от частоты в полосе частот (1710-2200) МГц: антенна 1 (рис.2.1,*а*), антенна 2 (рис.2.1,*б*), антенна 3 (рис.2.1,*в*), антенна 4 (рис.2.1,*г*), антенна 5 (рис.2.1,*д*).

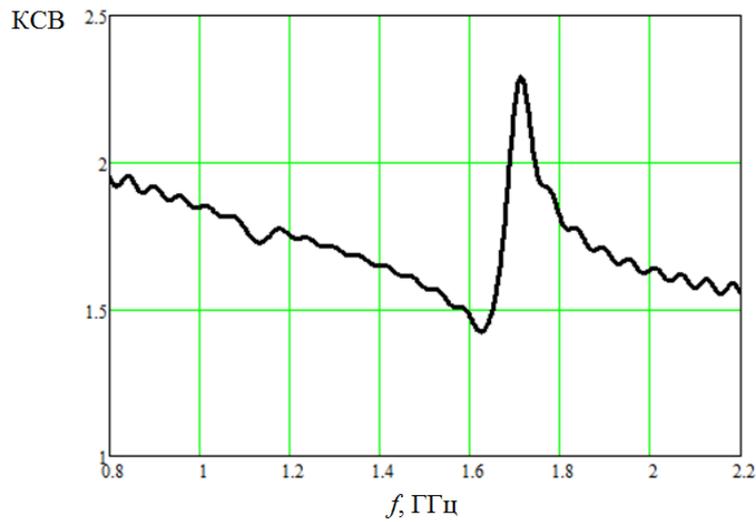


Рис.2.3. Зависимость КСВ антенны 5 от частоты в полосе (824-2200 МГц).

Диаграмма направленности излучателей рис.2.1,*а-д* в плоскостях Е и Н показана на рис.2.4-2.8.

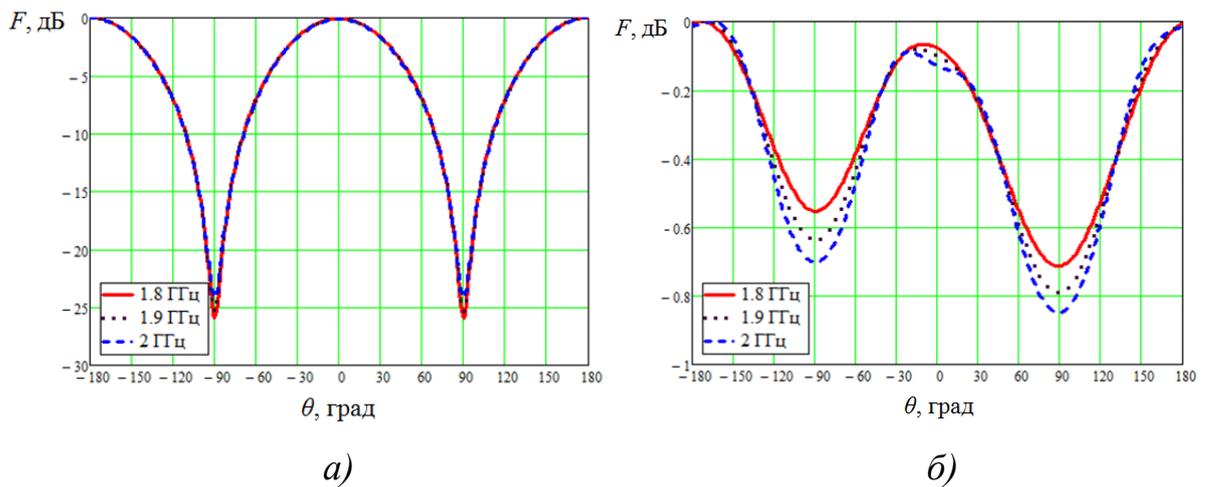


Рис.2.4. ДН антенны 1: *а* - в плоскости Е, *б* - в плоскости Н.

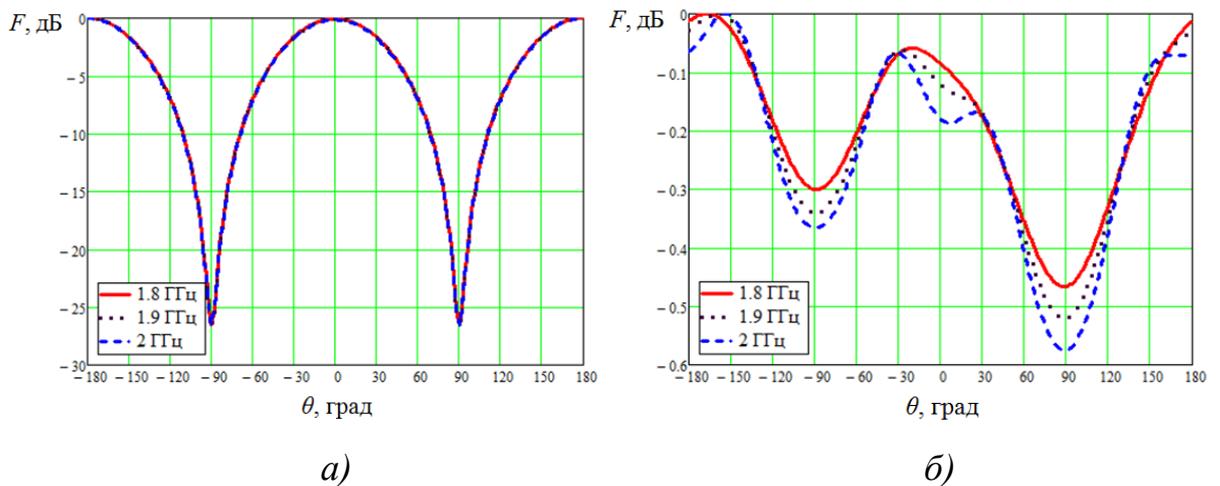


Рис.2.5. ДН антенны 2: *а* - в плоскости Е, *б* - в плоскости Н.

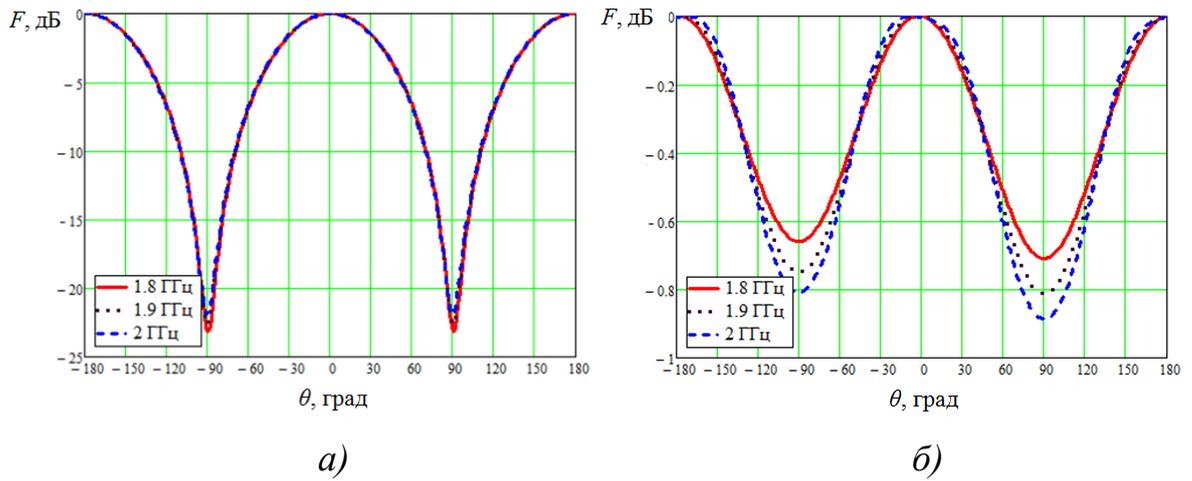


Рис.2.6. ДН антенны 3: а - в плоскости Е, б - в плоскости Н.

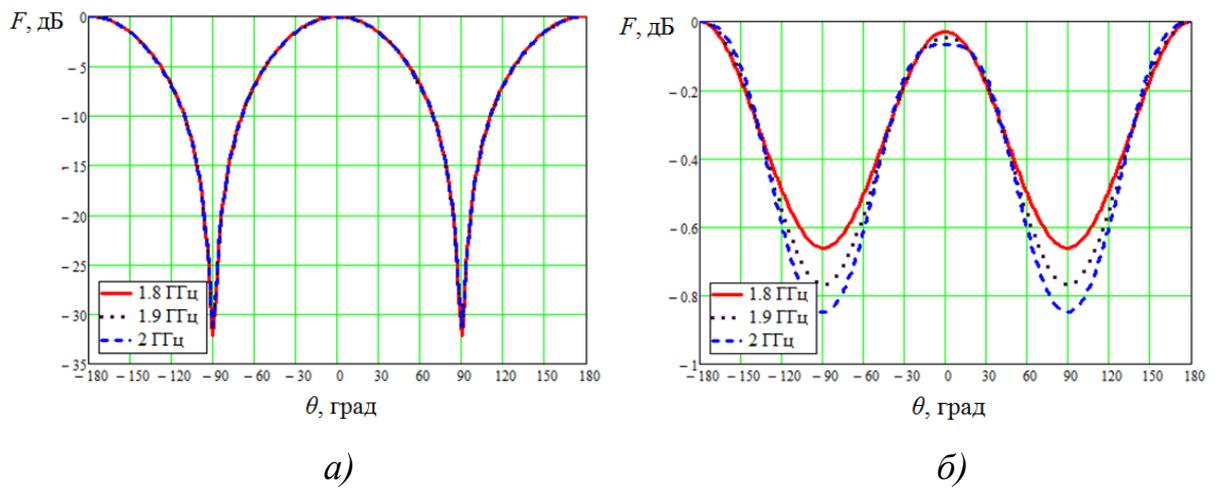


Рис.2.7. ДН антенны 4: а - в плоскости Е, б - в плоскости Н.

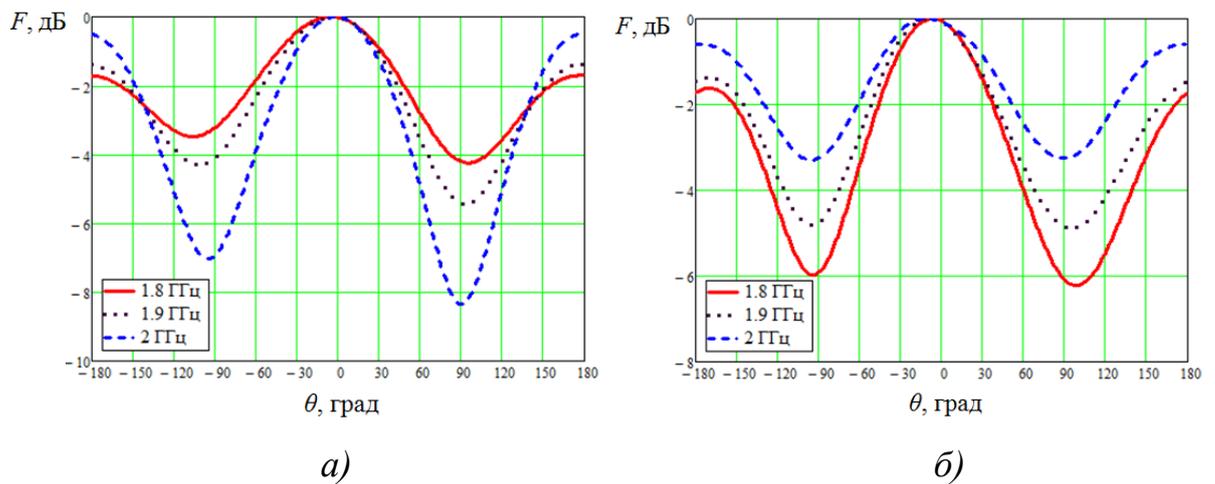


Рис.2.8. ДН антенны 5: а - в плоскости Е, б - в плоскости Н.

Таким образом для построения широкополосного печатного излучателя целесообразно использовать излучатель типа «бабочка». Применение такого излучателя в качестве антенн возможно лишь для них аппаратов сотовой

телефонии, в которых отсутствует металлическая центральная плата - основа крепления всех частей аппаратов. В этом случае предлагаемая антенна размещается над диэлектрической крепежной плате аппарата и одна антенна позволяет работать на всех системах связи от GSM 850 до UMTS. Недостаток такой антенны - облучение оператора телефона сотовой связи из-за отсутствие экрана. Поэтому, дальнейшим этапом разработки антенн являлось конструктивные решения построения печатных антенн, размещенных над экраном (рис.2.9).

На рис.2.10 приведены характеристики согласования в рабочей полосе частот для вариантов 1-4 антенн, размещенных над экраном и излучающих в полупространство. Как следует из результатов исследований по численному моделированию согласования наибольшей полосой обладает 4 варианта. Она позволяет обеспечить рабочую полосу для разрабатываемых систем [16].

Таким образом предложен один из возможных вариантов построения антенн сотового аппаратов, обеспечивающих работу телефона от 824 МГц до 2200 МГц с применением одной антенны. Однако такой вариант антенн допускает облучение оператора полем излучения собственного аппарата. Поэтому следует далее рассмотреть характеристики печатных антенн, размещенных над экраном, существенно уменьшающем поле облучения оператора.

2.3. Печатные антенны типа «бабочка» над экраном сотовых телефонов и их характеристики

Следует предварительно до изложения предлагаемого варианта антенны и её характеристики рассмотреть ряд обстоятельств, и факторов последних разработок в этой области, которые стимулировали настоящую работу.

На современном этапе развития телекоммуникационных систем возникает необходимость расширения их функциональных возможностей. Появление новых возможностей систем подвижной связи диктует новые требования, предъявляемые к характеристикам антенн сотовых телефонов. Основным требованием является

расширение рабочей полосы или возможность работы в нескольких диапазонах частот. Применение широкополосных или многодиапазонных антенн обеспечивает мобильный широкополосный доступ в интернет, передачу видео и высокую пропускную способность [12, 37, 43, 44, 71, 73].

Дальнейшим развитием этого направления является модернизация применяемых в настоящее время антенн сотовых телефонов: расширение рабочей полосы, сектора обзора, уменьшение массы, габаритных размеров и стоимости. При этом важнейшей задачей является снижение влияния сотового телефона на организм человека [27, 31]. Как было показано в работе [16], размещение антенны над экраном позволяет существенно снизить уровень излучения в направлении пользователя, но при этом резко ухудшаются характеристики направленности и согласования. Для получения требуемых характеристик целесообразно применять широкополосные антенны.

В последнее время находят широкое применение микрополосковые излучатели благодаря их низкой стоимости и хорошим массогабаритным характеристикам. Однако, они имеют узкую рабочую полосу частот, низкую эффективность излучения, а также диэлектрические потери [3, 25, 29, 35].

Широкое распространение на практике получили широкополосные микрополосковые антенны в виде расширяющихся щелевых линий и взаимодополняющих структур, являющиеся сверхширокополосными по входному сопротивлению [46, 47, 53, 55, 56, 65, 67, 70, 72]. Однако такие антенны не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к антеннам сотовых телефонов, которые должны обеспечивать минимальное излучение в направлении пользователя, устойчивый прием сигнала и минимальные массогабаритные характеристики. Кроме того, присутствие пользователя не должно влиять на распространение сигнала. Этим требованиям удовлетворяют плоские антенны и антенны Е-типа на керамической подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Применение материалов с высокой диэлектрической проницаемостью в качестве подложки приводит к большим потерям в антенне.

Широкое распространение в сотовой телефонии получили PIFA-антенны (Planar Inverted-F Antenna). PIFA-антенны были предложены в 1997 году учеными Университета Бирмингема [58]. Керамическая PIFA-антенна представляет собой короткозамкнутую антенну с проводником, выполненным в виде плоской перевернутой буквы F [4, 33, 39, 54, 60]. К достоинствам керамической PIFA-антенны относятся достаточно широкая полоса рабочих частот, высокая эффективность излучения, сравнительно малые габариты и поддержка многодиапазонности. К тому же антенны этого типа характеризуются высоким усилением, как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскости. Недостатком таких антенн является сложная конфигурация, которая получается путем параметрической оптимизации для одной модели сотового телефона.

Аналогичные требования по характеристикам направленности, согласования и массогабаритным характеристикам предъявляются и к антеннам локальных систем беспроводной связи [20, 21, 40, 45], которые отличаются только ограниченным радиусом действия. Расширение рабочей полосы или работа в нескольких частотных диапазонах требуется при увеличении скорости передачи информации в беспроводных сетях, а также при построении радиолокационных систем с высокой точностью обнаружения объектов [19,59]. Малогабаритные широкополосные микрополосковые антенны также необходимы для использования в КПК, навигационных устройствах, ноутбуках, и т.д.

Поэтому возникает необходимость разработки малогабаритных широкополосных или многодиапазонных антенн, имеющих конструктивные параметры, совместимые с различными моделями современных сотовых телефонов.

Характеристики печатных антенн сотовых телефонов GSM 1900 (1850 - 1990 МГц):

Как известно из литературы [1, 30, 32, 41], широкой рабочей полосой частот по согласованию обладают антенны на основе взаимодополняющих

структур. Они имеют различную форму, но практическое применение получила структура «бабочка» или "bow-tie". Антенна типа «бабочка» обеспечивает допустимое согласование в широкой полосе частот, но не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к характеристикам направленности сотовых телефонов. Размещение «бабочки» над экраном приводит к сужению рабочей полосы частот. В этом случае согласование антенны с линией передачи осуществляется подбором точки возбуждения и оптимизацией конфигурации антенны. Для расширения рабочей полосы по согласованию «бабочка» дополняется вставками с входным сопротивлением ёмкостного характера. Как показывают расчеты [16], параметрический синтез антенны позволяет расширить рабочую полосу по согласованию и снизить уровень излучения в направлении пользователя. Возможны также различные модификации антенны типа «бабочка», обладающие отмеченными выше свойствами.

Особенностью моделирования антенн сотовых телефонов является определение влияния полупрозрачного корпуса и пользователя на характеристики направленности антенны. Поэтому целесообразно проводить моделирование с помощью специализированных программ, предназначенных для расчета антенн и устройств СВЧ. Современные программы позволяют провести моделирование антенны в корпусе при наличии объектов, находящихся вблизи антенны сотового телефона. Современные сотовые телефоны также имеют защищающий пользователя слой, выполненный из радиопоглощающего материала [22, 26, 36].

В настоящее время для системного моделирования и анализа антенн сотовых телефонов используются пакеты прикладных программ, реализующие численные электродинамические методы, например, метод конечных элементов и конечных разностей. Различие современных программных продуктов определяется алгоритмами обработки массивов. Поэтому важнейшей задачей является правильный выбор программного продукта, имеющего максимальное быстродействие и точность результатов для конкретной трехмерной структуры.

Все выше приведенное свидетельствует о важности и сложности построения современных информационных антенн широкого пользования.

Решение этой задачи будем производить поэтапно: сначала рассмотрим построение микрополосковых печатных антенн с широкой полосой для одного рабочего диапазона частот, а далее, имея решение для одного диапазона, рассмотрим работу для различных диапазонов совместно.

