

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ ИМЕНИ
В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
(ИРЭ ИМ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН)

На правах рукописи
УДК 621.396.67



Уваров Антон Владимирович

**Сверхширокополосные печатные ненаправленные
интегральные антенны для устройств беспроводной
радиосвязи**

Специальность: 2.2.14 «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель: д.ф.-м.н. Дмитриев А.С.

Москва – 2021

Оглавление

Оглавление	2
Список сокращений и обозначений:	4
Введение	5
Глава 1. Обзор исследований в области фундаментальных физических ограничений антенн и основных типов СШП-антенн	22
1.1. Введение	22
1.2. Ранние работы	22
1.3. Фундаментальный передел Чу	24
1.4. Развитие теории фундаментальных ограничений	30
1.5. Открытые вопросы подхода разложения поля антенны по сферическим модам.....	43
1.6. Обзор сверхширокополосных ненаправленных антенн	47
1.7. Заключение и выводы.....	62
Глава 2. Фундаментальное ограничение для СШП-антенн.....	64
2.1. Введение	64
2.2. Электродинамическое ограничение на характеристики антенн с полубесконечным диапазоном.	64
2.3. Фундаментальное ограничение СШП-антенн с конечной шириной диапазона рабочих частот	72
2.4. Заключение и выводы.....	82
Глава 3. Широкополосные и сверхширокополосные печатные «монопольные» антенны	84
3.1. Введение	84
3.2. Обоснование принципов работы печатной «монопольной» антенны ..	84
3.3. Анализ резонансных особенностей частотных характеристик входного импеданса печатной «монопольной» антенны	85

3.4. Анализ характеристических мод, возбуждаемых в антенне типа «печатный монополь»	92
3.5. Рекомендации к проектированию антенн типа печатный монополь. ...	99
3.6. Некоторые аспекты применения антенны в мобильных и стационарных устройствах.....	100
3.7. Заключение и выводы.....	100
Глава 4. Анализ интегральных печатных антенных структур и принципы их проектирования.....	102
4.1. Введение	102
4.2. Актуальность и сложность задачи анализа интегральных печатных антенных структур.....	102
4.3. Анализ интегральных печатных антенных структур и принципы их проектирования	104
4.4. Методика экспериментальной верификации разработанных антенн .	107
4.5. Заключение и выводы.....	110
Глава 5. Результаты проектирования ряда СШП печатных антенн для устройств различных конфигураций и топологий.	111
5.1. Введение	111
5.2. Широкополосная дипольная печатная антенна.....	111
5.3. Широкополосные и сверхширокополосные печатные монопольные антенны	124
5.4. Широкополосная перевернутая F-образная печатная антенна.....	135
5.5. Проволочная спиральная антенна.....	141
5.6. Заключение и выводы	144
Заключение.....	145
Публикации по теме диссертационной работы	146
Список цитированной литературы	150

Список сокращений и обозначений:

СВЧ — сверхвысокая частота

СШП — сверхширокополосные

КПД — коэффициент полезного действия

КНД — коэффициент направленного действия

КСВН — Коэффициент стоячей волны напряжения

КУ — коэффициент усиления

ДН — диаграмма направленности

SME — spherical modes expansion

Введение

Область исследования и актуальность темы

Интерес к сверхширокополосным (СШП) антеннам связан с их многочисленным применением как в сверхширокополосных, так и многодиапазонных многофункциональных системах. Разработка современных устройств с каждым годом предъявляет все более строгие требования к габаритным размерам устройств, заставляет искать более компактные конфигурации, что вступает в конфликт с требованиями по ширине полосы рабочих частот антенн. В стремлении получить максимально возможные характеристики из объема и площади, доступных для антенны, инженеры сталкиваются с вопросами фундаментальных ограничений характеристик антенн, а также возможности достижения этих предельных характеристик при соблюдении технологичности конструкции антенны. Вопросы, связанные с фундаментальными ограничениями антенн, могут быть сформулированы разными способами в зависимости от задачи, которая стоит перед инженером, например насколько малой можно сделать антенну, насколько широким может быть рабочий диапазон антенны при заданных ограничениях на размер, насколько низкой может быть рабочая частота антенны заданного размера, насколько высокий КУ может быть получен антенной заданного размера и многими другими. Для ответа на заданные выше вопросы необходимо сформулировать ограничения на характеристики антенн и определить зависимости между ними. Этот вопрос фундаментальных физических ограничений изучался многими авторами на протяжении последних 70 лет. Однако большинство из исследований, даже самые последние из них, были сфокусированы на узкополосных антеннах. Существует сложность интерпретации и применения полученных ранее фундаментальных ограничений для СШП-антенн, поскольку большинство вышеупомянутых работ формулируют фундаментальные физические

ограничения в терминах добротности и центральной частоты и поэтому не могут быть напрямую применены для случая СШП-антенн. В данной работе фундаментальные ограничения сформулированы в виде и в терминах, применимых для СШП-антенн, и детально разобраны в главе 2.

В то же время в производстве все шире применяются печатные антенны, выполненные на одной подложке и в одном технологическом процессе вместе с приемо-передающими цепями. Благодаря своим свойствам такие антенны обладают хорошей воспроизводимостью и повторяемостью характеристик, а также обеспечивают высокую надежность работы устройства. Интерес к печатным СШП-антеннам ставит следующие задачи: (1) поиск теоретических ограничений на достижимые характеристики именно печатных антенн, или, другими словами, исследование вопроса, насколько они далеки от фундаментального предела, известного для объемных антенн; (2) выбор наиболее эффективной конфигурации и топологии антенны в зависимости от предъявляемых к устройству требований; (3) решение практической задачи электромагнитной совместимости антенны и приемо-передающих цепей устройства беспроводной радиосвязи. В работе предложены решения всех трех задач.

В работе сделан отдельный акцент на монополярной печатной антенне как на одной из наиболее популярных конфигураций печатных СШП-антенн, широко применяемых на практике. При этом отметим, что сформулированные в главе 3 аналитические выражения для вычисления оптимальной геометрии по заданным электродинамическим требованиям, а также объяснение СШП-свойств антенны до этого момента ранее не были представлены другими авторами.