Ниже рассматриваются различные модификации антенны типа «бабочка», для анализа характеристик которых были использованы пакеты специальной программы. Электродинамические модели антенн приведены на рис.2.9. На этом же рисунке отмечены параметры моделей, по которым проводилась оптимизация, а также их габаритные размеры. Значения параметров указаны в табл.2.2. На рис.2.10 приведены зависимости КСВ от частоты для четырёх вариантов микрополосковых антенн, работающих в полосе GSM 1900 (1850 - 1990 МГц).

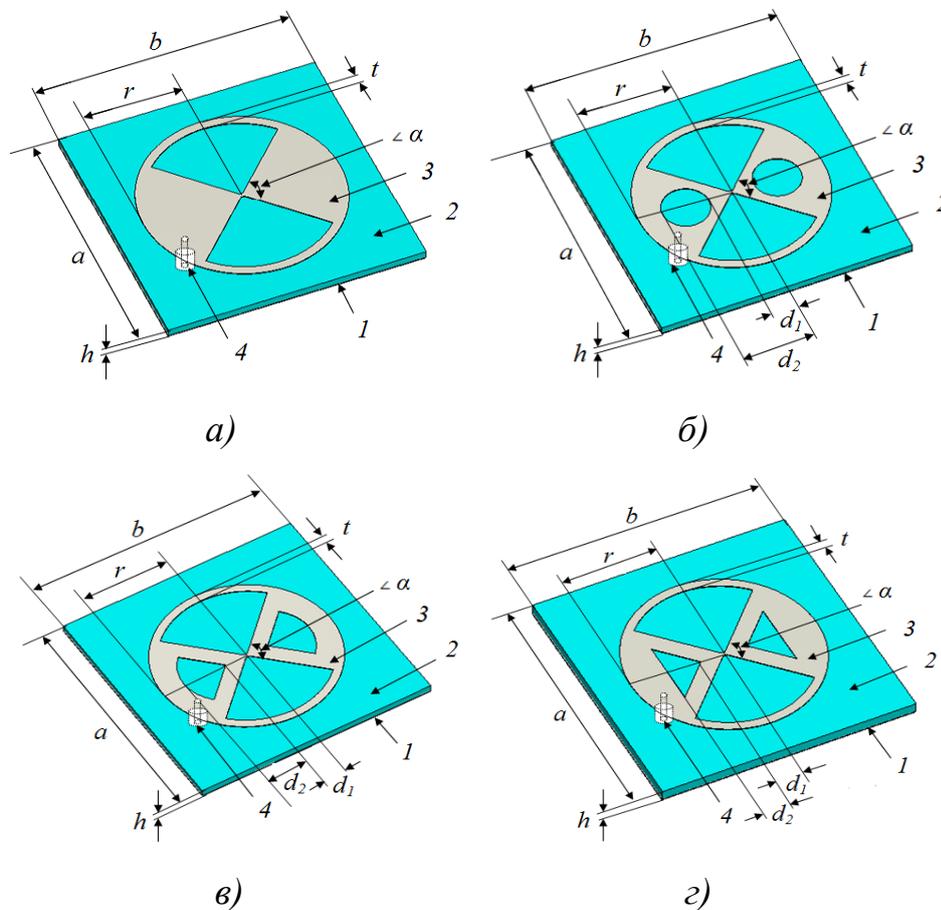


Рис.2.9. Антенны, работающие в полосе GSM 1900 (1850 - 1990 МГц):

1 - экран; 2 - диэлектрик; 3 - бабочка; 4 - коаксиальное питание.

Табл.2.2. Значения параметров антенн, показанных на рис.2.8.

Типы антенн	Экран		Диэлектрик				Бабочка				
	a , мм	b , мм	a , мм	b , мм	h , мм	ϵ	r , мм	d_1 , мм	d_2 , мм	α , град	t , мм
Рис.2.9, <i>а</i>	60	60	60	60	2	3	22.7	-	-	90	2.3
Рис.2.9, <i>б</i>	60	60	60	60	2	3	21.8	5.45	10.9	90	2.2
Рис.2.9, <i>в</i>	60	60	60	60	2	3	21.85	5.46	7.73	90	2.15
Рис.2.9, <i>г</i>	60	60	60	60	3	3	21.7	5.43	7.67	90	2.2

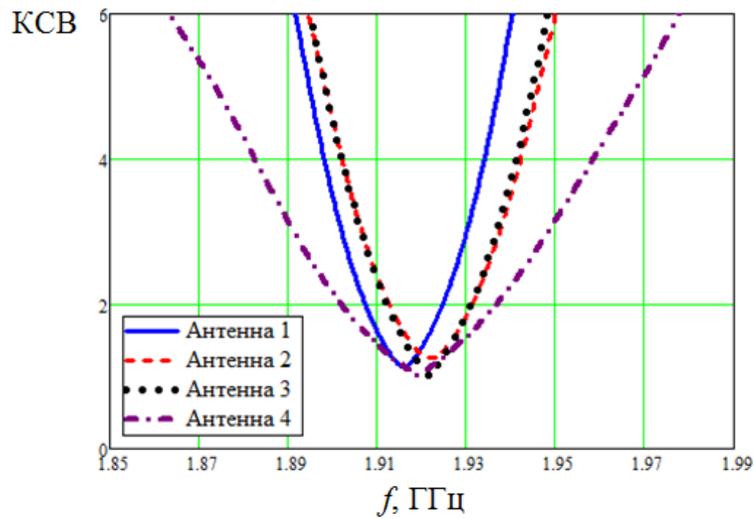


Рис.2.10. Графики зависимости КСВ от частоты в полосе GSM 1900 (1850 - 1990 МГц): антенна 1 (рис.2.9,*а*), антенна 2 (рис.2.9,*б*), антенна 3 (рис.2.9,*в*), антенна 4 (рис.2.9,*г*).

На рис.2.11-14 показаны ДН в плоскости Е и в плоскости Н для микрополосковых антенн, представленных на рис.2.9.

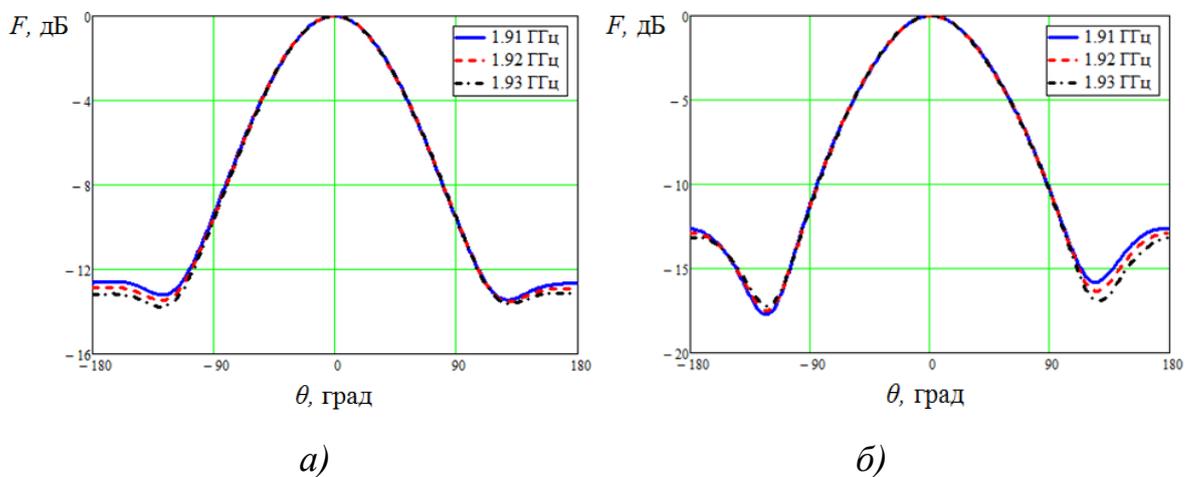


Рис.2.11. ДН антенны 1 в плоскостях Е (*а*) и Н (*б*).

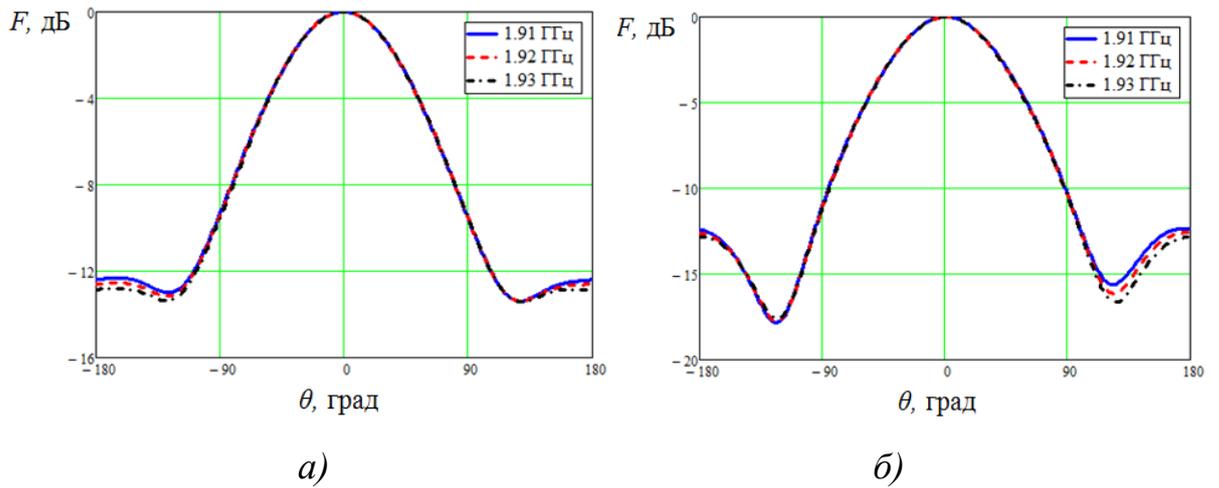


Рис.2.12. ДН антенны 2 в плоскостях Е (а) и Н (б).

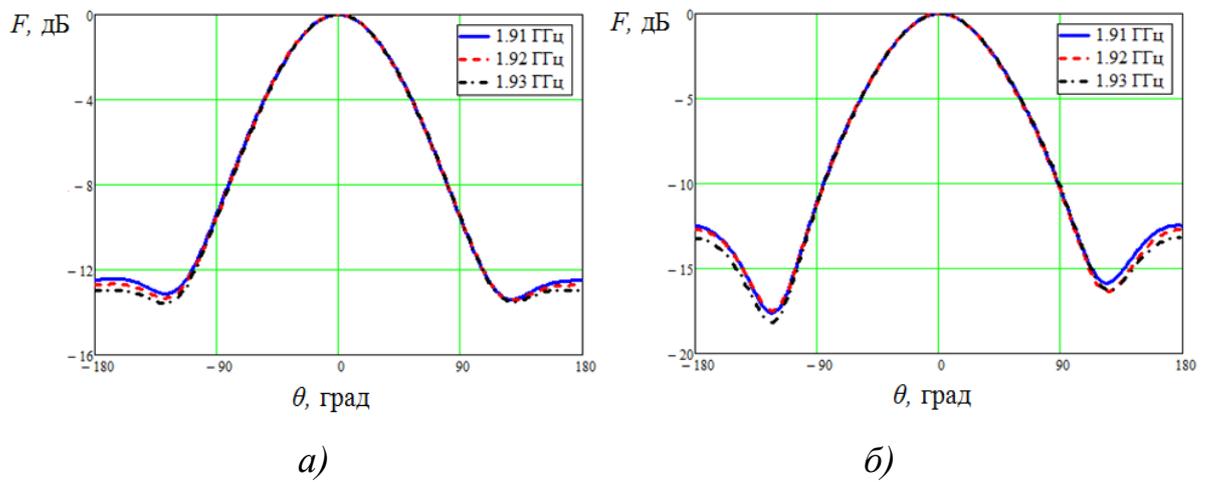


Рис.2.13. ДН антенны 3 в плоскостях Е (а) и Н (б).

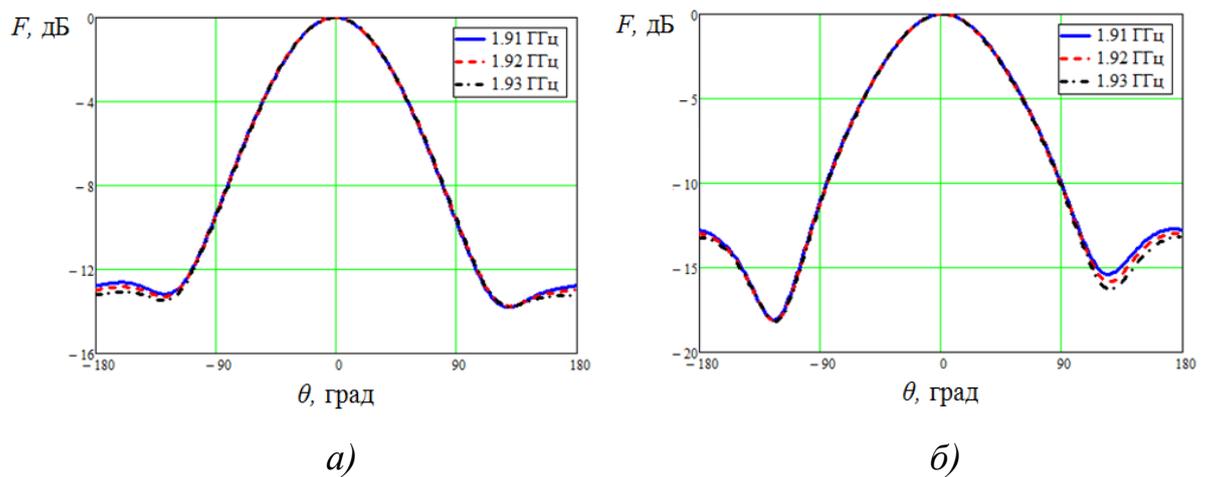


Рис.2.14. ДН антенны 4 в плоскостях Е (а) и Н (б).

Результаты моделирования показывают, что все рассмотренные варианты обеспечивают работу в полосе, соответствующей диапазону GSM 1900 (1850 - 1990 МГц), а также требуемую форму ДН. Обратное излучение антенн не превышает -12 дБ.

Следует также отметить, что усиление антенн слабо меняется в рабочем диапазоне частот.

2.4. Выводы

1. Исследованы характеристики направленности и согласования широкополосных антенн в печатном исполнении типа «бабочка». Выявлена возможность использования одной такой антенны для широкополосной работы от 1710 МГц до UMTS (2200 МГц) при отсутствии металлической центральной платы в корпусе аппарата связи. В таком варианте конструкция антенны отсутствует экранирующее действие проводящей поверхности экрана для уменьшения облучения оператора связи. Ослабление вредного влияния получается поглощения СВЧ излучения радиопоглощающим материалом.

2. Предложены и исследованы характеристики широкополосного печатного излучателя типа «бабочка», состоящей из печатного излучателя, диэлектрической подложки и экрана, который обладает микрополосностью по сравнению с известными печатными излучателями и позволяет обеспечить работу разрабатываемых систем связи.

3. Многослойная печатная антенна типа «бабочка» позволяет обеспечить многочастотную работу для используемых диапазонов частот.

ГЛАВА 3. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЁТА ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ

3.1. Общие соображения

Для расширения функциональных возможностей современных РЭС в настоящее время находят применение различные типы широкополосных антенн. Они представляют собой антенны бегущей волны, взаимодополняющие структуры, а также различные комбинации антенн этих двух типов [24, 30, 32, 47, 50]. Печатная технология изготовления обеспечивает минимальные массогабаритные и стоимостные характеристики антенн. В настоящее время достаточно хорошо освоена многослойная печатная технология [17, 23]. Как было показано в работах [5-11, 15, 16], требуемые характеристики сотового телефона обеспечивают многослойные широкополосные микрополосковые антенны типа «бабочка». При проектировании таких излучателей желательно иметь соотношения, позволяющие проводить оценочный расчет характеристик и параметрическую оптимизацию структуры.

Для решения этой задачи воспользоваться известной строгой теорией вибраторов не представляется возможным. Но, эта задача решена для других форм излучателей, таких как вытянутый эллипсоид вращения, биконическая антенна и др.

Развитие строгой теории излучения для рассматриваемой антенны возможно, но учитывая особенности конструкции, такие как острые углы, малую толщину пластины и соизмеримые с длиной волны размеры следует ожидать, что полученные результаты окажутся мало пригодными для приближенной оценки излучателя, не требующей существенных временных затрат и компьютерных ресурсов. Поэтому, как и в теории обычного симметричного вибратора, возможно использование приближенной теории, в которой решение внутренней задачи основывается на теории длинных линий.

Рассматриваемые широкополосные микрополосковые антенны

выполняются на отрезках неоднородных линий, что позволяет применять теорию таких линий для приближенной оценки направленных свойств и частотных характеристик антенн. Теория неоднородных линий хорошо известна [2]. Она широко применяется для расчета характеристик элементов фидерного тракта.

В настоящее время имеются различные методы расчета широкополосных антенн [49-51]. Однако большая часть этих методов не позволяет провести оценку характеристик направленности широкополосных или многодиапазонных антенн из-за математической сложности.

Поэтому возникает необходимость разработки приближенных методик расчета, применимых для широкого класса антенн и позволяющих при минимальных временных затратах и с достаточной степенью точности оценить основные характеристики.

Цель работы - разработка методик расчёта характеристик направленности широкополосных антенн сотовых телефонов.

3.2. Определение характеристик неоднородной линии, разомкнутой на конце

Неоднородные линии передачи имеют переменное волновое сопротивление, изменение которого может осуществляться различными способами: изменением конфигурации проводников, изменением электрофизических параметров среды, окружающей проводники, изменением расстояния между проводниками и т.д. Для определения характеристик удобно произвольную неоднородную линию представить в виде эквивалентной двухпроводной линии с переменным расстоянием между проводниками (рис.3.1). В данном случае закон изменения волнового сопротивления вдоль линии определяется функцией изгиба проводников.

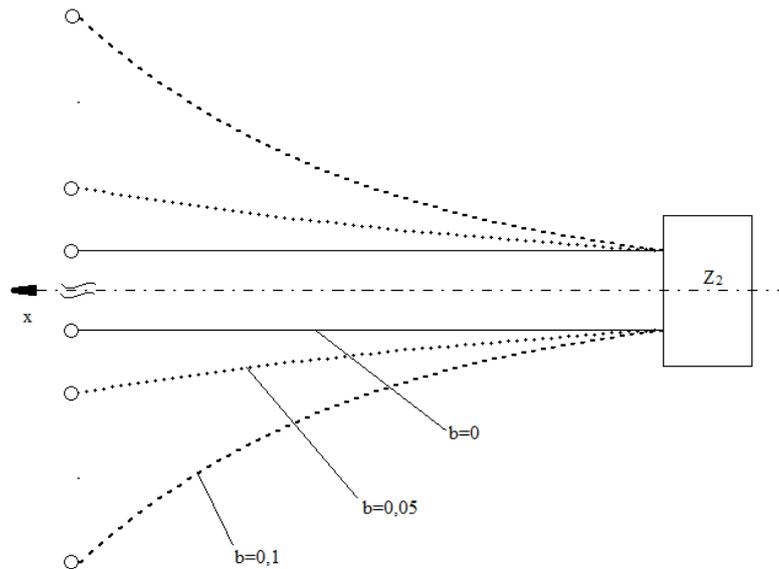


Рис.3.1. Эквивалентная двухпроводная экспоненциальная линия $\rho = \rho_0 e^{bx}$:

сплошная линия - однородная линия, пунктирная и штриховая линии - неоднородная линия с различным законом изменения волнового сопротивления соответственно

Как известно из литературы [2, 13], телеграфные уравнения, составленные для однородной линии, справедливы и для неоднородной линии:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{J}}{dx} &= \dot{U}Y_1 \\ \frac{d\dot{U}}{dx} &= \dot{J}Z_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где x - расстояние данной точки линии от её конца, \dot{U} и \dot{J} - значения комплексных амплитуд напряжения и тока в любом сечении линии соответственно, Y_1 - погонная комплексная проводимость, Z_1 - погонное комплексное сопротивление.

В неоднородных линиях передачи Y_1 и Z_1 являются функциями x [2, 13]. Как показано в [2], уравнения (3.1) приводятся к однородным дифференциальным уравнениям второго порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\dot{J}}{dx^2} - \frac{1}{Y_1} \frac{d\dot{J}}{dx} \frac{dY_1}{dx} - \dot{J}Z_1Y_1 &= 0 \\ \frac{d^2\dot{U}}{dx^2} - \frac{1}{Z_1} \frac{d\dot{U}}{dx} \frac{dZ_1}{dx} - \dot{U}Z_1Y_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Подставляем в уравнения (3.2) известные соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{Y_1} \frac{dY_1}{dx} &= \frac{d}{dx}(\ln Y_1) \\ \frac{1}{Z_1} \frac{dZ_1}{dx} &= \frac{d}{dx}(\ln Z_1) \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \dot{J}}{dx^2} - \frac{d\dot{J}}{dx} \frac{d}{dx}(\ln Y_1) - \dot{J} Z_1 Y_1 &= 0 \\ \frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} - \frac{d\dot{U}}{dx} \frac{d}{dx}(\ln Z_1) - \dot{U} Z_1 Y_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

Вводим обозначения:

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} \quad (3.5)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} \quad (3.6)$$

Тогда уравнения (3.4) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \dot{J}}{dx^2} + \frac{d\dot{J}}{dx} \frac{d}{dx} \left(\ln \frac{\rho}{\gamma} \right) - \dot{J} \gamma^2 &= 0 \\ \frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} - \frac{d\dot{U}}{dx} \frac{d}{dx} (\ln \rho \gamma) - \dot{U} \gamma^2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Как следует из [2], распределение тока и напряжения в неоднородной линии описывается линейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами. Однако в частном случае, когда волновое сопротивление меняется по экспоненциальному закону:

$$\rho = \rho_0 e^{bx} \quad (3.8)$$

где ρ_0 - волновое сопротивление на конце линии, постоянная распространения

γ остается неизменной вдоль линии, а $\frac{1}{Y_1} \frac{dY_1}{dx} = \frac{d}{dx}(\ln Y_1)$ и $\frac{1}{Z_1} \frac{dZ_1}{dx} = \frac{d}{dx}(\ln Z_1)$

становятся постоянными и равными b .

Уравнения (3.7) после подстановки (3.8) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \dot{J}}{dx^2} + b \frac{d\dot{J}}{dx} - \dot{J} \gamma^2 &= 0 \\ \frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} - b \frac{d\dot{U}}{dx} - \dot{U} \gamma^2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Уравнения имеют следующее решение:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= e^{\frac{b}{2}x} \left(A_1 e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} + B_1 e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \right) \\ j &= e^{-\frac{b}{2}x} \left(A_2 e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} + B_2 e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Выносим за скобки постоянную распространения γ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= e^{\frac{bx}{2}} \left(A_1 e^{x\gamma\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}} + B_1 e^{-x\gamma\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}} \right) \\ j &= e^{-\frac{bx}{2}} \left(A_2 e^{x\gamma\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}} + B_2 e^{-x\gamma\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Связь между коэффициентами A_1 и A_2 , а также B_1 и B_2 можно найти путем подстановки найденного решения в одно из исходных дифференциальных уравнений (3.1) [2]. При этом учитываем:

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{\gamma^2}{Z_1}, \quad \rho = \rho_0 e^{bx} = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = \frac{Z_1}{\gamma}, \quad Z_1 = \gamma \rho_0 e^{bx} \\ JZ_1 &= \gamma \rho_0 A_2 e^{x\left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}\right)} + \gamma \rho_0 B_2 e^{x\left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}\right)} \\ \frac{d\dot{U}}{dx} &= \frac{d \left(e^{\frac{b}{2}x} \left(A_1 e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} + B_1 e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \right) \right)}{dx} = \\ &= A_1 e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) + B_1 e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) \end{aligned}$$

Таким образом:

$$\begin{aligned}
 & A_1 e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) + B_1 e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) \\
 &= \gamma \rho_0 A_2 e^{x\left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}\right)} + \gamma \rho_0 B_2 e^{x\left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}\right)} \\
 & e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left\{ A_1 \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) - \gamma \rho_0 A_2 \right\} + e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \left\{ B_1 \left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) - \gamma \rho_0 B_2 \right\} = 0
 \end{aligned}$$

Это выражение должно быть равно нулю при любых значениях x , поэтому должны равняться нулю оба выражения в фигурных скобках. Таким образом получаем два уравнения, из которых находим:

$$A_2 = A_1 \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) \frac{1}{\gamma \rho_0} \quad (3.12)$$

$$B_2 = B_1 \left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) \frac{1}{\gamma \rho_0} \quad (3.13)$$

Для определения постоянных A_1 и B_1 воспользуемся граничными условиями. Считаем, что значения напряжения и тока на конце линии равны U_2 и J_2 соответственно:

$$\left. \begin{aligned} U &= U_2 \\ J &= J_2 = \frac{U_2}{Z_2} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

где Z_2 - сопротивление, включенное на конце линии.

Подставляя выражения (3.12) - (3.14) в (3.10) и решая полученные уравнения относительно A_1 и B_1 , находим:

$$A_1 = \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right) + J_2 \gamma \rho_0}{2\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \quad (3.15)$$

$$B_1 = \frac{U_2 \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} \right) - J_2 \gamma \rho_0}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \quad (3.16)$$

Аналогично можно определить постоянные A_2 и B_2 :

$$A_2 = \frac{U_2 \gamma}{2 \rho_0 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} + \frac{J_2 \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} \right)}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \quad (3.17)$$

$$B_2 = \frac{-U_2 \gamma}{2 \rho_0 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} - \frac{J_2 \left(\frac{b}{2} - \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} \right)}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \quad (3.18)$$

Подставляя выражения для постоянных A_1 и B_1 (3.15) и (3.16) в выражение (3.10) и A_2 и B_2 (3.17) и (3.18) в выражение (3.10), получаем распределение напряжения и тока в неоднородной линии:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} \right)}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} e^{\frac{b}{2} x} \left(e^{-x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} + e^{x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \right) + \\ &+ \frac{J_2 \gamma \rho_0}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} e^{\frac{b}{2} x} \left(e^{x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} + e^{-x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \right) \\ j &= \frac{U_2 \gamma}{2 \rho_0 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} e^{-\frac{b}{2} x} \left(e^{x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} - e^{-x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \right) + \\ &+ \frac{J_2 \left(\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} \right)}{2 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} e^{-\frac{b}{2} x} \left(e^{x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} - e^{-x \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

Для приближенного расчета характеристик антенны типа «бабочка» над экраном необходимо определить параметры разомкнутой на конце неоднородной линии. В разомкнутой на конце линии ток равен нулю, поэтому выражения (3.19) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right)}{2\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} e^{\frac{b}{2}x} \left(e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} + e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \right) \\ \dot{j} &= \frac{U_2 \gamma}{2\rho_0 \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} e^{-\frac{b}{2}x} \left(e^{x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} - e^{-x\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

3.3. Неоднородная линия, разомкнутая на конце без потерь

Обычно на практике применяют линии с малыми омическими потерями, а при приближенном расчете ими пренебрегают [13]. Если линия идеальная, то погонные сопротивление и проводимость на конце линии будут иметь реактивный характер. Введем для них обозначения:

$$Z_0 = j\omega L_0 \text{ и } Y_0 = j\omega C_0 \quad (3.21)$$

Погонные параметры линии меняются по экспоненциальному закону:

$$Z_1 = Z_0 e^{bx} \text{ и } Y_1 = Y_0 e^{-bx} \quad (3.22)$$

Из полученных выражений можно найти изменение волнового сопротивления вдоль неоднородной линии и постоянную распространения:

$$\rho(x) = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} e^{bx} \quad (3.23)$$

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{Z_0 Y_0} = j\omega \sqrt{L_0 C_0} = jm \quad (3.24)$$

где $m = \omega \sqrt{L_0 C_0} = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Тогда выражения (3.20) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2} \right)}{2\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} e^{\frac{b}{2}x} \left(e^{-x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} + e^{x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} \right) \\ \dot{J} &= \frac{jU_2 m}{2\rho_0 \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} e^{-\frac{b}{2}x} \left(e^{x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} - e^{-x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

При равенстве нулю коэффициента b выражения (3.25) переходят в известные выражения для однородной разомкнутой на конце линии:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= U_2 \cos(mx) \\ \dot{J} &= \frac{jU_2}{\rho_0} \sin(mx) \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

Если принять напряжение на конце линии равным $U_2=1$, то можно построить зависимости распределения напряжения и тока от координаты x . На рис.3.2-3.4 приведены эти зависимости для трёх различных значений коэффициента изгиба линии b . На графиках пунктирной линией показано распределение тока, а сплошной – распределение напряжения. Как видно из рис.3.2, распределения тока и напряжения при коэффициенте изгиба линии, равном нулю повторяют известные [13] распределения тока и напряжения в разомкнутой линии без потерь.

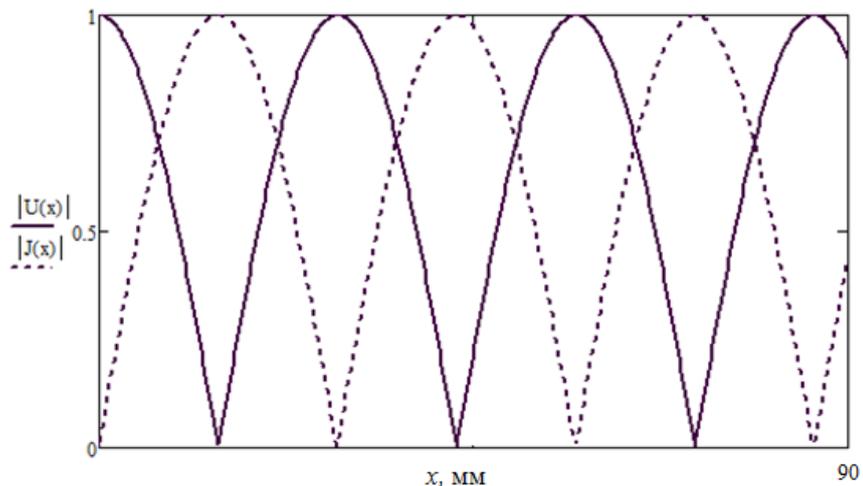


Рис.3.2. Распределение тока и напряжения в линии с коэффициентом изгиба $b = 0$.

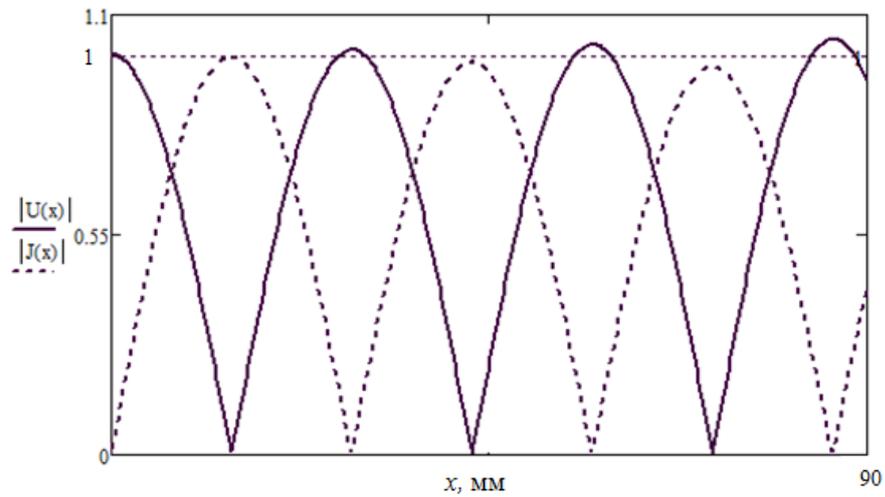


Рис.3.3. Распределение тока и напряжения в линии с коэффициентом изгиба $b = 0,5$.

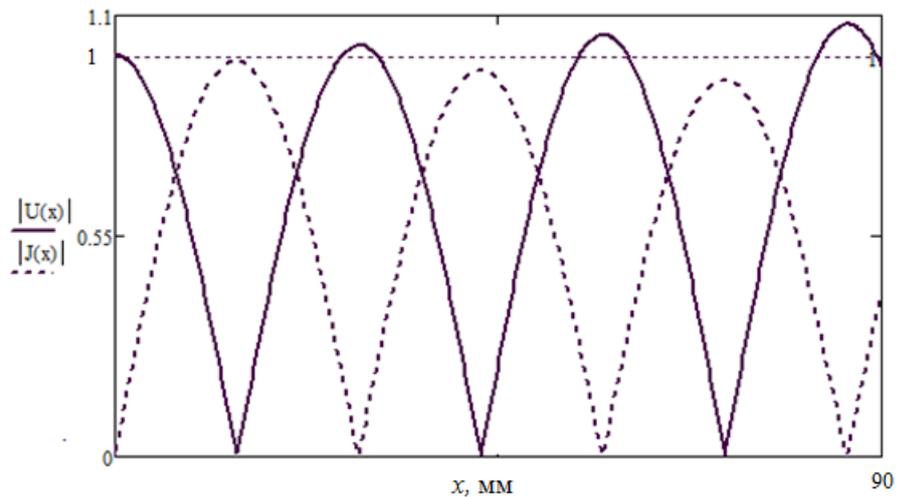


Рис.3.4. Распределение тока и напряжения в линии с коэффициентом изгиба $b = 1$.

Из графиков видно, что амплитуда напряжения возрастает по закону $e^{\frac{b}{2}x}$, а амплитуда тока уменьшается по закону $e^{-\frac{b}{2}x}$ рис.3.5.

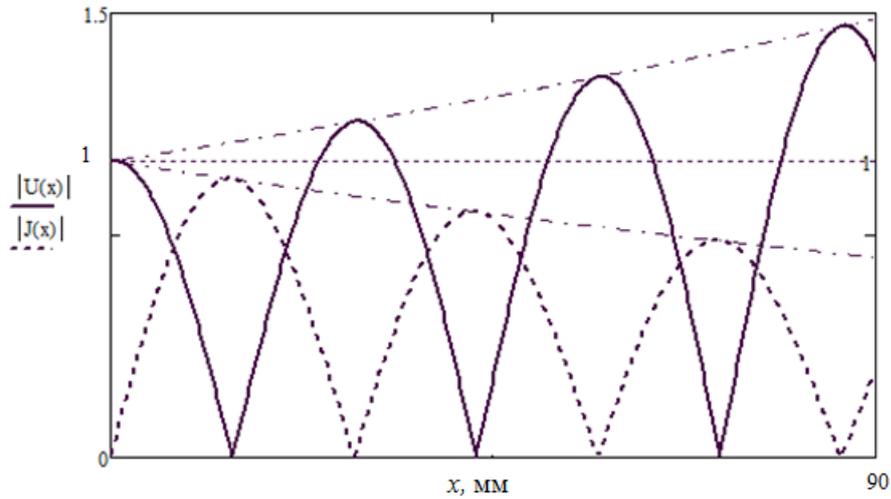


Рис.3.5. Изменение амплитуды тока и напряжения в неоднородной разомкнутой линии.

Входное сопротивление в произвольном сечении линии определяется как отношение напряжения к току:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}}{\dot{J}} = -j2\rho_0 \frac{\left(\frac{-b}{2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2} \right) e^{bx} \left(e^{-x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} + e^{x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} \right)}{\left(e^{x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} - e^{-x\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - m^2}} \right)} \quad (3.27)$$

При $b = 0$ выражение (3.27) и соответствует входному сопротивлению однородной линии, разомкнутой на конце и преобразуется к виду:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}}{\dot{J}} = -j\rho_0 \operatorname{ctg}(mx) \quad (3.28)$$

При расчете антенны с помощью теории неоднородной линии будет возникать погрешность, связанная с тем, что плечи антенны представляют собой несимметричные полосковые линии, расширяющиеся по линейному закону. На рис.3.6 приведены графики линейного и экспоненциального законов расширения неоднородных линий.

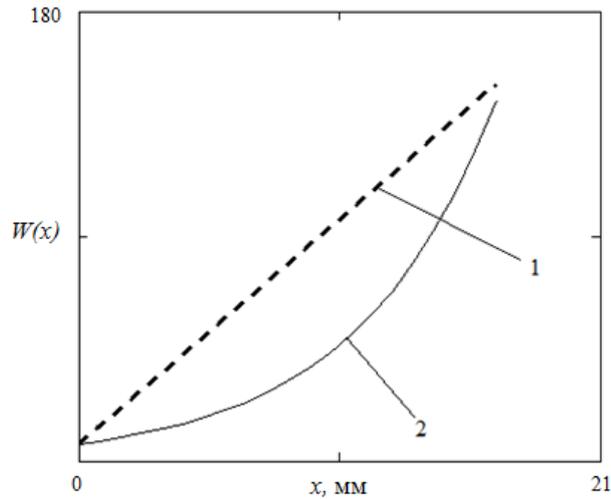


Рис.3.6. 1 - линейный закон расширения неоднородной линии;
2 - экспоненциальный закон расширения неоднородной линии.

Для нахождения распределения волнового сопротивления в неоднородной линии можно разбить ее на элементы, длина которых стремится к нулю, а количество - к бесконечности. Каждый такой элемент можно считать однородной линией в неизменном волновом сопротивлении. Как известно из [13], волновое сопротивление несимметричной однородной микрополосковой линии определяется соотношением:

$$W(x) = \frac{300}{\left(1 + \frac{l(x)}{h}\right) \sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{Ом при } \frac{t}{l(x)} \leq 0,2 \quad (3.29)$$

где h – толщина листа диэлектрика, $l(x)$ – ширина полоски, t – толщина полоски.

Используя эту формулу, можно определить распределение волнового сопротивления в линейной и экспоненциальной линиях передачи. На рис.3.7 приведены зависимости волнового сопротивления линейной и экспоненциальной линий, построенные для трёх различных значений диэлектрической проницаемости подложки.