Интеграция печатных антенны на одной подложке с приемо-передающим модулем в рамках одного технологического процесса позволяет разработчику не использовать для установки антенны разъемов и дополнительных настроечных соединительных схем, отказаться от процесса

монтажа антенны в устройство, что, в свою очередь, снижает как себестоимость печатной платы без разъемов, так и стоимость сборки конечного устройства с антенной. Но, что более важно, интегральная конфигурация приемопередатчика и антенны — это способ дополнительной миниатюризации размера готового устройства. Так, например, приемопередающие цепи устройства могут быть размещены на одном из плечей печатной монополярной антенны. Однако для решения этой задачи важно уметь проводить анализ электромагнитной совместимости и понимать топологические ограничения подобного интегрального расположения. Основные принципы и методы проектирования интегральных антенных структур на всех этапах разработки детально разобраны в главе 4.

Цель диссертационной работы

Цель работы — исследование физических ограничений на характеристики сверхширокополосных печатных интегральных антенн для устройств беспроводной радиосвязи, что включает в себя изучение фундаментальных теоретических ограничений на характеристики подобных антенн, сравнительный анализ различных типов СШП печатных антенн, исследование оптимальных свойств наиболее популярного типа СШП печатной антенны — антенны типа «печатный монополь» — и изучение возможности и особенностей интегрального расположения цепей приемопередатчика внутри топологии антенны с целью дополнительной миниатюризации устройств.

Научная новизна

- Выведено предельное соотношение, связывающее характеристики антенн с ее геометрией и размерами для СШП-антенн любой геометрии

и формы в терминах нижней частоты и отношения крайних частот рабочего диапазона.

- Вычислены предельные характеристики для прямоугольных печатных СШП-антенн с линейной поляризацией, и проведен сравнительный анализ наиболее распространенных типов печатных СШП-антенн с предельными характеристиками.
- Проведен анализ собственных мод монополярной печатной антенны, объяснены ее СШП свойства, показано, что нижняя частота рабочего диапазона определяется основной дипольной модой, возбуждаемой в структуре антенны, а также выведено эмпирическое соотношение для оценки нижней частоты рабочего диапазона.
- Исследована интегральная компоновка беспроводных устройств радиосвязи с печатной монополярной антенной, подразумевающая расположение цепей приемопередатчика внутри топологии антенны. На практике подтверждена работоспособность предложенной конфигурации и подхода к миниатюризации.

Практическая значимость результатов работы

Выведенное выражение физических ограничений может быть использовано для оценки предельных характеристик СШП-антенн и взаимосвязи между ними для любых типов антенн, их геометрий и форм. Получено конечное аналитическое выражение для оценки предельных характеристик печатных СШП антенн прямоугольной формы, которое может быть использовано для оценки предельных характеристик антенн различных типов при проектировании устройств и выбора оптимальной конфигурации. Спроектирован ряд печатных антенн для устройств беспроводной радиосвязи на основе прямохаотических приемопередатчиков.

Порядок изложения материала

Во **введении** дана общая характеристика диссертации и ее структуры, сформулирована цель работы, обоснованы актуальность и научная новизна, определена практическая значимость работы.

Глава 1 представляет собой краткий обзор по двум ключевым для диссертации темам. Первая — взаимосвязь между характеристиками антенн и ограничения на эти соотношения, которые чаще называют фундаментальными физическими ограничениями. Вторая — обзор сперхширокополосных ненаправленных антенн, наиболее распространенных конфигураций с фокусом на печатные антенны и исследования, описывающие свойства и характеристики соответствующих типов антенн.

Знание фундаментальных ограничений, связывающих между собой ключевые характеристики антенн: электрический размер ka , коэффициент усиления G и относительную ширину диапазона рабочих частот B — позволяет инженерам оценить наименьший предельный размер для антенны с заданными электрическими свойствами, а именно с заданным диапазоном рабочих частот, коэффициентом отражения по входу, поляризацией и коэффициентом усиления. Или, наоборот, определить предельные электрические характеристики, например предельную ширину полосы, при заданных уровне коэффициента отражения по входу и геометрическом размере антенны. В дальнейшем прямой задачей физических ограничений антенн будем называть задачу поиска предельных электродинамических характеристик антенны при заданных геометрическом размере и факторе, а обратной — задачу поиска наименьшего размера антенны при заданных требованиях на электродинамические характеристики антенны.

Рассмотрены этапы развития теории электрически малых антенн, начиная с классических работ Уилера, который ввел понятие электрически малых антенн, и Чу, задавшего направление исследования фундаментальных

ограничений для многих следующих авторов на десятки лет. Проведено сравнение подходов различных авторов, в частности Харрингтона, Колина и Ротшильда, Фанте, МакЛина, Гейи, к выводу предельных выражений коэффициента усиления G , добротности Q и их отношения G/Q , основанных на предложенном Чу подходе — разложении по сферическим модам. Приведены итоговые точные предельные соотношения, проанализированы допущения и приближения, использованные при выводе, и сформулированы связанные с этим ограничения применимости. Основное ограничение касается антенн с высокой долей запасенной энергии внутри окружающей антенну сферы, например линейный проволочный диполь. Показано, что несмотря на то, что такие антенны удовлетворяют описанным пределам, их характеристики далеки от предельных и могут отличаться в разы и даже на порядки. Поэтому при проектировании подобных антенн предельные соотношения могут быть использованы лишь для качественной оценки характеристик подобных антенн.

В главе 1 отдельное место занимает обзор работ Густафссона, основанных на использовании математического аппарата теории рассеяния, в которых было получено выражение для фундаментального ограничения с учетом геометрической формы антенны. Эти результаты позволяют уточнить ограничения за счет учета геометрической формы антенны и ответить на вопрос, насколько характеристики антенны заданной геометрической формы и размера отличаются от предела Чу.

Следует отметить, что большинство вышеупомянутых и рассмотренных в главе 1 работ формулировали фундаментальные физические ограничения в терминах добротности и центральной частоты и поэтому не могут быть напрямую применены для случая СШП-антенн. Случай фундаментальных физических ограничений СШП-антенн стал одним из предметов исследования данной работы и детально рассмотрен в главе 2.

В конце главы 1 приведен обзор сверхширокополосных ненаправленных антенн, основных наиболее распространенных типов. Сделан акцент на печатных антеннах как наиболее распространенных для применения среди мобильных устройств радиосвязи. Даны описания конструкций различных типов антенн, для каждого описана теория, объясняющая сверхширокополосные свойства и характеристики антенны. Представлены типичные характеристики, а также их зависимость от параметров антенны.