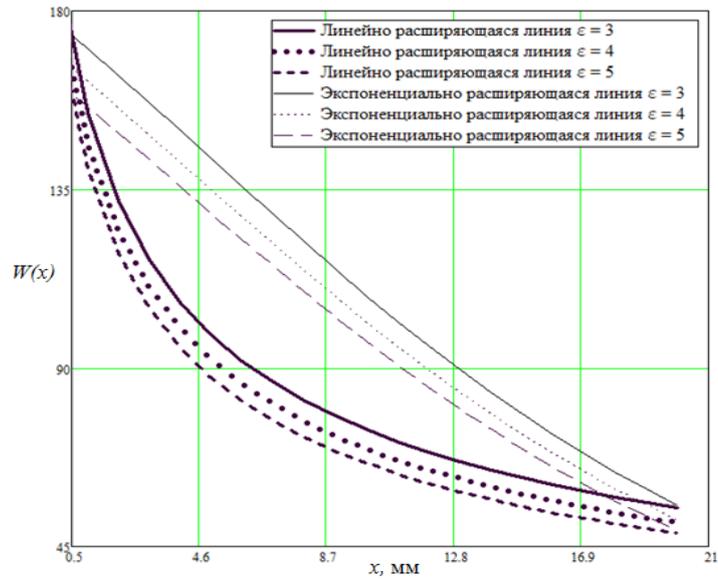


Рис.3.7. Зависимости волнового сопротивления линейной и экспоненциальной линий, построенные для трёх различных значений диэлектрической проницаемости подложки.

3.4. Неоднородная линия, разомкнутая на конце с потерями

Из выражений (3.20) следует, что постоянная распространения в экспоненциальной линии определяется следующим образом:

$$\gamma' = \gamma \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \quad (3.30)$$

В общем случае она имеет комплексный характер и может быть представлена в виде суммы действительной и мнимой составляющей:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.31)$$

где α - постоянная затухания, β - фазовая постоянная.

При малых потерях можно считать, что постоянная распространения приближенно равна:

$$\gamma \approx \alpha + jm \quad (3.32)$$

Поэтому постоянная распространения в экспоненциальной линии определяется выражением:

$$\gamma' \approx \alpha' + jm' \quad (3.33)$$

где $\alpha' = \alpha \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}$, $m' = m \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}$.

Из теории длинных линий потери на излучение определяются выражением:

$$\alpha_{\Sigma}(x) = \frac{R_{\Sigma_1}}{2\rho(x)} = \frac{R_{\Sigma_1}}{2\rho_0 e^{bx}} \quad (3.34)$$

где $R_{\Sigma_1}(x)$ - сопротивление излучения, приходящееся на единицу длины линии.

Полное сопротивление излучения экспоненциальной линии связано с погонным сопротивлением излучения соотношением:

$$R_{\Sigma} = \frac{1}{J_2} \int_0^l J^2(x) R_{\Sigma_1} dx \quad (3.35)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{\gamma R_{\Sigma_1}}{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}} \int_0^l \left(e^{x \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} - b \right)} - e^{-x \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b \right)} \right) dx \quad (3.36)$$

После интегрирования выражение (3.36) принимает вид:

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2}} \left(\frac{e^{l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} - b \right)} - e^{-l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b \right)}}{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} - b} - \frac{e^{-l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b \right)}}{\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b} \right) \quad (3.37)$$

Из соотношения (3.37) выражаем погонное сопротивление излучения:

$$R_{\Sigma_1} = \frac{R_{\Sigma} \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \left(\gamma^2 - \frac{3b^2}{4} \right)}{\left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b \right) e^{l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} - b \right)} - \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} - b \right) e^{-l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} + b \right)}} \quad (3.38)$$

Таким образом, постоянная распространения волны в экспоненциальной линии с потерями на излучение определяется выражением:

$$\gamma' = \frac{R_{\Sigma} \left(\gamma^2 - \frac{b^2}{2} \left(1 - \frac{3b^2}{2} \right) \right)}{2\rho_0 e^{bl} \left[\left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} + b \right) e^{l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} - b \right)} - \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} - b \right) e^{-l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} + b \right)} \right]} + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma} \right)^2} \quad (3.39)$$

где постоянная затухания определяется выражением:

$$\alpha' = \frac{R_{\Sigma} \left(\gamma^2 - \frac{b^2}{2} \left(1 - \frac{3b^2}{2} \right) \right)}{2\rho_0 e^{bl} \left[\left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} + b \right) e^{l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} - b \right)} - \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} - b \right) e^{-l \left(\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{b}{2} \right)^2} + b \right)} \right]} \quad (3.40)$$

и фазовая постоянная определяется выражением:

$$m' = m \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma} \right)^2} \quad (3.41)$$

Подставляя это выражение в (3.25) получаем распределение напряжения и тока в экспоненциальной излучающей линии:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)}{2 \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} e^{\frac{b}{2} x} \left(e^{-x \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} + e^{x \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} \right) \\ j &= \frac{jU_2 m}{2\rho_0 \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} e^{-\frac{b}{2} x} \left(e^{x \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} - e^{-x \left(\alpha' + jm \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m} \right)^2} \right)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.42)$$

Распределение напряжения и тока при затухании, равном $\alpha' = 0.25$, показано на рис.3.8.

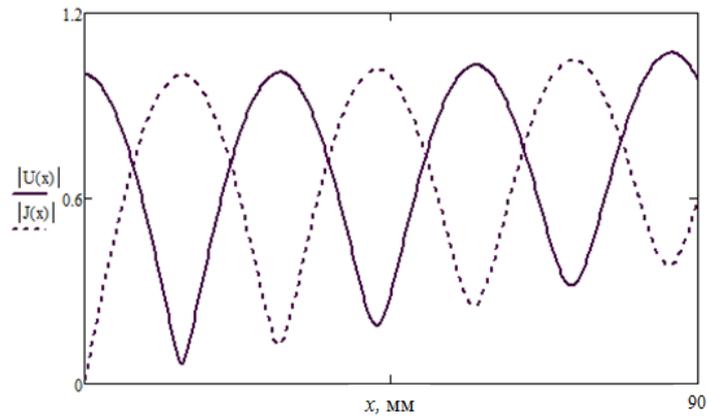


Рис.3.8. Изменение амплитуды тока и напряжения в неоднородной разомкнутой линии с потерями на излучение при $b = 0$.

Входное сопротивление в произвольном сечении линии определяется как отношение напряжения к току. Зависимость активной и реактивной составляющей входного сопротивления от пространственной координаты x показана на рис.3.9.

$$Z_{\text{вх}} = \frac{-j2\rho_0 \left(-\frac{b}{2} + \alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \right) e^{bx} \left(e^{-x \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \right)} + e^{x \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \right)} \right)}{m \left(e^{x \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \right)} - e^{-x \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\gamma}\right)^2} \right)} \right)} \quad (3.43)$$

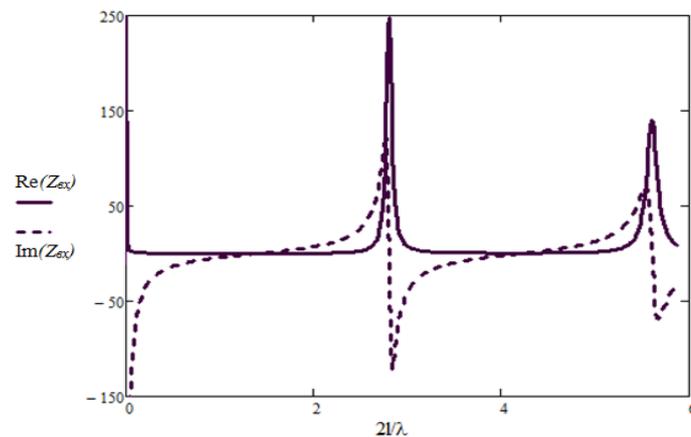


Рис.3.9. Распределение входного сопротивления в линии с потерями при $b = 0.05$ и $\alpha' = 0.05$.

3.5. Применение приближенной методики к расчету параметров антенн сотовых телефонов

Для применения приближенной теории неоднородных линий к анализу двухдиапазонных антенн, рассмотренных в [5, 8-11, 15, 16], целесообразно определить характеристики неоднородной линии, нагруженной на индуктивную нагрузку.

Длина эквивалентной микрополосковой линии, на которую нагружена неоднородная линия, равна четверти длины окружности, радиуса r (рис.3.10).

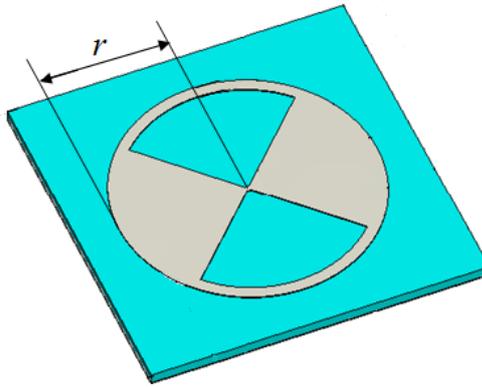


Рис.3.10. Общий вид антенны «бабочка».

Так как эквивалентная линия является однородной, то ее реактивное сопротивление может быть определено из соотношения [13]:

$$X_L = jWtg\left(\frac{2\pi mr}{4}\right) \quad (3.44)$$

А распределения тока и напряжения принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{U_2 \left(-\frac{b}{2} + \alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)}{2 \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} e^{\frac{b}{2}x} \left(e^{-\left(x - \frac{2\pi r}{4}\right) \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} + e^{\left(x - \frac{2\pi r}{4}\right) \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} \right) \\ j &= \frac{jU_2 m}{2\rho_0 \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} e^{-\frac{b}{2}x} \left(e^{\left(x - \frac{2\pi r}{4}\right) \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} - e^{-\left(x - \frac{2\pi r}{4}\right) \left(\alpha' + jm\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2m}\right)^2} \right)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.45)$$

Распределения напряжения и тока при $r = 23$ мм, $b = 0.15$ и $\alpha' = 0.05$ показаны на рис.3.11.

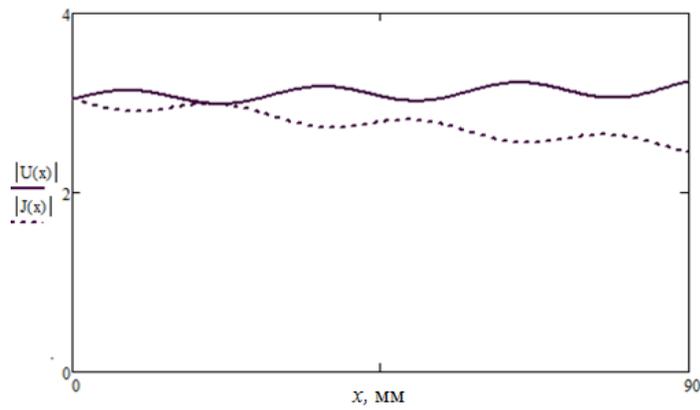


Рис.3.11. Распределение тока и напряжения в линии, нагруженной на индуктивную нагрузку.

Входное сопротивление в произвольном сечении линии определяется как отношение напряжения к току. Распределение входного сопротивления показано на рис.3.12.

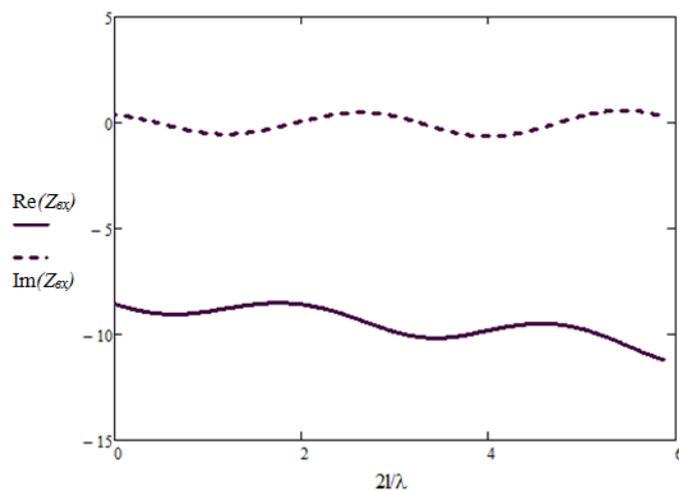


Рис.3.12. Распределение входного сопротивления в линии, нагруженной на индуктивную нагрузку.

На графиках пунктирной линией показана зависимость реактивной составляющей входного сопротивления от относительной длины антенны, а сплошной - зависимость активной составляющей. Из расчета видно, что реактивная составляющая слабо зависит от продольной координаты и близка к нулю. Активная составляющая также слабо зависит от продольной координаты. Результаты расчета показывают возможность применения антенны для работы в широкой полосе, а также в нескольких диапазонах при допустимом значении коэффициента стоячей волны.

3.6. Выводы

В этой главе разработана методика приближенного расчета частотных характеристик широкополосных микрополосковых антенн типа «бабочка». Определены характеристики разомкнутой неоднородной линии и неоднородной линии, нагруженной на индуктивную нагрузку. Рассчитаны распределения напряжения и тока, разомкнутой неоднородной линии, нагруженной на индуктивную нагрузку. Определены зависимости активной и реактивной составляющей входного сопротивления от относительной длины антенны.

ГЛАВА 4. МНОГОЧАСТОТНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ СОТОВЫХ ТЕЛЕФОНОВ

4.1. Общие соображения

Развитие сотовой телефонии систем требует в аппаратов сотовой связи новых поколений (3G и 4G) создание антенн и новых дополнительных диапазонов частот ($f \sim 2200$ МГц и выше). Поэтому в рассматриваемом классе антенн необходимо предусмотреть возможность расширения рабочих частот путем дополнением и изменением конструкции ранее рассмотренных. Такими антеннами могут быть отнесены печатные ранее рассмотренные антенны, дополнительные этажами для новых рабочих частот. Поскольку новые рабочие частоты более высокие, чем частоты второго поколения, то новые этажи многослойной антенны могут размещаться над ранее разработанными системами.

Может дать общие рекомендации по проектированию с последовательными операциями:

- 1) разработка одиночного печатного излучателя для новых частот;
- 2) размещение на существующей антенне двух и трёх частотах нового этажа излучателя;
- 3) расчёт полученной конструкции и согласование на всех рабочих частотах;
- 4) изменение параметров элементов антенны для достижения необходимо согласование на заданных частотах. Выше приведенные операции представляют итерационный процесс для получения требуемых характеристик направленности и согласования создаваемой антенны на всех рабочих частотах.

4.2. Многоэтажные конструкции

Это многослойные печатные антенны с отдельными излучателями, настроенными на отдельные частоты рабочего диапазона f_1, f_2, f_3 . В этой антенне как в любой многоэлементной антенне происходит взаимодействие

антенн с этажами. Это взаимодействие изменяет согласования (как в ФАР) и резонансные свойства. Как показывают проведенные расчёты характеристик направленности остаются практически неизменными. Это объясняется их малыми относительными (к длине волны) электрическими размерами. ДН антенны малых электрических размеров близко к ДН элементарного излучателя.

Это взаимодействие как в АР может быть компенсировано (устранено) путем тех же приёмов как в ФАР. В данном случае имеем достаточно узкие рабочие полосы на частотах f_1, f_2, f_3 . Поэтому применим несколько различных алгоритмов настройки. В первую очередь изменение места включения возбуждения и далее изменяем резонансную частоту излучателя и далее толщину разделительного слоя диэлектрики. Выполнив ряд итераций по настройке многослойного излучателя получим печатный излучатель, применимый для работы на заданных двух и более частот. Разработку таких многослойных печатных антенн целесообразно начать с двухчастотной антенны.

4.3. Двухчастотные печатные антенны сотовых телефонов и их характеристики

Ниже приводится обоснование актуальности разработки алгоритма построения антенн нового поколения для сотовой связи с последним развитием.

В настоящее время многие телекоммуникационные компании используют стандарт WiMAX для предоставления услуг высокоскоростной связи.

WiMAX от английского языка: Worldwide Interoperability for Microwave Access Стандарт IEEE 802.16 - стандарт беспроводной связи, обеспечивающий широкополосную связь на значительные расстояния со скоростью, сравнимой с кабельными соединениями [48].

Название «WiMAX» было создано WiMAX Forum - организацией, которая основана в июне 2001 года с целью продвижения и развития WiMAX. Форум описывает WiMAX как «основанную на стандарте технологию,

предоставляющую высокоскоростной беспроводной доступ к сети, альтернативной выделенным линиям и DSL».

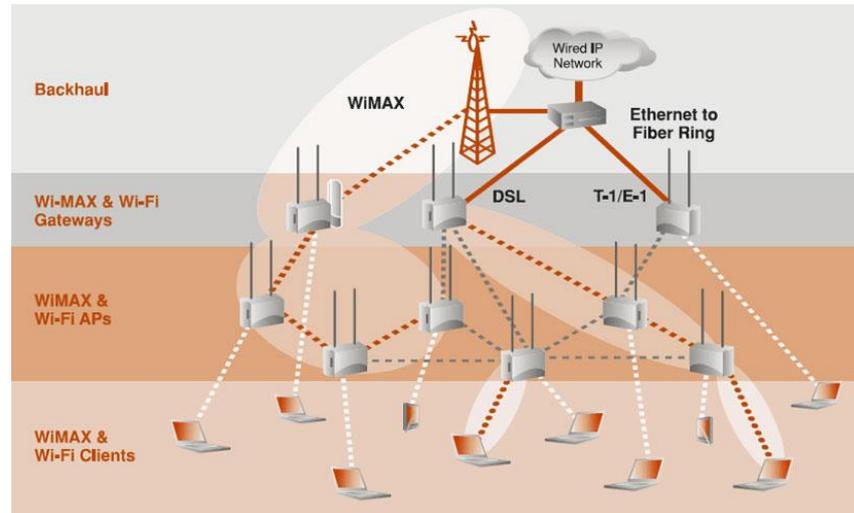


Рис.4.1. Применение WiMAX и Wi-Fi [48].

WiMAX подходит для решения следующих задач:

- Соединение точек доступа Wi-Fi друг с другом и другими сегментами Интернета.
- Обеспечения беспроводного широкополосного доступа как альтернативы выделенным линиям и DSL.
- Предоставление высокоскоростных сервисов передачи данных (до 3Мб/с) и телекоммуникационных услуг.
- Создание точек доступа, не привязаны к географическому положению.

WiMAX позволяет осуществлять доступ в Интернет на высоких скоростях, с гораздо большим покрытием, чем у Wi-Fi сети. Это позволяет использовать технологию в качестве «магистральных каналов», продолжением которых выступают традиционные DSL-и выделенные линии, а также локальные сети. В результате подобный подход позволяет создавать высокоскоростные сети в масштабах целых городов.

Набор преимуществ присущ всему семейству WiMAX, однако его версии существенно отличаются друг от друга. Разработчики стандарта искали оптимальные решения как для фиксированного, так и для мобильного применения, но совместить все требования в рамках одного стандарта не удалось. Хотя ряд базовых требований совпадает, нацеленность технологий на

разные рыночные ниши привела к созданию двух отдельных версий стандарта (вернее, их можно считать двумя разными стандартами). Каждая из спецификаций WiMAX определяет свои рабочие диапазоны частот, ширину полосы пропускания, мощность излучения, методы передачи и доступа, способы кодирования и модуляции сигнала, принципы повторного использования радиочастот и прочие показатели. А потому WiMAX системы, основанные на версиях стандарта IEEE 802.16e и d, практически несовместимы. Краткие характеристики каждой из версий приведены ниже.

802.16-2004 (известен также как 802.16d и фиксированный WiMAX) [48]. Спецификация утверждена в 2004 году. Используется ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), поддерживается фиксированный доступ в зонах с наличием или отсутствием прямой видимости. Пользовательские устройства представляют собой стационарные модемы для установки вне и внутри помещений, а также PCMCIA-карты для ноутбуков. В большинстве стран под эту технологию отведены диапазоны 3,5 и 5 ГГц. По сведениям WiMAX Forum, насчитывается уже около 175 внедрений фиксированной версии. Многие аналитики видят в ней конкурентную или взаимодополняющую технологию проводного широкополосного доступа DSL.

802.16-2005 (известен также как 802.16e и мобильный WiMAX) [48]. Спецификация утверждена в 2005 году. Это - новый виток развития технологии фиксированного доступа (802.16d). Оптимизированная для поддержки мобильных пользователей версия поддерживает ряд специфических функций, таких как хэндовер, «idle mode» и роуминг. Применяется масштабируемый OFDM-доступ (SOFDMA), возможна работа при наличии либо отсутствии прямой видимости. Планируемые частотные диапазоны для сетей Mobile WiMAX таковы: 2.3-2.5 ГГц; 2,5-2,7 ГГц, 3.3-3.5 ГГц и т.д. В мире реализованы несколько пилотных проектов, а недавно оператор Sprint анонсировал старт проекта национального масштаба. Конкурентами 802.16e являются все мобильные технологии третьего поколения (например, EV-DO, HSxPA).

Основное различие двух технологий состоит в том, что фиксированный WiMAX позволяет обслуживать только «статичных» абонентов, а мобильный ориентирован на работу с пользователями, передвигающимися со скоростью до 120 км/час. Мобильность означает наличие функций роуминга и «бесшовного» переключения между базовыми станциями при передвижении абонента (как происходит в сетях сотовой связи). В отдельных случаях мобильный WiMAX может применяться и для обслуживания фиксированных пользователей.

Многие телекоммуникационные компании делают большие ставки на использование WiMAX для предоставления услуг высокоскоростной связи. А тому есть несколько причин. Во-первых, технологии семейства 802.16 позволяют экономически более эффективно (по сравнению с проводными технологиями) не только предоставлять доступ в сеть новым клиентам, но и расширять спектр услуг и охватывать новые труднодоступные территории. Во-вторых, беспроводные технологии многим более просты в использовании, чем традиционные проводные каналы. WiMAX и Wi-Fi сети просты в развертывании и по мере необходимости легко масштабируются. Этот фактор оказывается очень полезным, когда необходимо развернуть большую сеть в кратчайшие сроки. Все эти преимущества позволяют снизить цены на предоставление услуг высокоскоростного доступа в Интернет как для бизнес структур, так и для частных лиц [48].

Оборудование для использования сетей WiMAX поставляется несколькими производителями и может быть установлено как в помещении (устройства размером с обычный DSL модем), так и вне его (устройства размером с ноутбук). Следует отметить, что оборудование, которое рассчитано на размещение внутри помещений и не требует профессиональных навыков при установке, конечно, более удобно, способное работать на значительно меньших расстояниях от базовой станции, чем профессионально установленные внешние устройства. Поэтому оборудование, установленное внутри помещений требует намного больших инвестиций в развитие инфраструктуры сети, так как предусматривает использование гораздо большего числа точек доступа.

С изобретением мобильного WiMAX все больший акцент делается на разработке мобильных устройств. В том числе специальных телефонных трубок (похожи на обычный мобильный смартфон), и компьютерной периферии (USB радио модулей и PC card).

Применение технологии WiMAX требует разработки аппаратуры, работающей в одном из трех поддиапазонов этой технологии. Из приведенного выше подробного обзора путей развития современных информационных технологий с применением сотовой телефонии следует необходимость разработки алгоритма широкополосных антенн, работающих в гигагерцовом диапазоне на 2 и 3 выделенных частотах. В отличие от существующих стандартов, где выделенные части жёстко фиксированы, в новом поколении эти частоты изменяются от одного проекта к другому. Эти изменения рабочих частот достигают единицу гигагерц. Вторым важным обстоятельством является широкая рабочая полоса не менее 0.2 ГГц, которая определяет класс применяемых антенн как широкополосные. Поэтому разработанная антенна в главе 2 работы печатной антенны может быть использована как базовой элемент многочастотной антенны.

Поэтому возникает необходимость создания двухдиапазонных антенн сотовых телефонов. Из литературы известны двухдиапазонные печатные антенны, изготовленные в виде многослойных структур. Для расширения рабочей полосы целесообразно применять широкополосные антенны типа «бабочка» [5, 8-11, 15, 16]. На рис.4.2-4.5 приведены конструкции таких антенн. Они отличаются формой реактивного элемента с емкостным характером реактивности, применяемым для расширения рабочей полосы по согласованию. В табл.4.1 приведены параметры антенн. На рис.4.6 и 4.7 приведены зависимости КСВ от частоты для четырех вариантов микрополосковых антенн, работающих в двух диапазонах частот стандартов GSM 1900 (1850 - 1990 МГц) и WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц). На рис.4.8-3.11 показаны ДН в плоскости E и в плоскости H для микрополосковых антенн, представленных на рис.4.2-4.5.

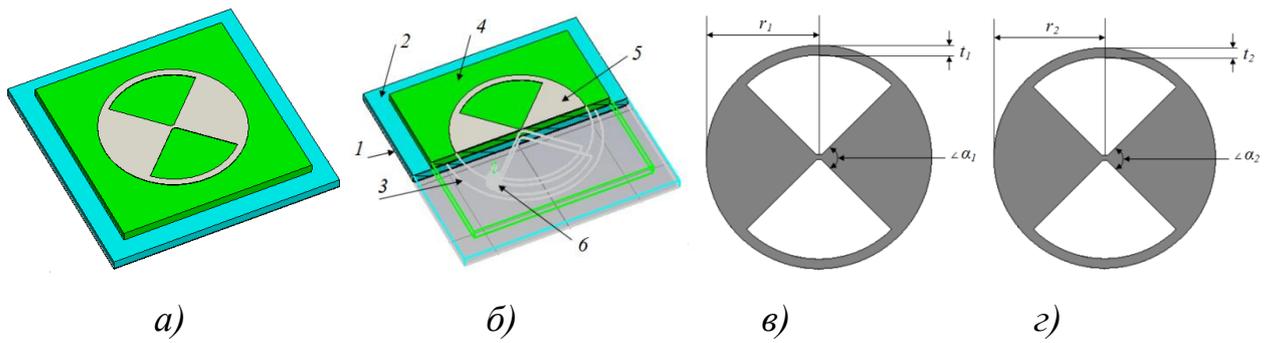


Рис.4.2. Антенна 1: *a* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *б* - коаксиальное питание.

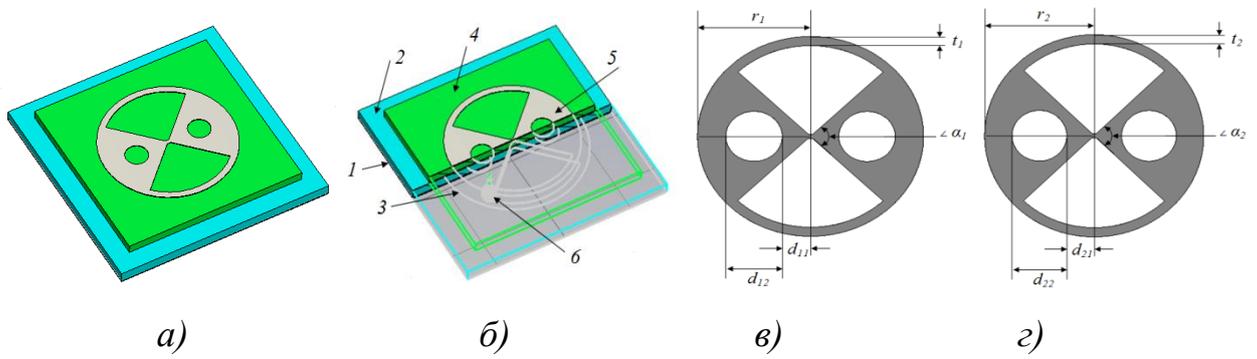


Рис.4.3. Антенна 2: *a* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *б* - коаксиальное питание.

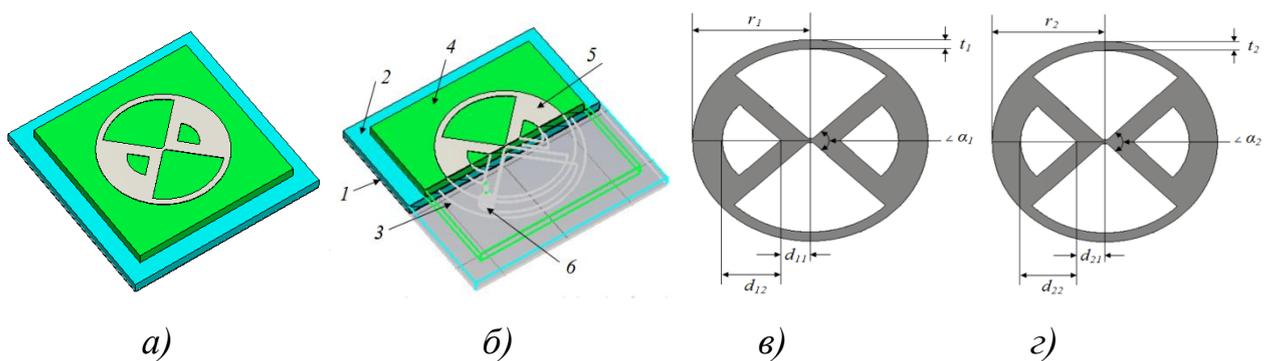


Рис.4.4. Антенна 3: *a* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *б* - коаксиальное питание.

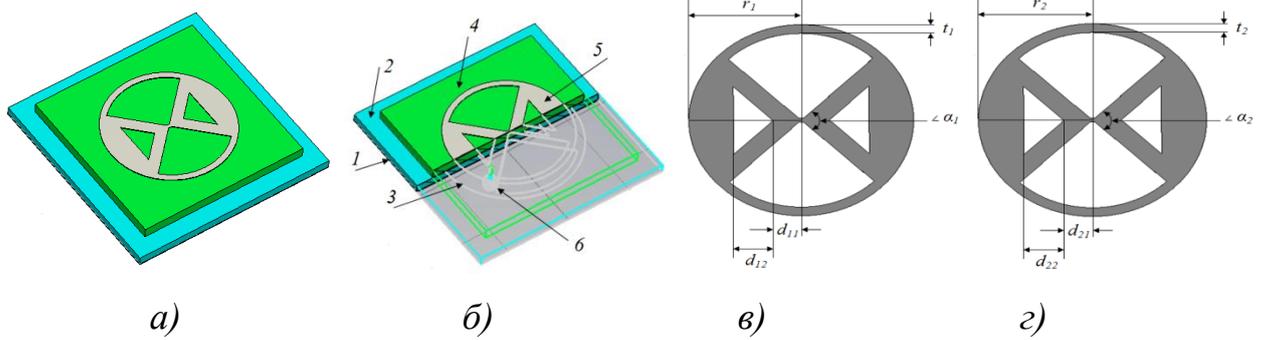


Рис.4.5. Антенна 4: *а* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *б* - коаксиальное питание.

Табл.4.1. Значения параметров антенн, показанных на рис.4.2-4.5 (размер экрана: 60x60 мм²).

Типы антенн	Диэлектрики				Бабочки									
	1-й диэлектрик		2-й диэлектрик		1-ая бабочка					2-ая бабочка				
	$a_1 \times b_1 \times h_1$, мм ³	ϵ_1	$a_2 \times b_2 \times h_2$, мм ³	ϵ_2	r_1 , мм	d_{11} , мм	d_{12} , мм	α_1 , град	t_1 , мм	r_2 , мм	d_{21} , мм	d_{22} , мм	α_2 , град	t_2 , мм
Рис.4.2	60x60x2.5	2.5	50x50x2.5	2.5	20.8	-	-	90	1.9	18.2	-	-	90	1.6
Рис.4.3	60x60x3	3	50x50x2.5	2.5	20.3	6.77	6.77	90	2	18.2	6.07	6.07	90	1.8
Рис.4.4	60x60x3	3	50x50x3	2.5	20.6	5.15	6.83	90	1.8	18.1	6.03	4.53	90	1.6
Рис.4.5	60x60x2.5	3	50x50x3	3	20.7	5.18	6.9	90	1.8	18.2	4.55	6.07	90	1.7

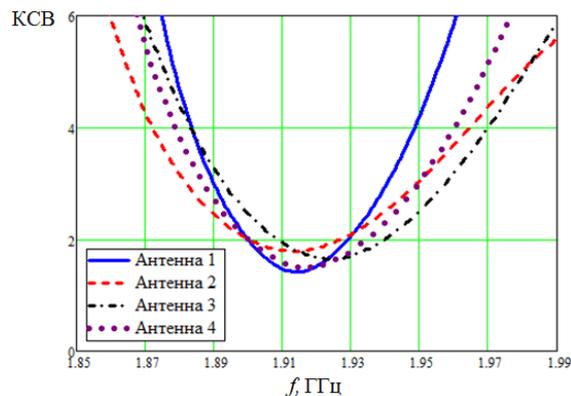


Рис.4.6. Графики зависимости КСВ от частоты в полосе GSM 1900 (1850 - 1990 МГц).

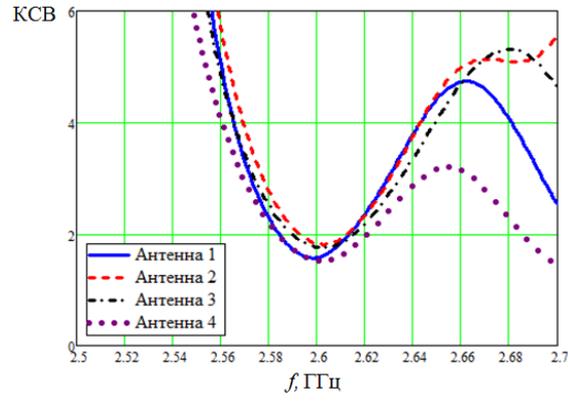


Рис.4.7. Графики зависимости КСВ от частоты в полосе WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц).

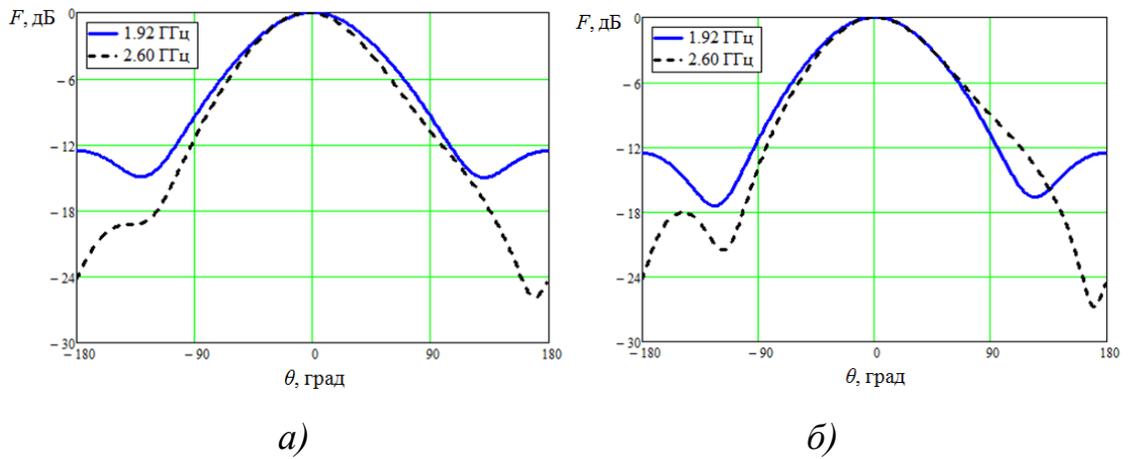


Рис.4.8. ДН антенны 1 в плоскостях E (а) и H (б).

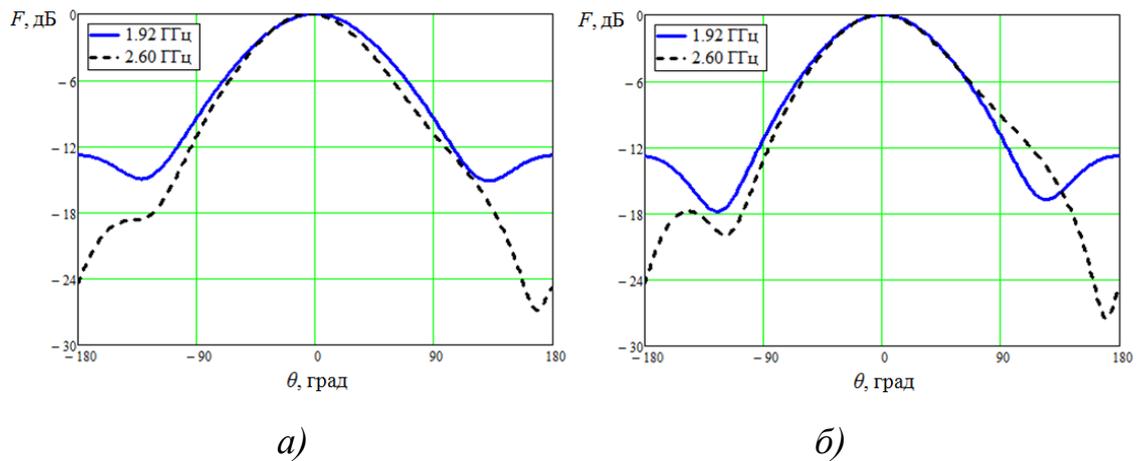


Рис.4.9. ДН антенны 2 в плоскостях E (а) и H (б).

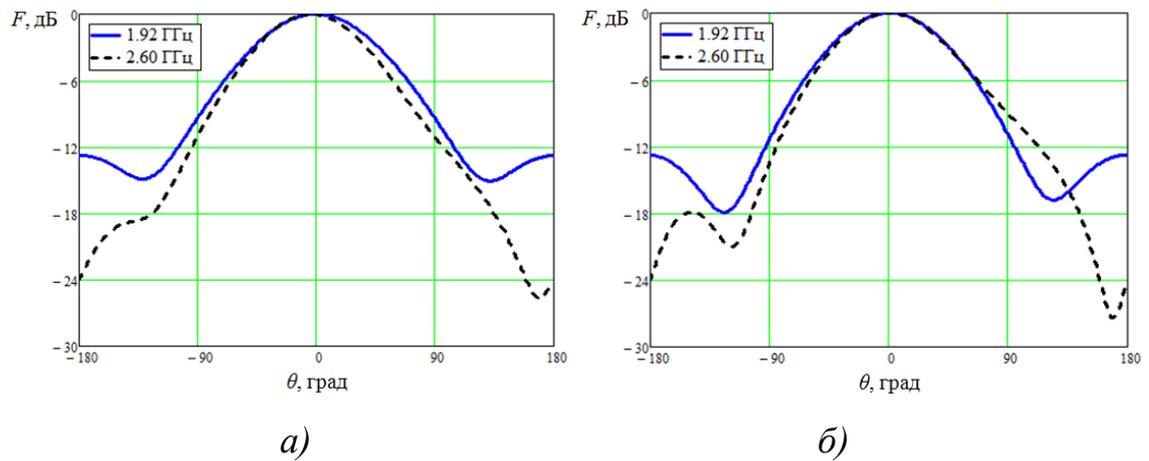


Рис.4.10. ДН антенны 3 в плоскостях Е (а) и Н (б).