Глава 2 посвящена фундаментальному ограничению на свойства СШП-антенн произвольной формы. В ней выведено электродинамическое ограничение на характеристики антенн, связывающее направленные свойства антенны, ее коэффициент направленного действия (КНД), коэффициент отражения по входу, нижнюю частоту рабочего диапазона, габаритный размер антенны и учитывающее ее геометрическую форму. Фундаментальное ограничение (2.4) выведено для антенны с полубесконечным диапазоном рабочих частот $(f_c; \infty)$ и, соответственно, диапазоном длин волн $(0; \lambda_c)$, где λ_c — наибольшая длина волны рабочего диапазона антенны, как предельным случаем сверхширокополосных антенн. А также для антенны с конечным интервалом диапазона рабочих частот $(f_b; f_a)$ и, соответственно, диапазоном длин волн $(\lambda_a; \lambda_b)$ — выражение (2.14). Получены выражения для ограничения снизу на волновое число, которое эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона, то есть решение прямой задачи физических ограничений антенн для случая полубесконечного диапазона рабочих частот и для случая с конечным интервалом диапазона рабочих частот.

Для печатных СШП-антенн прямоугольной формы с линейной поляризацией была решена как прямая задача поиска выражения для нижней частоты рабочего диапазона (2.11), так и обратная: выведены выражения для оценки минимально достижимого размера (2.10). Для таких антенн показано,

что минимально достижимый размер антенны в 1,9 раза больше предельного диаметра сферы Чу.

Применение полученного фундаментального ограничения продемонстрировано для ряда печатных антенн с линейной поляризацией. Рассчитанные пределы в зависимости от различных значений отношения сторон прямоугольной формы печатной антенны приведены на рис. 2.6. Сопоставление характеристик печатных прямоугольных антенн линейной поляризации с разным отношением длин сторон с полученным фундаментальным ограничением показало, что характеристики антенн на графике лежат строго ниже точного предела.

Численно рассчитаны ограничения на электрический размер антенны, и показано отличие от ограничения, полученного в приближении Чу, на примере печатных прямоугольных антенн при различном соотношении сторон.

Показано, что выведенные соотношения (2.4) и (2.14) универсальны и демонстрируют, как в зависимости от ширины диапазона изменяются предельные характеристики антенны. На рис. 2.3 показана зависимость предельного значения электрического размера антенны от отношения граничных частот рабочего диапазона. Изображенная зависимость подтвердила ранее известный факт для случая узкополосных антенн: антенну можно спроектировать сколь угодно малого размера, если допускается пропорциональное сужение полосы. Однако если требуется сверхширокий диапазон рабочих частот, то существует ограничение снизу на электрический размер антенны, причем это ограничение обратно пропорционально кубическому корню из поляризуемости геометрической формы антенны (см. выражение (2.14)). В пределе соотношения для антенн с конечным интервалом диапазона рабочих частот (2.14) становятся в точности равными пределам для антенны с полубесконечным диапазоном рабочих частот (2.4).

Учет тензора поляризуемости геометрической формы антенны позволил продемонстрировать, что многие классические резонансные антенны,

например диполь, по своим характеристикам близки к предельным для данной геометрической формы и их отличие от предела Чу объясняется именно форм-фактором антенны. Аналогично и для случая СШП-антенны предельные характеристики антенн заданной геометрии могут значительно отличаться от предела Чу. Отдельно в главе 2 отмечено, что существует оптимум на соотношение сторон, габаритных размеров формы антенны. Так, например, для антенны прямоугольной формы максимальное значение предела достигается при отношении сторон 1,85. В отличие от классических предельных соотношений, полученных ранее Чу-МакЛином и Густафссоном, выведенных в терминах добротности, соотношения в главе 2 сформулированы в терминах нижней частоты и отношения граничных частот рабочего диапазона антенны, что позволяет их использовать как для СШП-, так и для узкополосных антенн.

В завершении Главы 2 представлено сравнение различных типов СШП печатных антенн с фундаментальным пределом. Показаны оптимальные характеристики, так, например, оптимальное соотношение сторон для прямоугольной печатной антенн.

Глава 3 посвящена анализу свойств антенны типа «печатный монополь». Печатной монопольной антенной с излучателем в форме диска принято называть в антенной технике несимметричный печатный диполь с одним плечом, зачастую имеющим прямоугольную форму, и вторым плечом в форме диска.

Печатная монопольная антенна с излучателем в форме диска была выбрана для проведения исследования как одна из наиболее часто применяемых на практике печатных антенн, обладающих СШП свойствами.

На сегодняшний день наиболее распространены два подхода к обоснованию принципов работы печатной «монопольной» антенны и оценке

ее свойств. Первый подход заключается в построении эквивалентной антенны в виде цилиндрического монополя и переноса всех свойств и характеристик, численно рассчитанных для цилиндрического монополя на планарную антенну. Для печатных антенн с различной формой монополя экспериментально показано, что подобный подход позволяет с высокой точностью оценить нижнюю частоту рабочего диапазона f_L . Однако серия численных экспериментов, проведенных автором, показала, что соотношение (3.1) корректно работает только в случае, если длина прямоугольного экрана меньше диаметра диска монополя. Второй подход сфокусирован на объяснении сверхширокополосных свойств антенны наличием слабых резонансов, связанных с токами, текущими по кромке диска. Оба подхода не могут в полной мере дать инженерам руководство по проектированию антенн и выбору оптимальной топологии в зависимости от различных требований.

Ряд разработанных печатных монополярных антенн, а также серия численных экспериментов показали, что свойства «монополярной» антенны, ее ширина полосы рабочих частот может в зависимости от настройки изменяться в широких пределах. Для объяснения данных свойств был использован подход, заключающийся в исследовании частотной зависимости импеданса. Для анализа была проведена серия численных экспериментов, в которых ширина и экрана, и самого монополя постепенно уменьшалась как пропорционально, так и независимо друг от друга вплоть до предельного случая — проволочного диполя, — что позволило выделить на частотной характеристике различные резонансы. Рассмотрение случая широкополосной настройки (ширина полосы 30–50%) антенны показало, что положение резонансов на частотной зависимости импеданса хорошо описывается моделью несимметричного диполя (см. рис. 3.2). Учитывая этот факт, широкую полосу рабочих частот антенны подобного типа можно объяснить за счет несовпадения по частоте слабых резонансов, соответствующих различным плечам несимметричного диполя. Опираясь на это свойство в

зависимости от применения, за счет изменения параметров топологии антенны можно варьировать ширину полосы настройки антенны в достаточно широких пределах.