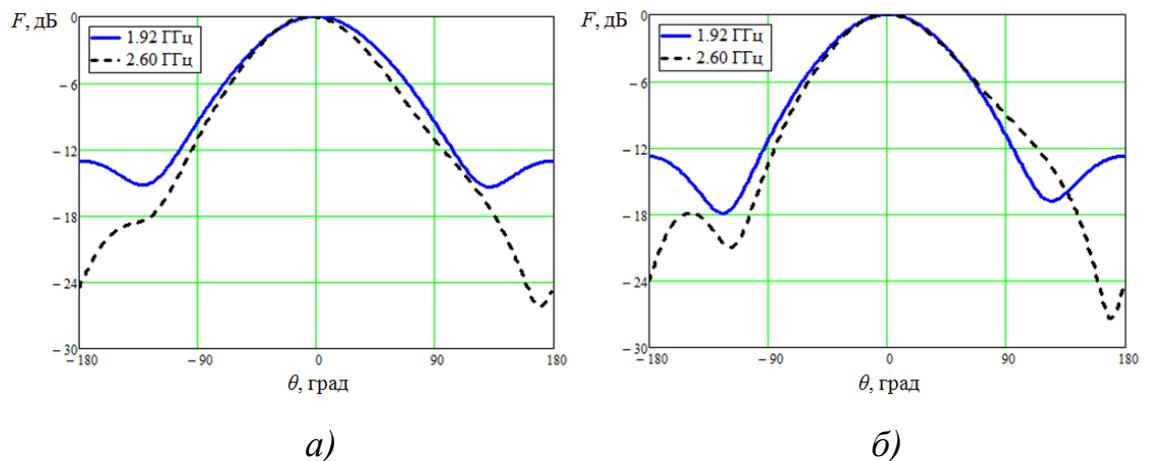


Рис.4.11. ДН антенны 4 в плоскостях Е (а) и Н (б).

Результаты моделирования показывают, что все рассмотренные варианты обеспечивают работу в полосе, соответствующей диапазонам GSM 1900 (1850-1990 МГц) и WiMAX (2.5-2.69 ГГц), а также требуемую форму ДН.

4.4. Трёхчастотные печатные антенны сотовых телефонов и их характеристики

Из литературы известны трёхдиапазонные печатные антенны, изготовленные в виде многослойных структур. Для расширения рабочей полосы целесообразно применять широкополосные антенны типа «бабочка». На рис.4.12-4.15 приведены конструкции таких антенн. Они отличаются формой реактивного элемента с емкостным характером реактивности, применяемым для расширения рабочей полосы по согласованию. В табл.3.2 приведены параметры антенн. На рис.4.16-4.18 приведены зависимости КСВ от

частоты для четырех вариантов микрополосковых антенн, работающих в трёх диапазонах частот стандартов GSM 1900 (1850 - 1990 МГц), WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц) и WiMAX (3.3 - 3.5 ГГц). На рис.3.19-3.22 показаны ДН в плоскости Е и в плоскости Н для микрополосковых антенн, представленных на рис.4.12-4.15.

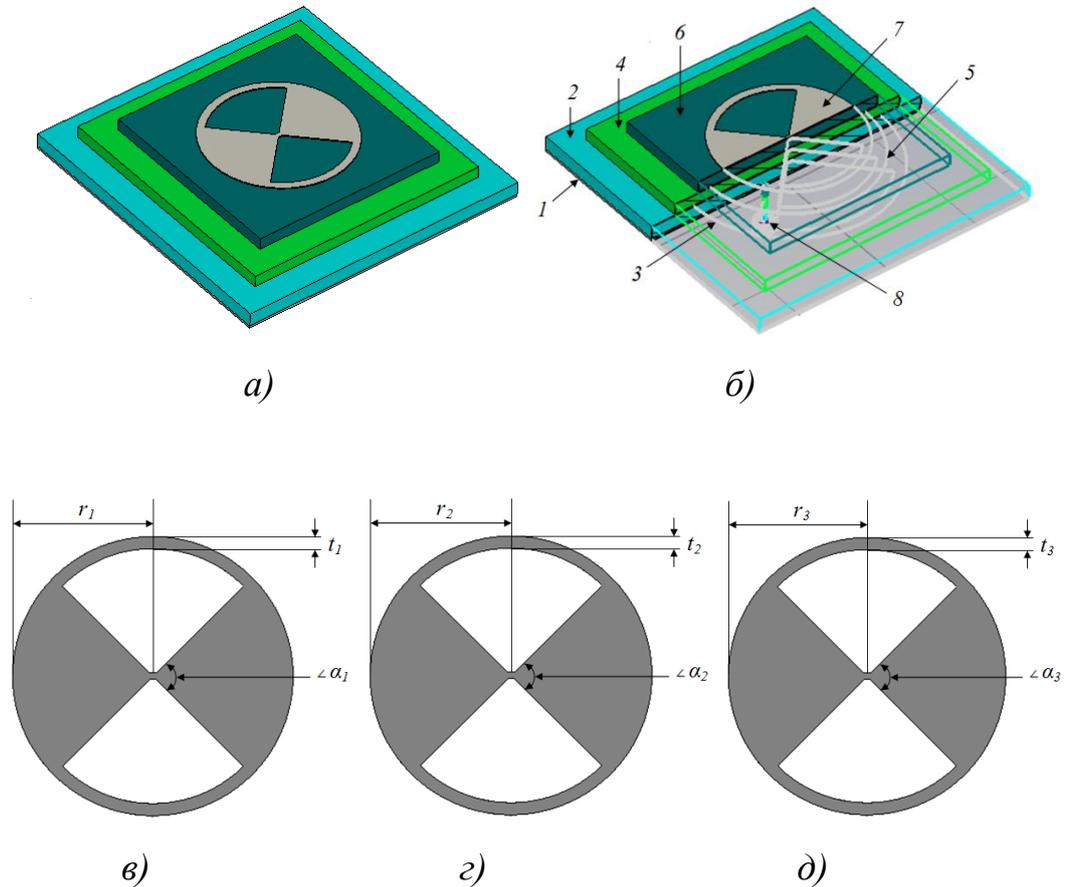


Рис.4.12. Антенна 5: *a* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *д* - размер третьей бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *6* - третий диэлектрик, *7* - третья бабочка, *8* - коаксиальное питание.

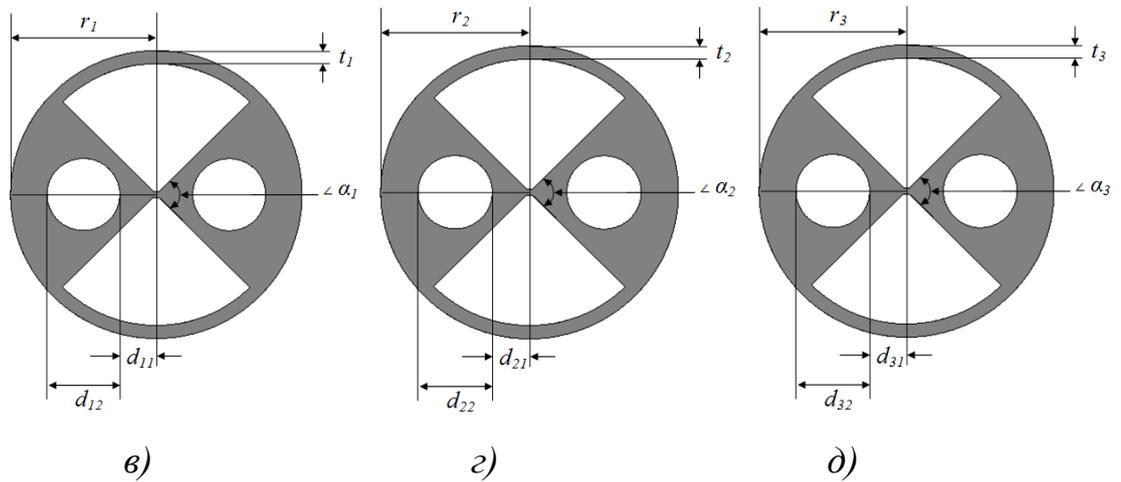
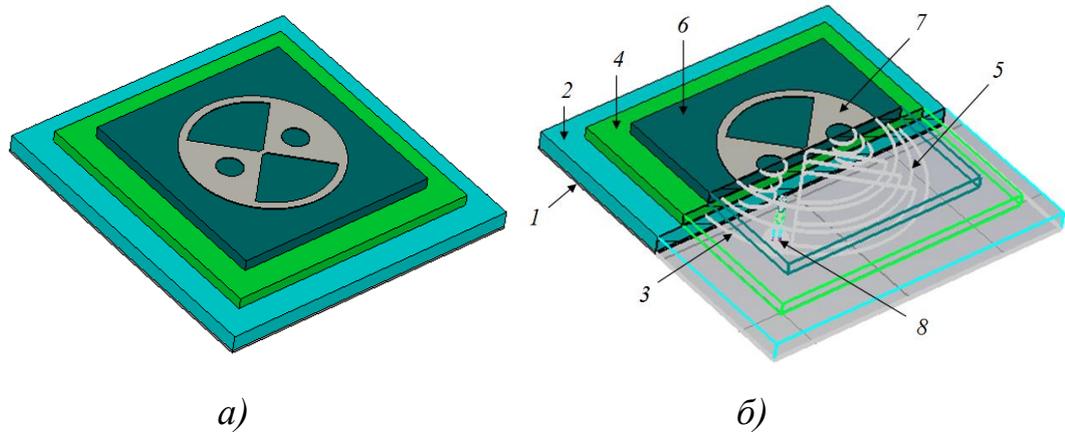


Рис.4.13. Антенна б: а - общий вид, б - продольный разрез структуры, в - размер первой бабочки, з - размер второй бабочки, д - размер третьей бабочки, 1 - экран, 2 - первый диэлектрик, 3 - первая бабочка, 4 - второй диэлектрик, 5 - вторая бабочка, 6 - третий диэлектрик, 7 - третья бабочка, 8 - коаксиальное питание.

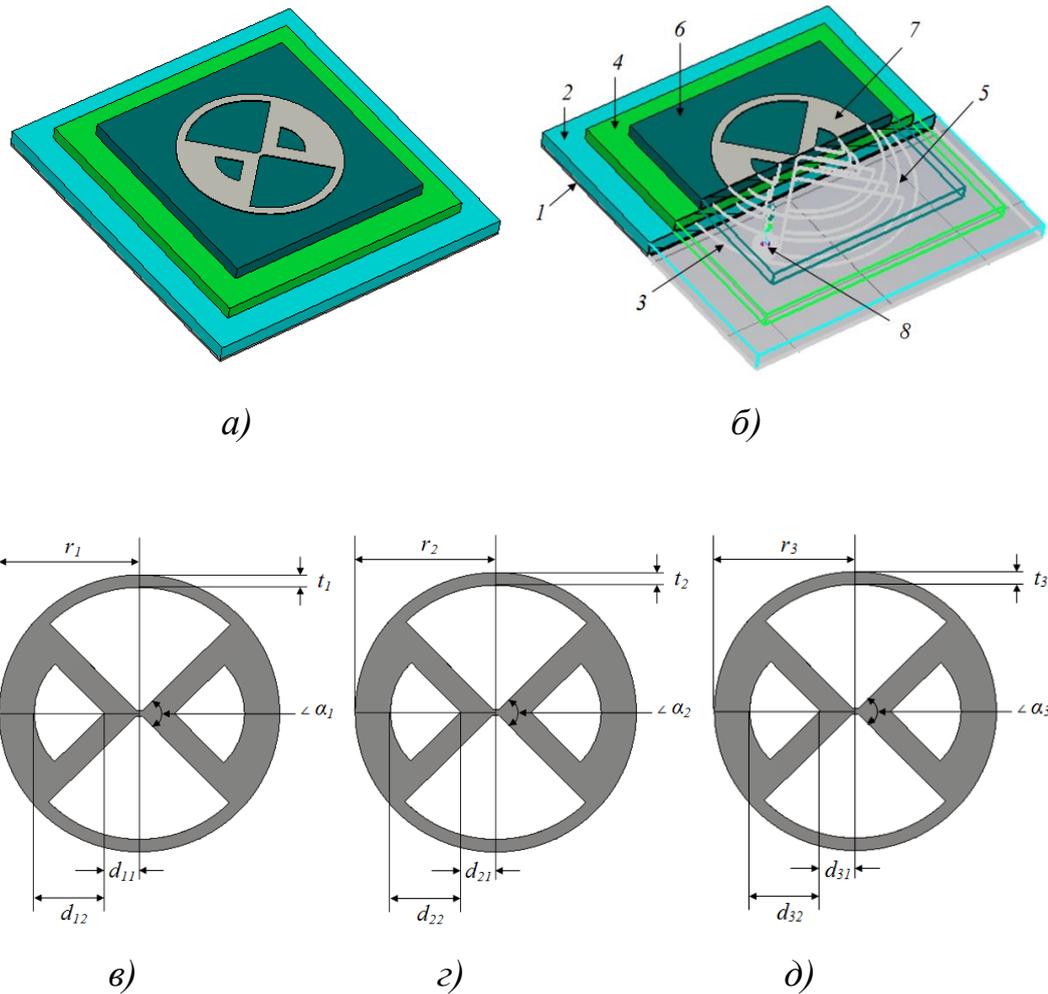


Рис.4.14. Антенна 7: *а* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *д* - размер третьей бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *6* - третий диэлектрик, *7* - третья бабочка, *8* - коаксиальное питание.

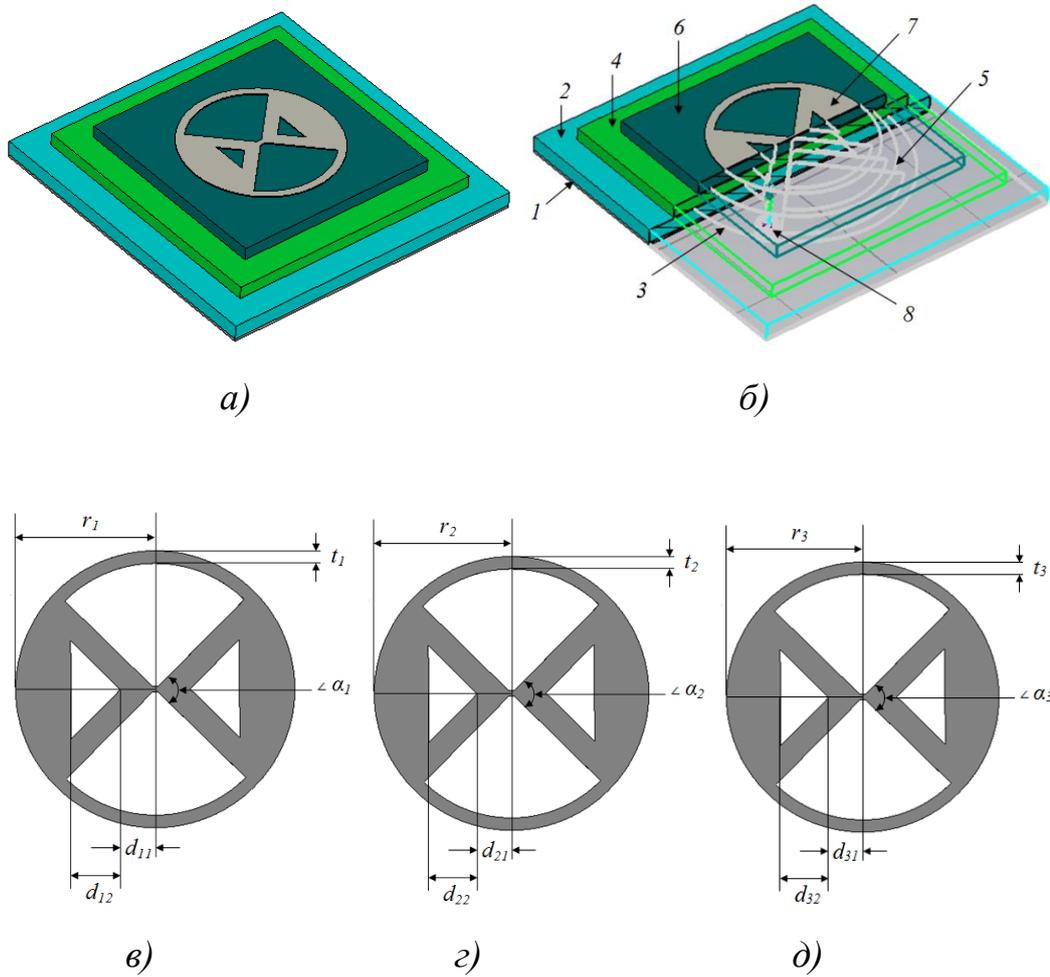
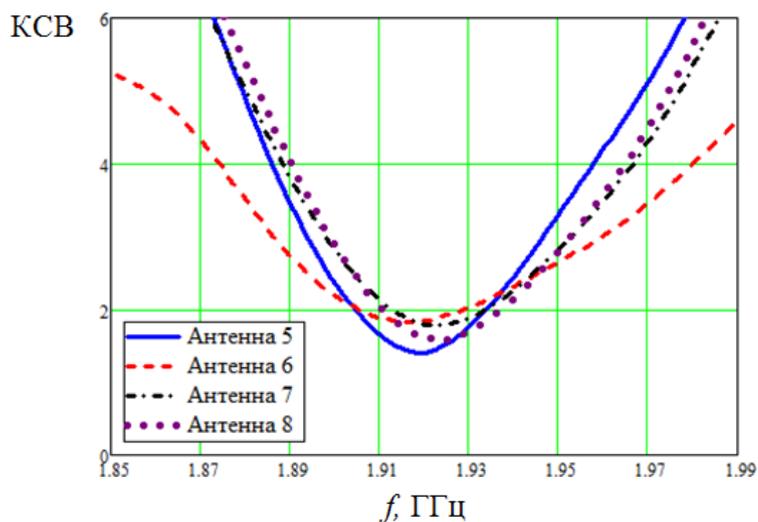


Рис.4.15. Антенна 8: *а* - общий вид, *б* - продольный разрез структуры, *в* - размер первой бабочки, *г* - размер второй бабочки, *д* - размер третьей бабочки, *1* - экран, *2* - первый диэлектрик, *3* - первая бабочка, *4* - второй диэлектрик, *5* - вторая бабочка, *6* - третий диэлектрик, *7* - третья бабочка, *8* - коаксиальное питание.

Табл.4.2. Значения параметров антенн, показанных на рис.4.12-4.15.

Типы антенн	Экран	Диэлектрики					
		Первый диэлектрик		Второй диэлектрик		Третий диэлектрик	
	$a_1 \times b_1$, мм ²	$a_1 \times b_1 \times h_1$, мм ³	ϵ_1	$a_2 \times b_2 \times h_2$, мм ³	ϵ_2	$a_3 \times b_3 \times h_3$, мм ³	ϵ_3
Рис.4.12	60x60	60x60x2.8	3	50x50x2.4	3	40x40x2.4	3
Рис.4.13	60x60	60x60x3.2	3	50x50x2.2	3	40x40x2.2	3
Рис.4.14	60x60	60x60x2.8	3	50x50x2.4	3	40x40x2.4	3
Рис.4.15	60x60	60x60x2.8	3	50x50x2.4	3	40x40x2.4	3

Типы антенн	Бабочки														
	Первая бабочка					Вторая бабочка					Третья бабочка				
	r_1 , мм	d_{11} , мм	d_{12} , мм	α_1 , град	t_1 , мм	r_2 , мм	d_{21} , мм	d_{22} , мм	α_2 , град	t_2 , мм	r_3 , мм	d_{31} , мм	d_{32} , мм	α_3 , град	t_3 , мм
Рис.4.12	20.8	-	-	90	2.1	17.3	-	-	90	1.7	14.5	-	-	90	1.5
Рис.4.13	20.2	6.73	6.73	90	2.2	17.3	5.77	5.77	90	1.7	14.5	4.83	4.83	90	1.5
Рис.4.14	20.6	5.15	6.87	90	2.1	17.3	4.33	5.77	90	1.7	14.5	3.63	4.83	90	1.5
Рис.4.15	20.7	5.18	4.88	90	2.1	17.3	4.33	4.08	90	1.7	14.5	3.63	3.42	90	1.5

**Рис.4.16.** Графики зависимости КСВ от частоты в полосе GSM 1900 (1850 - 1990 МГц).

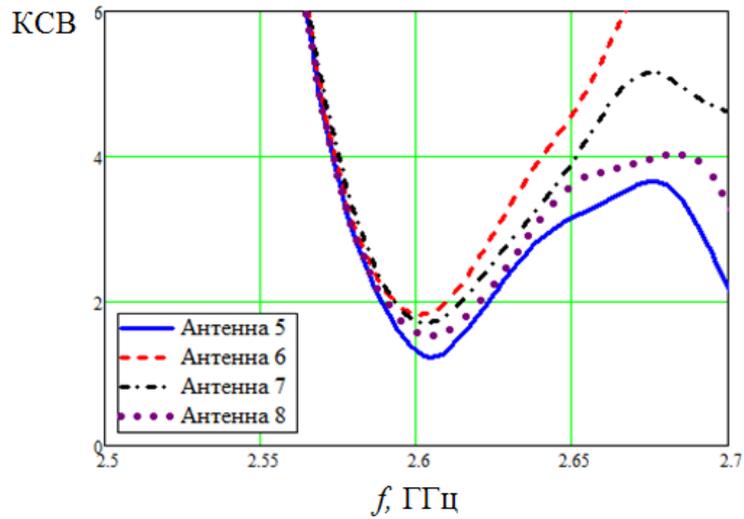


Рис.4.17. Графики зависимости КСВ от частоты в полосе WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц).

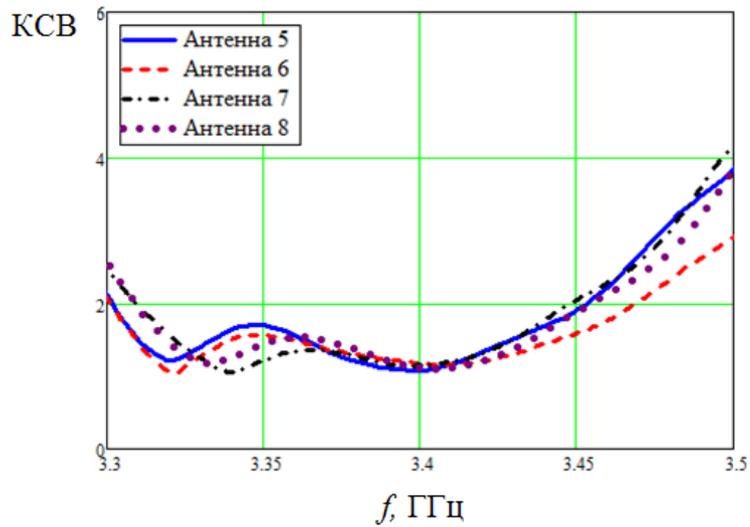


Рис.4.18. Графики зависимости КСВ от частоты в полосе WiMAX (3.3 - 3.5 ГГц)

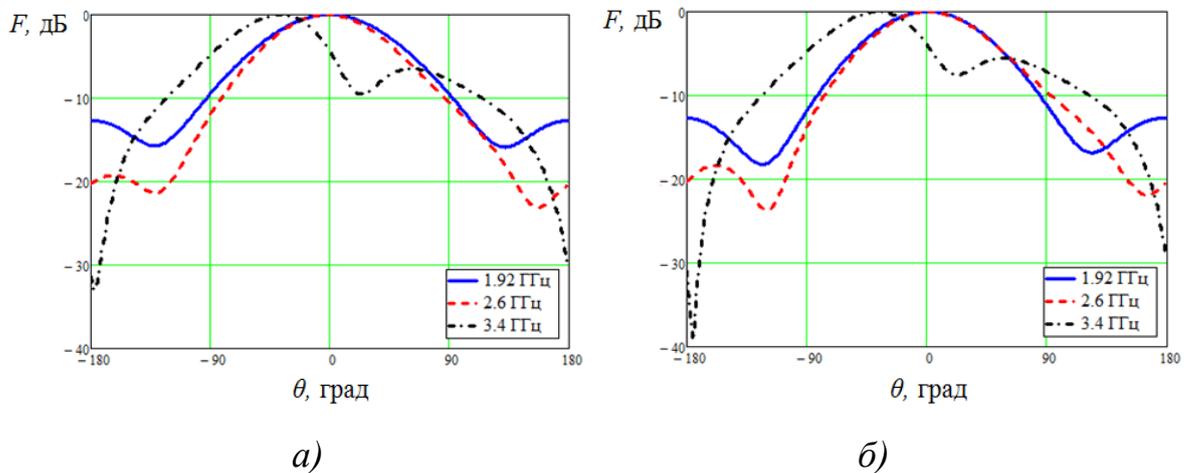
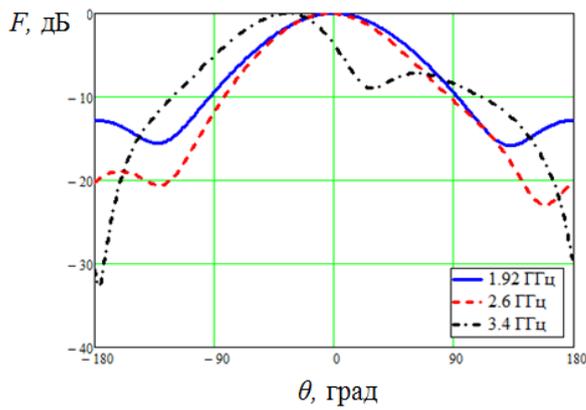
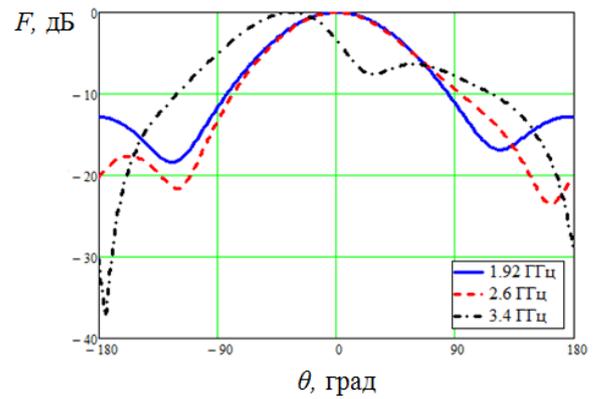


Рис.4.19. ДН антенны 5 в плоскостях Е (а) и Н (б).

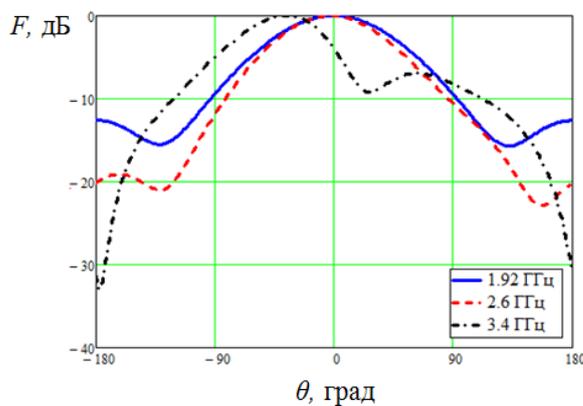


а)

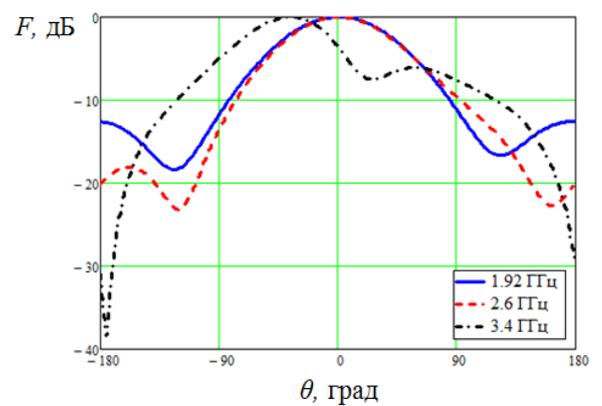


б)

Рис.4.20. ДН антенны 6 в плоскостях Е (а) и Н (б).

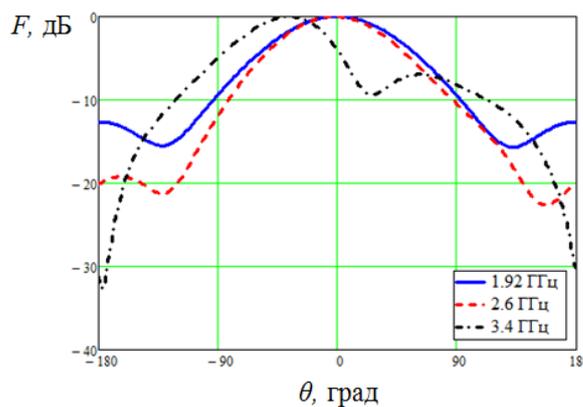


а)

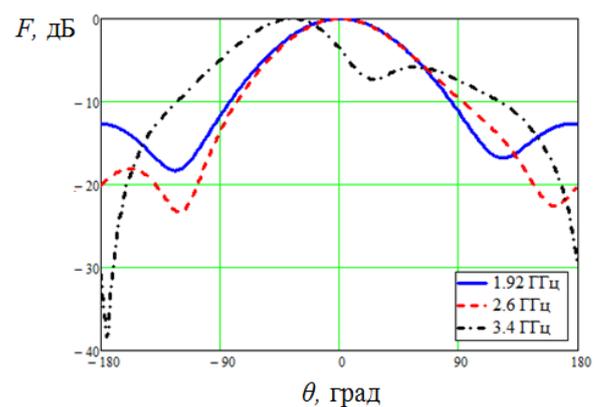


б)

Рис.4.21. ДН антенны 7 в плоскостях Е (а) и Н (б).



а)



б)

Рис.4.22. ДН антенны 8 в плоскостях Е (а) и Н (б).

Результаты моделирования показывают, что все рассмотренные варианты обеспечивают работу в полосе, соответствующей диапазонам GSM 1900 (1850 - 1990 МГц), WiMAX (2.5 - 2.69 ГГц) и WiMAX (3.3 - 3.5 ГГц), а также требуемую форму ДН.

4.5. Выводы

В этой части рассмотрены особенности моделирования микрополосковых антенн сотовых телефонов. Представлены электродинамические модели антенн, работающих в двух и трёх диапазонах. Предложены варианты конструкций, обеспечивающих безопасную работу пользователя.

Результаты электродинамического моделирования представлены в виде частотных характеристик антенны и характеристик направленности. Зависимости КСВ по напряжению от частоты показывают возможность двух- и трёхдиапазонной работы антенны.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ ТИПА «БАБОЧКА» ЧАСТОТНЫХ ДИАПАЗОНОВ WiMAX

5.1. Конструкция печатной антенны «бабочка»

По параметрам, полученным в процессе электродинамического моделирования и параметрической оптимизации, был выполнен экспериментальный образец однослойной антенны типа «бабочка». В ходе его разработки была дана оценка технологичности конструкции разрабатываемых антенн и рассмотрены возможности их практической реализации при использовании существующих технологий изготовления, элементной базы и материалов. Фотография антенны приведена на рис.5.1. На фотографии отмечены основные параметры, а также обозначены точки возбуждения антенны. Кроме того, для практической реализации диапазонного режима работы немаловажным фактором является хорошая воспроизводимость электрофизических параметров подложки. В данном случае, оценка воспроизводимости параметров подложки не проводилась из-за сложности измерений и отсутствия необходимого оборудования. Также немаловажным фактором является точность изготовления модели, которая зависит от условий и технологии изготовления. Следует отметить, что технология изготовления печатных антенн в серийном производстве достаточно хорошо отлажена и поэтому промышленный образец будет иметь меньшие погрешности изготовления, а, следовательно, и обеспечит лучшие характеристики, чем данная модель. Предварительное моделирование погрешностей изготовления антенны, а также электродинамический расчет характеристик показали слабую зависимость характеристик направленности и частотных характеристик от величины погрешности в пределах технологических допусков на изготовление печатных плат.

Целью экспериментального исследования было снятие диаграмм направленности и построение частотных характеристик согласования. Эти

данные позволяют оценить выходные характеристики одной из рассмотренных выше электродинамических моделей.

Для макетирования излучателя был выбран двухсторонний фольгированный диэлектрик с толщиной подложки 2 мм. Параметры материала приведены ниже. На поверхность фольгированного диэлектрика был нанесен рисунок излучателя типа «бабочка» с последующим удалением лишних металлизированных областей.

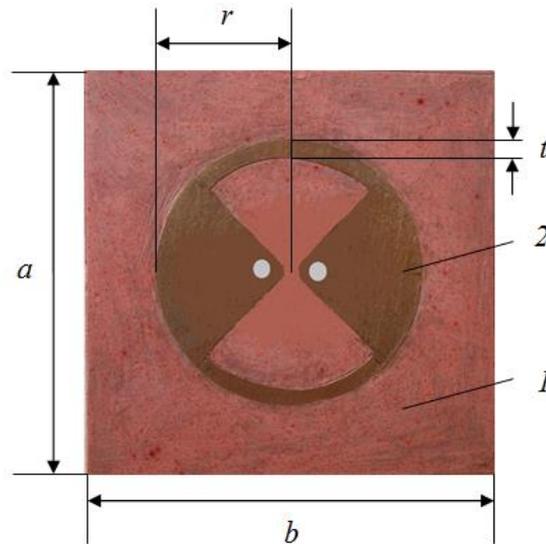


Рис.5.1. Печатная антенна «бабочка». 1 - диэлектрик, 2 - бабочка.

Параметры печатной антенны «бабочка»:

- диэлектрик: $a = b = 40$ мм; толщина $h = 2$ мм; $\varepsilon = 5$;
- бабочка: радиус $r = 13$ мм; ширина шлейфа $t = 1.5$ мм.

Показанная на рис.5.1 антенна, выполнена в соответствии с рассчитанными параметрами электродинамической модели. Возбуждение антенны осуществляется в центре с помощью стандартной коаксиальной линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом.

5.2. Результаты эксперимента печатной антенны «бабочка»

Характеристики направленности и согласования антенны типа «бабочка» измерялись на современном оборудовании в безэховой камере. Фотография лабораторной установки при изменении КСВ антенны приведена на рис.5.2. Фотография излучателя в безэховой камере показана на рис.5.3. Стены

безэховой камеры обложены радиопоглощающим материалом (РПМ). Радиопоглощающее покрытие (РПП) обеспечивает поглощение излучения в рабочих диапазонах частот.



Рис.5.2. Прибор измерения характеристик печатной антенны «бабочка».



Рис.5.3. Печатная антенна «бабочка» в процессе измерения характеристик.

Для экспериментального исследования характеристик направленности излучатель был установлен на поворотное устройство. На рис.5.4 приведена экспериментальная зависимость КСВ от частоты в полосе WiMAX. Следует отметить, что экспериментальная зависимость КСВ от частоты существенно отличается от расчетной. Это связано с применением симметрирующего устройства, сужающего рабочую полосу. Полученные в ходе эксперимента ДН, приведены на рис.5.5 и 5.6. На рис. 5.5 показаны ДН в плоскости E. На рис.5.6

показаны ДН в плоскости Н. Из рисунков видно, что ширина ДН мало отличается от соответствующего расчетного значения.

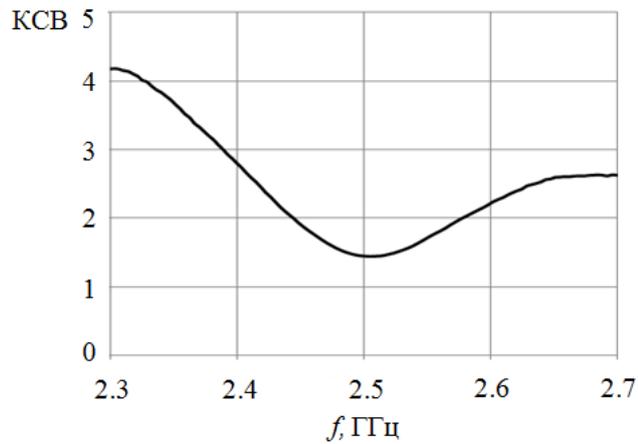


Рис.5.4. Зависимость КСВ от частоты в полосах WiMAX: (2.3-2.5 ГГц) и (2.5-2.69 ГГц).

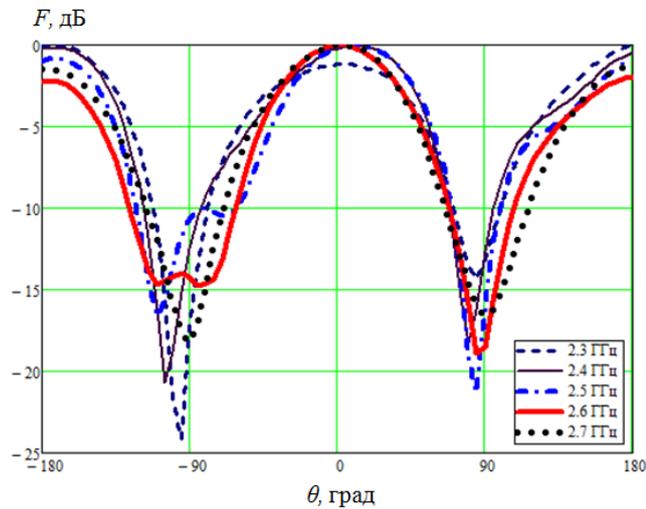


Рис.5.5. ДН печатной антенны «бабочка» в плоскости Е.

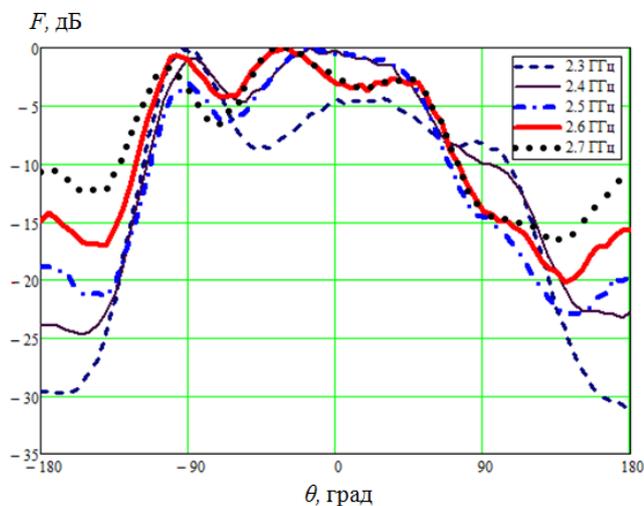


Рис.5.6. ДН печатной антенны «бабочка» в плоскости Н.