Однако случай сверхширокополосной настройки модель эквивалентного несимметричного диполя не позволяет полностью объяснить. Как видно из рисунка 3.3, положение первых двух резонансных пиков для monopольной антенны и эквивалентного несимметричного диполя совпадают, что позволяет сделать вывод об определяющем влиянии дипольной моды на низкочастотные свойства антенны. Однако в области высоких частот (выше 6 ГГц) характеристики антенн кардинально отличаются. Обоснование высокочастотных свойств monopольной дисковой печатной антенны может быть найдено при рассмотрении токовых мод, возбуждаемых в зазоре между экраном и диском. Фактически такая конфигурация представляет собой две включенных в параллель и направленных в противоположные стороны антенны Вивальди (щелевой антенны переменной ширины). Проведенный анализ позволил понять эффект влияния экрана печатного монополя на свойства антенны и разработать ряд антенн с различными свойствами.

Для верификации выводов, полученных «наивным» методом анализа резонансных особенностей АЧХ импеданса печатной «monopольной» антенны, в дальнейшем был произведена серия численных расчетов характеристических мод, возбуждаемых в структуре антенны. Показано, что структура monopольной антенны поддерживает возбуждение достаточно большого количества серий мод различной природы (см. рис. 3.4), как емкостных, так и индуктивных. Емкостные моды (см. рис. 3.5), возбуждаемые в структуре, определяют свойства антенны в нижней части рабочего диапазона, в то время как в верхней части рабочего диапазона антенны преимущественно возбуждаются индуктивные моды диска и прямоугольника (см. рис. 3.6), не обладающие ярко выраженным резонансным характером. Основная мода по своей структуре токов является дипольной модой, и частота,

на которой она возбуждается, определяет нижнюю частоту рабочего диапазона, для оценки которой выведено эмпирическое соотношение (3.5).

Сверхширокополосные свойства монополярной антенны могут быть объяснены возбуждением мод разных типов: дипольной, мод, связанных с диском и прямоугольным плечом, и мод Вивальди, возбуждение которых в совокупности может обеспечить рабочий диапазон с отношением граничных частот 20:1 и более. Обобщением полученных из представленного в данной главе исследования свойств антенны типа «печатный монополяр» являются рекомендации по проектированию антенны, сформулированные в разделе 3.5.

В главе 4 представлены основные принципы проектирования интегральных печатных антенных структур на всех этапах разработки антенны. Печатные антенны, выполненные на одной подложке и в одном технологическом процессе вместе с СВЧ приемо-передающими цепями, стали популярны в последнее время благодаря хорошей технологической простоте изготовления, хорошей воспроизводимости характеристик, а также более высокой надежности работы устройства вследствие отсутствия соединительных элементов. Для устройств с антеннами, близкими к минимальному размеру, определяемому фундаментальным ограничением, дальнейшая миниатюризация возможна за счет более компактного расположения антенной и радиоэлектронной частей. Например, как в работе [50], схема приемопередатчика может быть расположена на земляном плече печатной монополярной антенны.

Сложность разработки подобных антенн связана с учетом эффектов взаимодействия (электромагнитной совместимости) цепей приемо-передающей схемы, управления и питания с антенной структурой и, как следствие, отличия характеристик итоговой интегральной антенны от идеальной антенны без приемо-передающих цепей. Дополнительная сложность связана с необходимостью применения мелкой сетки разбиения при электромагнитном моделировании интегральной антенны с приемо-

передающими цепями, что, в свою очередь, требует серьезных вычислительных мощностей и значительного временного ресурса на расчет каждого из вариантов топологии. Еще один аспект сложности связан с итерационным процессом разработки и последующей оптимизации интегральных антенн (о чем будет рассказано ниже) и многократным повторением ресурсоемких процессов численного моделирования.

Для решения задачи анализа антенн с учетом эффекта электромагнитной совместимости цепей приемо-передающей схемы в качестве одного из результатов работы может быть использована следующая методология, предложенная в [80] и развитая в главе 4. Концептуально методология представлена на рис. 4.1 и состоит из следующих этапов: (1) анализ требований, выбор конфигурации антенны и проверка на соответствие фундаментальному пределу; (2) анализ и проектирование идеальной изолированной антенны по заданным требованиям в отсутствие интегральных цепей приемо-передающего модуля; (3) измерение и анализ экспериментальных образцов изолированной антенны без интегральных цепей; (4) определение устойчивости характеристик по отношению к основным геометрическим параметрам структуры антенны и анализ собственных мод, возбуждаемых в структуре антенны для определения ограничений на трассировку интегральных цепей; (5) итеративное проектирование топологии приемопередатчика с последующим электромагнитным анализом и оптимизацией структуры модуля в целом и повторный анализ и измерение экспериментальных образцов интегральных структур, см. пункт (3) выше.

Описанный подход рассмотрен применительно к проектированию приемо-передающего модуля диапазона 3–5 ГГц. В качестве антенны для подобного модуля на основе прямохаотического приемопередатчика связи была выбрана печатная интегральная монополярная антенна. Представлен численный электромагнитный и экспериментальный анализ антенны. Область земляного электрода антенны была использована для размещения схемы

приемопередатчика, что позволит значительно снизить эффективный размер устройства, но потребовала более точной разработки с учетом требований электромагнитной совместимости устройства с антенной. Полученные результаты численного электродинамического моделирования антенны были подтверждены экспериментальными измерениями опытных образцов и хорошо подтвердили применимость предложенного подхода к проектированию и применимость интегральной компоновки печатной монополярной антенны для целей миниатюризации беспроводных устройств радиосвязи.

В главе 5 собраны результаты проектирования ряда ШП и СШП печатных антенн различных конфигураций и топологий, разработанных для применения в устройствах беспроводной радиосвязи на основе прямохаотических приемопередатчиков, в персональном дозиметре микроволнового электромагнитного излучения, в ячейке приемника радиосвета и в других. Автором спроектированы более десятка различных ШП и СШП-антенн, в данной работе представлены выборочные примеры антенн различных типов и топологий, включая широкополосную дипольную («антенну-бабочку»), F-образную антенну, проволочную спиральную и ШП и СШП монополярные антенны в различных конфигурациях и компоновках, включая антенны с интегральной компоновкой, позволяющей сократить габариты устройства за счет расположения приемо-передающих цепей поверх топологии антенны (разделы 5.3, 5.4). Экспериментально измеренные характеристики разработанных антенн, совпадающие с расчетными, являются хорошим подтверждением применимости подхода к анализу свойств и проектированию интегральных антенн, описанному в главе 4.