Ниже приводится сравнение экспериментальных и расчетных характеристик антенны.

5.3. Сравнение экспериментальных результатов с вычисленными результатами

При проведении экспериментальных исследований характеристик излучателя Вивальди были получены зависимости КСВ от частоты, показанные на рис.5.4. Однако для оценки степени согласования исследуемой экспериментальной модели возникает необходимость сравнения этой зависимости с расчетной зависимостью. На рис. 5.7 представлены экспериментальная и расчетная зависимости КСВ от частоты. Из рисунка видно, что электродинамическая модель лучше согласована в рабочей полосе частот, чем экспериментальная модель. Это связано с необходимостью симметрирования экспериментальной модели.

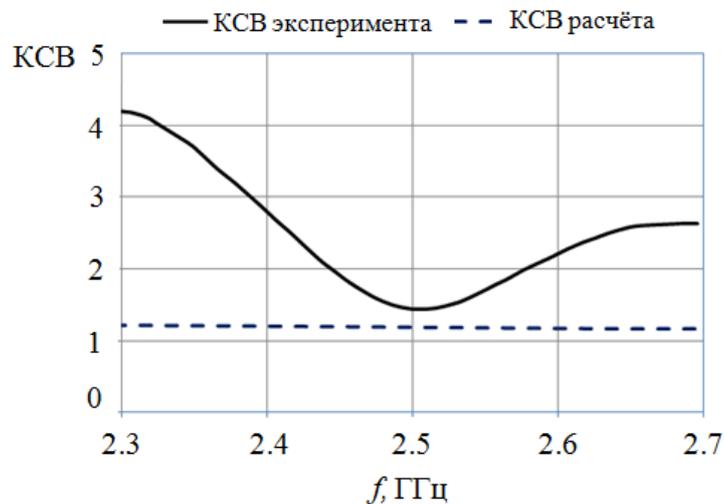


Рис.5.7. Сравнение эксперимента и расчёта зависимости КСВ от частоты в полосах WiMAX: (2.3-2.5 ГГц) и (2.5-2.69 ГГц).

На рис.5.8 совмещены теоретические и экспериментальные ДН в плоскости Е. Следует отметить хорошее совпадение численного и натурального эксперимента в области главного максимума. На рис.5.9 совмещены теоретические и экспериментальные ДН в плоскости Н.

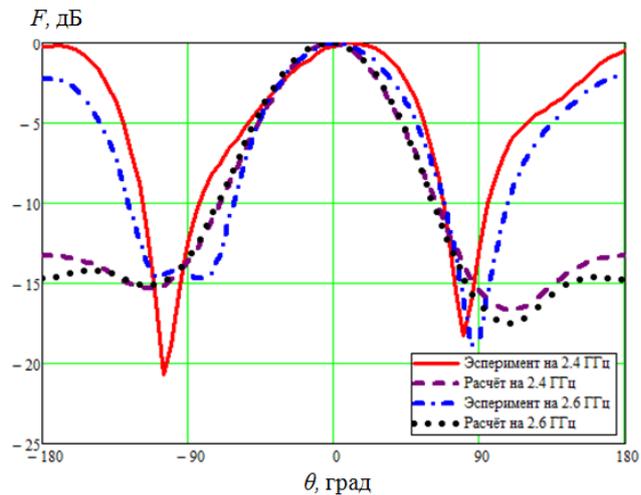


Рис.5.8. Сравнение ДН эксперимента и расчёта в плоскости Е в полосах WiMAX: (2.3-2.5 ГГц) и (2.5-2.69 ГГц).

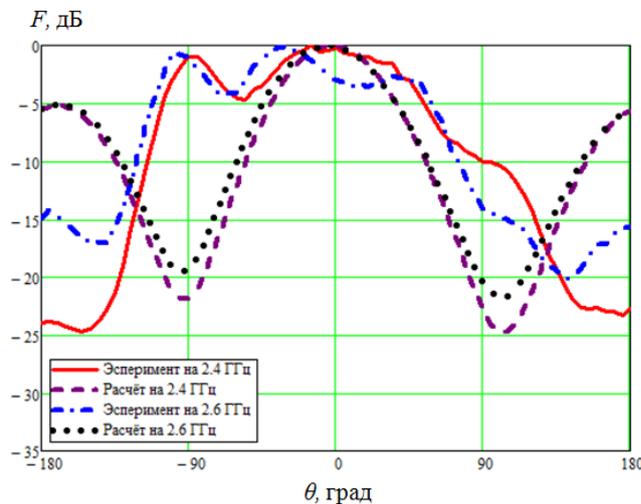


Рис.5.9. Сравнение ДН эксперимента и расчёта в плоскости Н в полосах WiMAX: (2.3-2.5 ГГц) и (2.5-2.69 ГГц).

5.4. Выводы

Таким образом, было проведено экспериментальное исследование характеристик направленности и частотных характеристик излучателя типа «бабочка». Проанализированы экспериментальные результаты. Показано хорошее совпадение результатов теоретических и экспериментальных исследований для характеристик направленности. Определены экспериментальные зависимости КСВ от частоты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были получены следующие результаты:

1. Проведен обзор и анализ антенн сотовых телефонов, а также тенденции их развития по пути расширения используемых частот. Выявлена необходимость создания антенн нового поколения сотовой связи. Эти антенны сотовых телефонов должны одновременно работать в нескольких рабочих диапазонах частот, и отличаются существенно более широкой полосой частот и желательны имеют ослабленное облучение абонента. Также следует отметить необходимость разработки антенн сотовых аппаратов с дополнением к существующим рабочим частотам более высоких рабочих частот на 2 ГГц и выше частоты.

2. Предположены широкополосные микрополосковые антенны, допускающие работу телефонного аппарата на двух частотах, при условии изготовления аппарата корпуса из диэлектрики. Проведено исследование характеристик направленности и согласование этих антенн численными методами показало возможность практического применения таких антенн при двухчастотной работы.

3. Предположены двухдиапазонные микрополосковые антенны типа «бабочка» с возбуждением от коаксиальной линии и электродинамически исследованы их согласование и направленные свойства. Эти антенны обеспечивают одновременную работу в диапазонах частот сотовой связи: GSM 1900 (1850-1990 МГц) и WiMAX (2.5-2.69 ГГц).

4. Предположены трёхдиапазонные микрополосковые антенны типа «бабочка» с возбуждением от коаксиальной линии и электродинамически исследованы их согласование и направленные свойства. Эти антенны обеспечивают одновременную работу в диапазонах частот сотовой связи: GSM 1900 (1850-1990 МГц), WiMAX (2.5-2.69 ГГц) и WiMAX (3.3-3.5 ГГц).

5. Разработана теория приближенного расчёта микрополоскового печатного излучателя, использующая теорию неоднородных нагруженных

линий с потерями на излучение. Эта теория позволяет выявить влияние различных параметров на характеристики антенны.

6. Выявлено уменьшение уровня облучения СВЧ излучения аппарата на оператора (абонента) в процессе работы с помощью печатного излучателя, размещенного на диэлектрической подложке с экраном.

7. Предложена методика наращивания рабочих диапазонов частот в разрабатываемой печатной антенне.

8. Экспериментально исследован микрополосковый печатный излучатель в частотных диапазонах WiMAX. Результаты эксперимента подтверждают теоретические результаты.

9. Основные результаты работы опубликованы в 05 статьях перечня рецензируемых научных изданий ВАК РФ, обсуждены на 07 научных конференциях, поданы 02 заявки на получение патента и внедрены в учебный процесс на кафедре “Радиофизика, антенны и микроволновая техника” МАИ.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АР - антенная решётка

АРУ - автоматическая регулировка усиления

ДН - диаграмма направленности

КВ - короткая волна

КНД - коэффициент направленного действия

КСВ - коэффициент стоячей волны

КСВН - коэффициент стоячей волны по напряжению

КУ - коэффициент усиления

ПА - печатная антенна

РПМ - радиопоглощающий материал

РПП - радиопоглощающее покрытие

РЭС - радиоэлектронная система

СВЧ - сверхвысокая частота

ЭВМ - электронно-вычислительная машина

DCS - digital cellular system

DSL - digital subscriber line

EV-DO - evolution-data optimized

FCC - federal communications commission

GSM - global system for mobile communications

HSxPA - high speed packet access

OFDM - orthogonal frequency-division multiplexing

PCMCIA - personal computer memory card international association

PCS - personal communications service

PDA - personal digital assistants

UMTS - universal mobile telecommunication systems

Wi-Fi - wireless fidelity

WiMAX - worldwide interoperability for microwave access

WLAN - wireless local area networks

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. С. 360706 СССР Широкополосная антенная решетка.
2. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. М.: Связьиздат. 1962.
3. Айзенберг Г.З. и др. Самодополнительные антенные решетки // Радиотехника. 1973. № 4. С. 44-49.
4. Бортовые цифровые антенные решётки и их элементы. Учебное пособие / Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин. М.: Радиотехника. 2012.
5. Буй Као Нинь, Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Буй Суан Кхоа. Двухдиапазонные печатные антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов 13-й международной конференции «Авиация и космонавтика - 2014». Москва. 17-21 ноября 2014. С. 18-20.
6. Буй Као Нинь. Антенны сотовых телефонов // Антенны. 2013. № 9. С.56-64.
7. Буй Као Нинь. Антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2013». Москва. 16-18 апреля 2013. С.212-213.
8. Буй Као Нинь. Печатные антенны сотовых телефонов // Материалы 3-й международной научно-практической конференции «Академическая наука-проблемы и достижения». Москва. 20-21 февраля 2014. Т. 1. С. 177-181.
9. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование двухдиапазонных печатных антенн сотовой связи // Тезисы докладов 12-й молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь - перспективные технологии». Москва. 11 декабря 2014. С. 364-366.
10. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование печатных антенн сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2014». Москва. 22-24 апреля 2014. С. 139-140.

11. Буй Као Нинь. Электродинамическое моделирование трёхдиапазонных микрополосковых антенн сотовых телефонов // Материалы IX международной научно-практической конференции «Актуальные вопросы науки, технологии и производства». Санкт-Петербург. 22-23 мая 2015.
12. Вишневыи В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G, Москва, Техносфера. 2009.
13. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л. Антенны и устройства СВЧ. Конспект лекций. М.: МАИ. 1974.
14. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Антенны и устройства СВЧ / под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 3-е. М.: Радиотехника. 2008.
15. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь, Кондратьева С.Г. Двухдиапазонные микрополосковые антенны сотовой связи // Антенны. 2015. № 1. С. 17-27.
16. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь. Широкополосные антенны сотовых телефонов // Антенны. 2014. № 2. С. 27-30.
17. Геннат Б. Перспективные методы бесштифтового оптического совмещения и бондирования внутренних слоёв МПП // Электроники. 2005. № 6.
18. Гринёв А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. Учебное пособие. М.: Радиотехника. 2012.
19. Дмитриев А.С. Широкополосные и сверхширокополосные прямохаотические системы связи // В кн. Сверхширокополосные системы в радиолокации и связи. Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета. 2003. С. 34-50.
20. Калинин В., Курушин А. Микрополосковые антенны для сотовых телефонов // Chip News. 2001. № 7. С. 6-12.
21. Кессених В., Иванов Е., Кондрашов З. Bluetooth: Принципы построения и функционирования // Chip News. 2001. № 7. С. 54-56.
22. Кондратьев Д.Н., Журавский В.Г. Использование наноструктурных материалов для повышения надёжности РЭА//Наноиндустрия. 2008. № 4. С.14.

23. Литун В.И., Прохорова В.В., Русов Ю.С., Голубцов М.Е. Печатная антенная решётка с интегрированными системами деления мощности // Труды 22-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. Сентябрь 2012.

24. Лось В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. ИПРЖР. 2002.

25. Максимов Е. Ю. Стержневая модель микрополосковой антенны / Е. Ю. Максимов, А. Н. Якимов // Новые промышленные технологии. Пенза. 2010. № 6. С. 37-39.

26. Минин Б.А. СВЧ и безопасность человека / Под общ. ред. М.М. Левина. М.: Советское радио. 1974.

27. Никитина Е.М. Эргономика-защита пользователей от негативных воздействий электромагнитных полей. М.: 1998.

28. Овчинникова Е.В., Буй Као Нинь, Фам Ван Винь, Нгуен Нгок Линь. Трёхдиапазонные печатные антенны сотовых телефонов // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2015». Москва. 21-23 апреля 2015. С.106-107.

29. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. Радио и связь. 1986.

30. Рамзей В. Частотно-независимые антенны. М.: Мир. 1968.

31. Ратынский М.А. Основы сотовой связи. М.: Радио и связь. 2000.

32. Ротхаммель К. Антенны. М.: Энергия. 1979.

33. Слюсар В.. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 8/2006.

34. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е. М.: Радиотехника. 2012.

35. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах. М.: Радиотехника. 2007.

36. Щелкунов Г. Электромагнитные излучения сотовых телефонов и защита от них // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 7/2008.
37. Abdul Kasim. Delivering Carrier Ethernet (Extending Ethernet Beyond The LAN). McGraw - Hill Communications. 2008.
38. Best S.R. Electrically Small Multiband Antennas // In: Multiband Integrated Antennas for 4G Terminal. Edited by D.A. Sanchez-Hernandez. Boston, USA. 2008.
39. Causley A.J. Design of Conformal Antennas for Telephone Handsets // In: Bachelor of Engineering Honours Thesis. The University of Queensland. 2002.
40. Ciais P., Luxey C., Diallo A., Staraj R., Kossiavas G. Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards // In: Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications. Chalmers University of Technology Gothenburg, Sweden. June 7-10, 2004.
41. Clarke R. A High Efficiency Bow-tie Antenna // Microwave Journal. 2001. № 8. P. 94-105.
42. Cummings N.P. Low profile integrated GPS and Cellular antenna // In: Master Thesis of Science in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg, Virginia. Oct. 31, 2001.
43. Daniel Sweeney. WiMAX Operator's Manual: Building 802.16 Wireless Networks, second edition. Apress. 2006.
44. Deepak Pareek. WiMAX: Taking Wireless to the MAX. Auerbach Publications. 2006.
45. Fujimoto K., James J.R. Mobile Antenna Systems Handbook, 2nd edition. Artech House. 2001.
46. Gazit E.. Improved design of the Vivaldi antenna // IEE Proc., Part H. 1988. V. 135. № 2, P. 89-92.
47. Gibson P.J. The Vivaldi Aerial // 9th Europ. Microwave Conf. Brighton. U.K. 1979. P. 101-105.
48. <http://spacegrad.ru/wiki/WiMAX>.

49. Janaswamy R. An accurate moment method model of the tapered slot antenna // IEEE Trans. Antennas and Propagation. Dec. 1989. V. 37. № 12. P.1523-1528.
50. Janaswamy R., Schaubert D.H. Analysis of tapered slot antenna // IEEE Trans. Antennas and Propagation. Sep. 1987. V. 35. № 9. P. 1058-1065.
51. Janaswamy R., Schaubert D.H. Analysis of the transverse electromagnetic mode linearly tapered slot antenna // Radio Science. 1986. V. 21. № 5. P. 797-804.
52. Jing X., Du Z., Gong K. A Compact Multiband Planar for Mobile Handsets // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Dec. 2006. V. 5. №.1. P. 343-345.
53. Kai Fong Lee, Wei Chen. Advances in microstrip and printed antennas. New York, Wiley Interscience. 1997.
54. Kin-Lu Wong. Planar Antennas for Wireless Communications. New York, Wiley-Interscience. 2003.
55. Korzeniowski T.L., Pozar D.M., Schaubert D.H., Yngvesson K.S. Imaging system at 94 GHz using tapered slot antenna elements // Proc. 8th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. 1983.
56. Lee J.J., Livingston S. Wideband Bunny-Ear radiating element // IEEE APS, International Symposium Digest. June, 1993. P. 1604-1607.
57. Li L.W., Leong M.S., Kooi P.S., Yeo T.S. Specific Absorption Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comparative Study Using FDTD Method // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2000. V. 14. P. 987-1000.
58. Liu Z.D., Hal P.S., Wake D. Dual Frequency Planar Inverted-F Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Oct. 1997. V. 45. № 10. P.1451-1457.
59. Lodge O. Electric Telegraphy. U.S. Patent 609 154. Aug. 15, 1898.
60. Minh-Chau T. Huynh. A Numerical and Experimental Investigation of Planar Inverted F Antennas for Wireless Communication Applications // In: Master Thesis of Science in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg, Virginia. Oct. 19, 2000.

61. Moon J.I., Park S.O. Small Chip Antenna for 2.4/5.8 GHz Dual ISM-Band Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Dec. 2003. V. 2. №1. P. 313-315.

62. Mustafa Secmen. Multiband and Wideband Antennas for Mobile Communication Systems // In: Recent Developments in Mobile Communications-A Multidisciplinary Approach. Edited by J.P. Maicas. Dec. 16. 2011. P.143-167.

63. Nakano M., et al. Small size Polarization Diversity Antenna. National Society Convention of IEICE, B-1-42. 1997.

64. New Fractal Antennas for Compact and Versatile Telecommunication Services. Product Feature Fractus SA. Microwave Journal. Jan. 2000. V. 43. № 1. P.196-204.

65. Ollikainen J., Kivekas O., Toropainen A., Vainikainen P. Internal Dual-Band Patch Antenna for Mobile Phones // Millennium Conference on Antennas & Propagation. Davos. April, 2000. CD-ROM SP-444.

66. Ollikainen J., Vainikainen P. Design and Bandwidth Optimization of Dual Resonant Patch Antennas // Helsinki University of Technology. Radio Laboratory Publications. Reports 252. Espoo. March, 2002.

67. Prasad S.N., Mahapatra S. A novel MIC slot line aerial // Proc. 9th Europ. Microwave Conf. Brighton. U.K. 1979. P. 120-124.

68. Rappoport T.S. Smart Antennas: Adaptive Arrays, Algorithms and Wireless Position Location // IEEE Press. 1998.

69. Redvik J. Overview of Small Antennas at EMW // COST 260 Management Committee and Working Groups Meeting. Small Antenna Group Antenna Research Center. Ericsson Microwave Systems. Gothenburg, Sweden. May 2-5, 2001.

70. Simons R.N., Dib N.I., Lee R.Q., Katehi L.P.B. Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna // IEEE Trans Antennas and Propagation. 1995. V. 43. № 9. P. 998-1002.

71. Syed Ahson, Mohammad Ilyas. WiMAX: Applications. CRC Press. 2008.

72. Thungren T., Kolberg E.L., Yngvesson K.S. Vivaldi antennas MIC single beam integrate receivers // 12th Europe Microwave Conference, Helsinki. 1982. P. 361-366.

73. Vijay Garg. Wireless Communications and Networking. Elsevier. 2007.