В заключении приведены основные результаты диссертационной работы.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Показано, что для СШП антенн существует ограничение на нижнюю частоту рабочего диапазона частот, которое определяется выражением, зависящим от геометрического размера, форм-фактора и требований к ширине рабочей полосе частот.
2. Представлен подход к оценке электродинамических характеристик СШП антенны при заданном геометрическом размере и, наоборот, предельного размера при заданных требованиях на электродинамические характеристики и геометрической форме. Численно рассчитаны предельные характеристики для печатных антенн прямоугольной формы.
3. Объяснены СШП свойства печатной монополярной антенны. Выведено аналитическое выражение для предельных характеристик печатной монополярной антенны в терминах нижней частоты рабочего диапазона.
4. Продемонстрирована возможность уменьшения размеров беспроводных устройств связи методом интегрального размещения цепей приемопередатчика внутри топологии печатной монополярной антенны.
5. На примере разработанных антенн для приемопередатчиков на основе СШП хаотических сигналов продемонстрирована применимость на практике предложенного подхода к проектированию СШП печатных интегральных антенн.

Вопросы авторства и публикация результатов

Вошедшие в диссертацию оригинальные результаты, представленные в главах 1–5, получены автором лично.

Основные положения и результаты диссертации докладывались на следующих научных конференциях и семинарах:

- Progress in Electromagnetics Research Symposium, Moscow (2009, 2017);
- Научная конференция МФТИ (2010, 2012, 2017);

- International Conference Foundations & Advances in Nonlinear Science, Minsk (2012);
- Всероссийские открытые Армандовские чтения «Широкополосные и сверхширокополосные системы», Муром (2010, 2015, 2017, 2018);
- 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), Севастополь (2016);
- 5-я Всероссийская микроволновая конференция, Москва (2017);
- 10-я Международная научно-техническая конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», Российское НТОРЭС имени А. С. Попова, Суздаль (2017);
- Международная молодежная научно-практическая конференция «Путь в науку», Ярославль (2018).

Аннотация

Диссертационная работа «Сверхширокополосные печатные ненаправленные интегральные антенны для устройств беспроводной радиосвязи» является обзором исследовательских работ по анализу свойств и ограничений печатных СШП-антенн. В работе описаны основные конфигурации печатных интегральных антенн широкополосного и сверхширокополосного диапазона, разобраны фундаментальные ограничения на их характеристики и даны рекомендации по использованию. Детально рассмотрен подход к оценке электродинамических характеристик СШП-антенны при заданном геометрическом размере и, наоборот, предельного размера. Объяснены сверхширокополосные свойства печатной монополярной антенны, и выведено аналитическое выражение для ее предельных характеристик. Приведены результаты апробации подхода к уменьшению

габаритных размеров беспроводных устройств радиосвязи за счет интегральной компоновки и размещения приемо-передающих цепей внутри топологии антенны на примере печатных монополярных антенн.

Глава 1. Обзор исследований в области фундаментальных физических ограничений антенн и основных типов СШП-антенн

1.1. Введение

Среди большого количества исследований, посвященных вопросу фундаментальных ограничений антенн, в основе большинства работ лежит подход, предложенный Чу [5], заключающийся в анализе разложения поля вне радианной сферы по набору ортогональных сферических мод. Этот подход не потерял своей актуальности, до сих пор распространен и применяется на практике, хотя и имеет ряд своих ограничений. В рамках этой главы хочется собрать воедино полученные результаты и дать полное и подробное описание существующих фундаментальных ограничений и их применимости для оценки предельных характеристик проектируемых антенн.

1.2. Ранние работы

Рост интереса к изучению свойств и характеристик антенн был обеспечен постоянным развитием радиофизики и систем связи на протяжении последнего столетия. Первые работы по определению предельных значений характеристик антенн, в которых исследовался вопрос ограничений на коэффициент направленного действия антенны, датируются началом XX века. Так, например, в работе Щелкунова [1] было показано, как для линейной решетки добиться любого требуемого КНД с помощью определённого распределения тока в структуре. Другой пример – работа [2], где авторы решали задачу поиска оптимального распределения токов для вертикальной линейной антенны заданной длины, которое дает максимально возможную напряженность поля в горизонтальной плоскости. Результат позднее был уточнен в работе [3], в которой показан способ

реализации сколь угодно резкой вертикальной диаграммы с помощью выбранного соответствующим образом распределения токов в антенне. В работах этого периода, как правило, решали прикладную задачу достижения наибольшего коэффициента усиления для антенн заданного размера.

Принято считать, что направление исследований по поиску ограничений для электрически малых антенн было начато работой [4], в которой Уилер ввел понятие электрически малой антенны, электрический размер которой $kd < 1$, где k – волновое число, d – максимальный линейный размер антенны. В качестве количественной характеристики эффективности антенны Уилером был использован коэффициент излучаемой мощности p – отношение действительной части импеданса антенны к реактивной. На примере двух типов антенн цилиндрической формы – электрического диполя и магнитной спиральной антенны, – Уилер качественно показал взаимосвязь между электромагнитными свойствами антенны и ее размером:

$$p = \frac{k_a}{6\pi} \left(\frac{Ab}{l^3} \right) \quad (1.1)$$

где k_a – эффективный поправочный коэффициент: в случае электрического диполя – для учета конечного размера емкости конденсатора диполя, в случае магнитной спиральной антенны – для учета конечного размера спирали, A – площадь основания цилиндрической антенны, b – длина цилиндрической антенны, а $l = \lambda/2\pi$. Очевидно, что коэффициент излучаемой мощности может рассматриваться как величина обратная добротности антенны, поэтому соотношение (1.1) может быть приведено при $k_a = 1$ к следующему виду:

$$Q \sim \frac{1}{p_e} \sim 6\pi \frac{l^3}{Ab} = 6\pi \frac{1}{k^3 V} \sim \frac{1}{(ka)^3} \quad (1.2)$$

Несмотря на то, что в целом анализ Уилера носил лишь качественный характер и выведен только для двух частных случаев антенн, характер полученной зависимости (1.2) был подтвержден дальнейшими исследованиями [5,12], рассмотренными в следующих разделах статьи.

1.3. Фундаментальный предел Чу

Работа Чу [5] 1948 года была первой, где представлена законченная теория фундаментальных ограничений, построенная на анализе разложения поля антенны по сферическим модам, применимом для любых типов антенн. Анализируя разложение поля, возбуждаемого антенной, полностью вписанной в сферу радиуса a , Чу показал, что существует предел на характеристики антенны и выразил его в терминах коэффициента усиления, G , и добротности, Q . Для вычисления КУ и добротности антенны Чу использовал разложение поля антенны вне сферы, окружающей антенну, по ортогональному набору сферических мод (SME – spherical modes expansion). Данный подход оказался настолько удачным, что был использован в основе большинства работ по теории фундаментальных ограничений на протяжении следующих десятилетий. На примере антенны с линейной поляризацией и тороидальной формой диаграммы направленности, Чу вывел итоговые выражения для КУ и добротности антенны, излучающей набор TM_{n0} мод, см. рис. 1.1а и 1.1б. Выражение для КУ подобной антенны может быть достаточно легко получено прямым вычислением из распределения поля, разложенного в ряд по сферическим модам:

$$G = \frac{\left[\sum_n A_n \left((-1)^{(n+1)/2} P_n^1(0) \right) \right]^2}{\sum_n A_n^2 \frac{n(n+1)}{2n+1}} \quad (1.3)$$

где, A_n – комплексный коэффициент разложения поля антенны по набору TM_{n0} сферических мод, P_n^1 – присоединённая функция Лежандра первого порядка степени n , а суммирование осуществляется только по нечетным n (что отражает знак «штрих»).

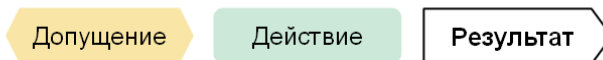
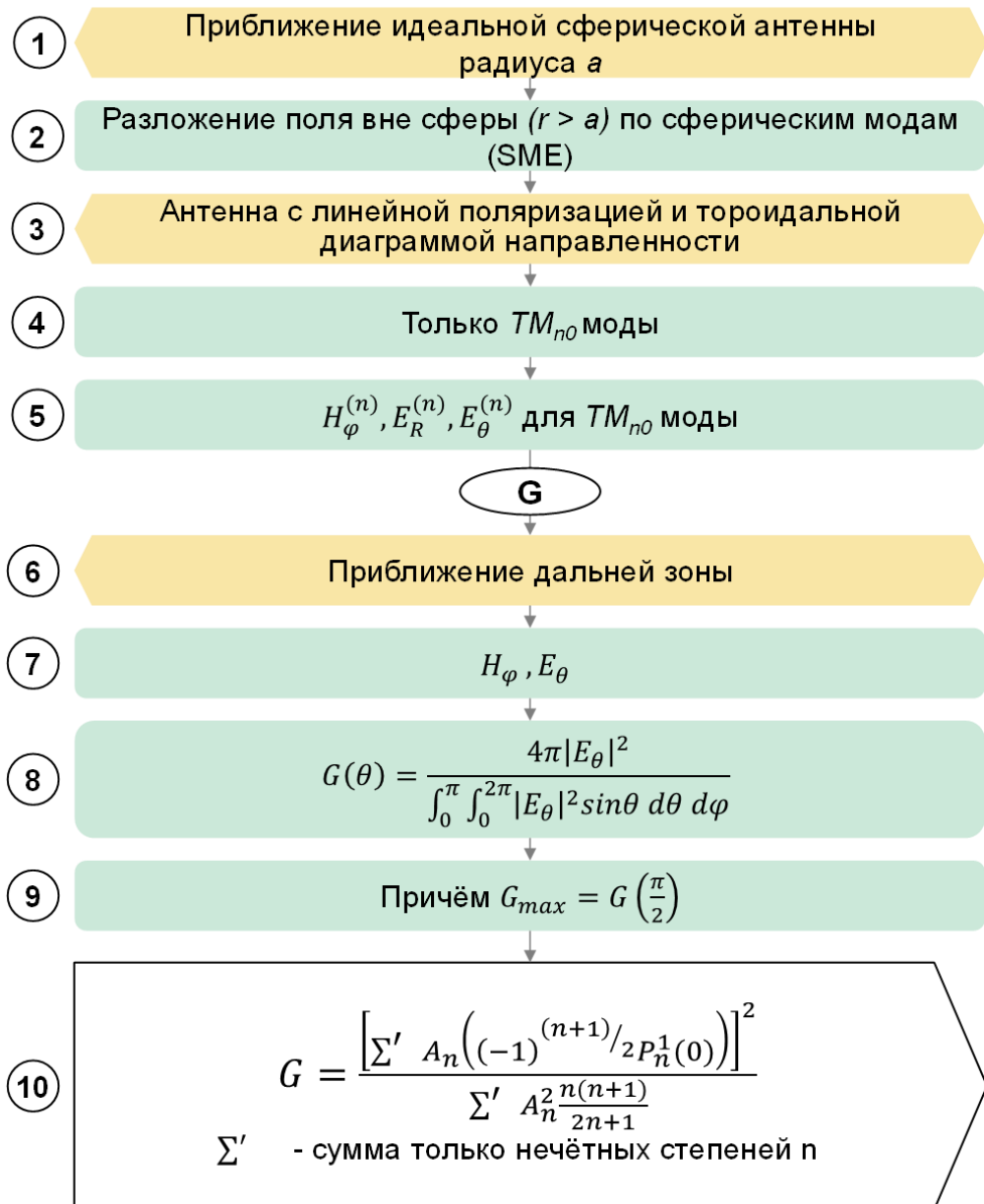


Рис. 1.1а. Подход, предложенный Чу [5] для вычисления коэффициента усиления с помощью разложения поля излученной волны по набору сферических мод. Приближение идеальной сферической антенны радиуса a подразумевает, что возбуждаемые в антенной структуре токи распределены только по поверхности сферы, и поле внутри сферы отсутствует.

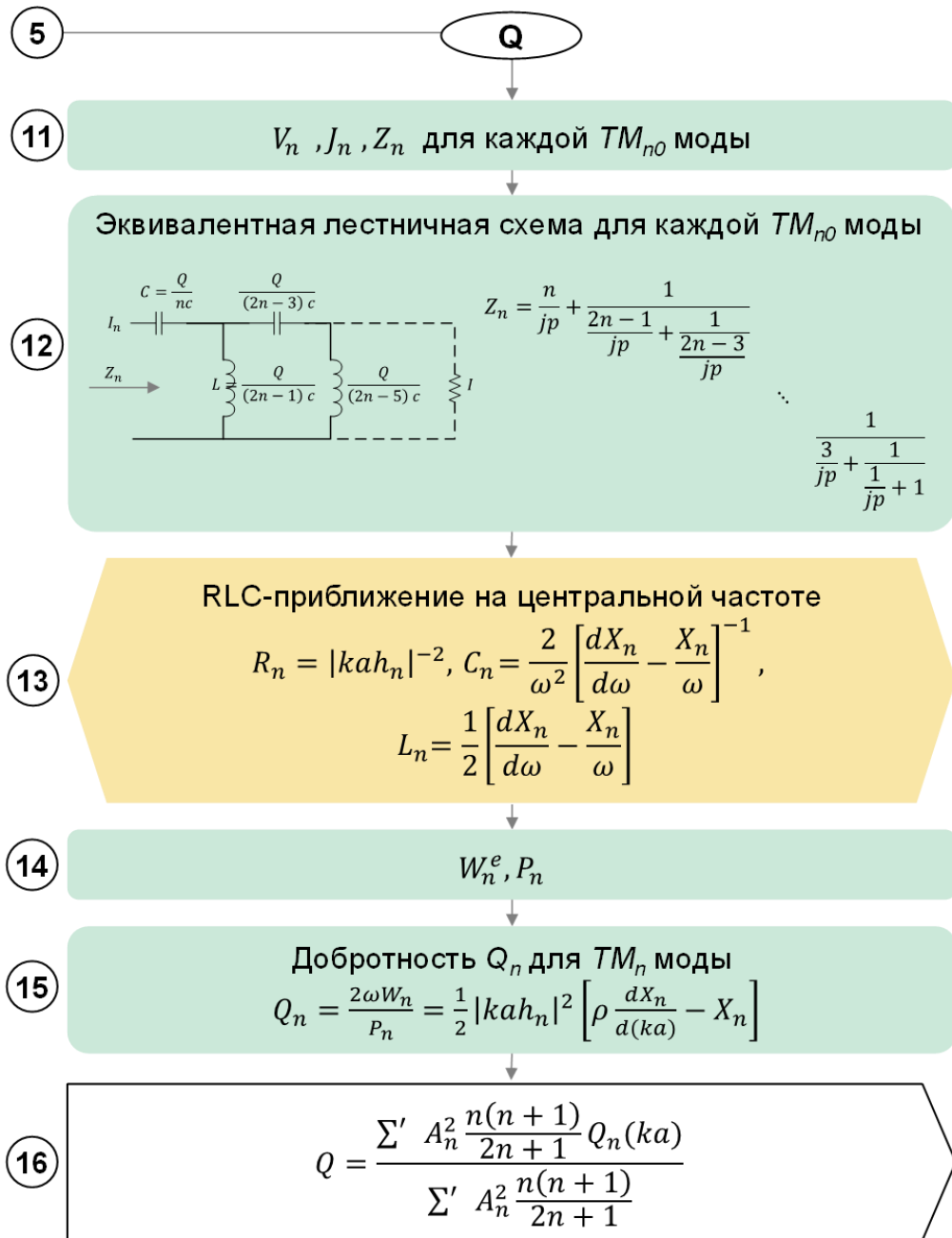


Рис. 1.16. Подход, предложенный Чу [5] для вычисления добротности антенны с помощью разложения поля излученной волны по набору сферических мод. При выводе выражения для добротности использовались аналогичные схеме с рис. 1.1а первые 5 шагов.

Основная сложность расчета добротности антенны – отделить реактивную энергию, запасенную в антенной структуре и в локальном поле вокруг неё, от энергии волны, излученной антенной. Чу решил эту проблему, используя метод эквивалентных схем: антенна представляется

$2(N+1)$ -полюсником, где N – количество участвующих в разложении сферических мод. Тогда мощность излучения может быть оценена как мощность, выделяемая на активном сопротивлении цепи, а энергия, запасенная в антенне и локальном поле вокруг неё, соответствует энергии, запасенной в реактивных элементах. С целью вычисления запасенной энергии в эквивалентной лестничной схеме сферической моды любого, сколь угодно высокого, порядка, Чу использовал RLC-приближение, которое вносит свою погрешность в точность оценки, что было показано в дальнейшем [12]. Такой подход позволил ему получить выражения для расчета добротности n -ой TE_{n0} или TM_{n0} моды:

$$Q_n = \frac{2\omega W_n}{P_n} = \frac{1}{2} |ka \cdot h_n(ka)|^2 \left[ka \frac{dX_n(ka)}{d(ka)} - X_n(ka) \right] \quad (1.4),$$

где P_n – средняя излучаемая мощность, W_n – средняя запасённая электрическая энергия на реактивных элементах эквивалентной схемы сферической моды n -го порядка с импедансом Z_n (см. схему рис. 1.1б), h_n – сферическая функция Ганкеля n -го порядка, а

$X_n = [ka \cdot j_n(ka) \cdot (ka \cdot j_n(ka))' + ka \cdot y_n(ka) \cdot (ka \cdot y_n(ka))'] \cdot |ka \cdot h_n(ka)|^{-2}$, где j_n и y_n – сферические функции Бесселя первого и второго рода.

За счет использования свойств ортогональности было получено соотношение для расчета добротности антенны с линейной поляризацией и тороидальной ДН, излучающей произвольный набор TM_{n0} мод:

$$Q = \frac{\sum_n A_n^2 \frac{n(n+1)}{2n+1} Q_n(ka)}{\sum_n A_n^2 \frac{n(n+1)}{2n+1}} \quad (1.5)$$

Чу использовал полученные выражения КУ (1.3) и добротности (1.5) для решения различных оптимизационных задач, см. рис. 1.2: во-первых, для максимизации КУ при заданном верхнем порядке возбуждаемых сферических

мод; во-вторых, для минимизации добротности Q ; и, наконец, для максимизации отношения КУ к добротности Q .

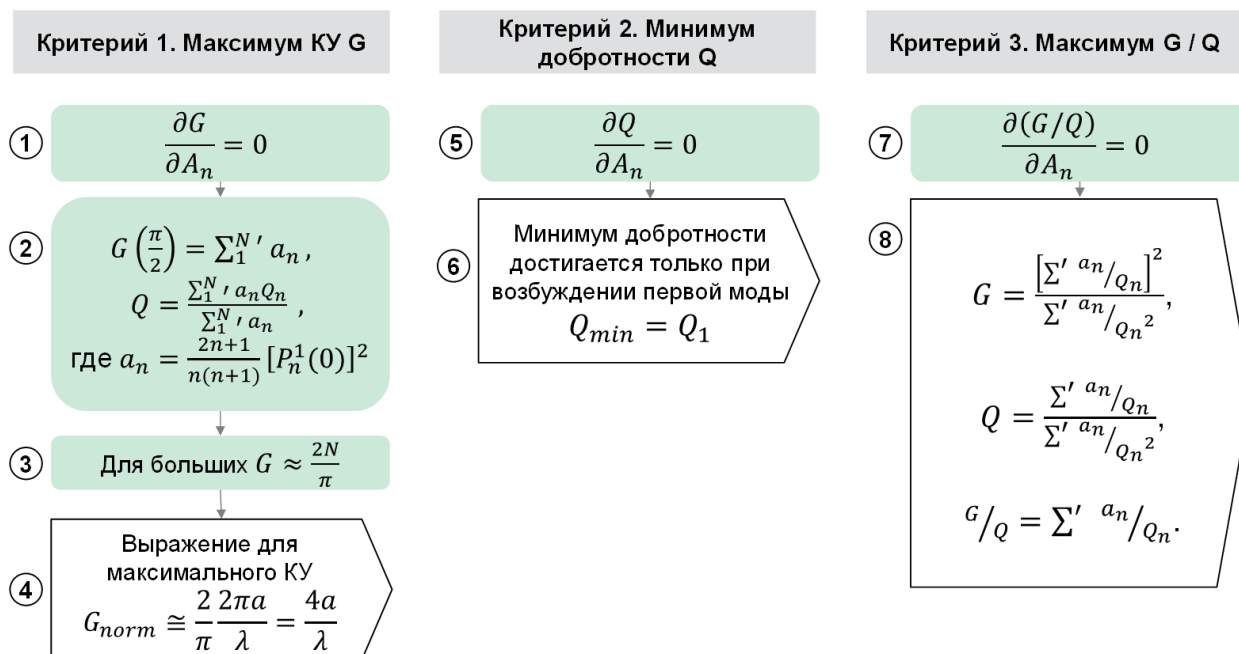


Рис. 1.2. В работе Чу были решены 3 ключевые оптимизационные задачи и выведены соотношения для предельного КУ и добротности антенн с линейной поляризацией и тороидальной ДН.

Решая первую оптимизационную задачу, Чу показал, что ограничения на КУ математически не накладываются до тех пор, пока не накладываются дополнительные ограничения на добротность антенны, что соответствует результатам, полученным ранее Щелкуновым [1]. При этом с ростом порядка возбуждаемых антенной мод $N > 2\pi a/\lambda = ka$, добротность антенны резко возрастает и стремится к бесконечности, что свидетельствует о сложности реализации такой антенны и неустойчивости ее характеристик. Чу наложил ограничение на порядок мод, связанное с ограничением добротности возбуждаемых мод $Q \leq 1$, и получил выражение для максимального нормального КУ, в точности соответствующего КУ равномерно возбужденной линейной (одномерной) апертуры:

$$G \cong \frac{4}{\pi} \cdot \frac{N}{2} = \frac{2}{\pi} ka = \frac{2}{\pi} \frac{2\pi a}{\lambda} = \frac{4a}{\lambda} \quad (1.6)$$

Отметим, что, так как соотношение (1.6) было выведено для антенны с тороидальной формой диаграммы направленности, то фактически оно является предельным ограничением для проволочных (линейных) антенн. Общее ограничение, выведенное для произвольной конструкции антенны, было получено Харрингтоном [7] и детально будет рассмотрено в разделе 3.1.

Также было найдено решение оптимизационной задачи по нахождению минимальной добротности антенны, возбуждающей только ТЕ или ТМ моды. Автор показал, что в таком случае должна возбуждаться только одна мода – низшего порядка, при этом конечного аналитического выражения для вычисления предела добротности в работе Чу приведено не было. Подобное выражение было получено в работе Хансена [11], однако в выводе была допущена алгебраическая ошибка, исправленная в дальнейшем МакЛином [12]. С учетом корректировки МакЛина аналитическое выражение Хансена для предела добротности может быть записано в следующем виде:

$$Q = \frac{1 + 2k^2 a^2}{k^3 a^3 [1 + k^2 a^2]} \quad (1.7)$$

Стоит так же отметить, что оценка добротности антенны, полученная методом Чу, является оценкой снизу, а наиболее близки к пределу Чу характеристики антенн сферической формы, в которых излучающие элементы антенны распределены на сферической поверхности, что было подтверждено работами Беста [6]. Значения добротности для наиболее часто применяемых на практике антенн далеки от предела [17] в силу наличия достаточной запасенной энергии в поле внутри радианной сферы, которая в подходе Чу не учитывалась.

Решая третью оптимизационную задачу минимизации отношения D/Q как некоторой величины, отражающей компромисс между направленными свойствами антенны и ее добротностью, Чу вывел приближенное соотношение для вычисления предела G/Q в случае всенаправленной антенны (антенны с тороидальной диаграммой направленности):

$$\max \frac{G}{Q} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1) |P_n^1(0)|^2}{n(n+1) Q_n} \quad (1.8)$$

где P_n^1 – присоединённая функция Лежандра первого порядка степени n , а Q_n – определяется по формуле (1.4).

Существенным ограничением соотношения (1.7) является то, что оно выведено для случая всенаправленных антенн, которые в силу своей природы не обладают высоким КУ, а значит для большинства практических задач, где требуется достижение высокого КУ антенны, это соотношение не применимо. Также следует отметить, что выражение (1.8) является приближенным, в силу используемого в выводе RLC-приближения и пренебрежения запасенной энергией в некоторых элементах эквивалентной лестничной цепи.

Несмотря на то, что Чу интуитивно показал существование более общего фундаментального ограничения – предела отношения G/Q , связывающего основные характеристики антенны, КУ, ширину полосы рабочих частот и ее электрический размер, долгое время целью исследований и большинства работ оставалось либо уточнение ограничения только на коэффициент усиления [14-17], либо – только на добротность антенны [8,9,12]. Интерес к пределу отношения G/Q вернулся лишь в 1990-2000-х годах, когда был произведен строгий вывод предела, обобщенный на случай произвольной конфигурации антенны Гейи [13] и Густафссоном с соавторами [14-17].

1.4. Развитие теории фундаментальных ограничений

1.4.1 Харрингтон, работа 1959 года

Харрингтон [7] продолжил исследование Чу, обобщив подход на случай антенны произвольной конфигурации, заключенной в сферу радиуса a и выведя ограничение на нормальный КУ такой антенны – максимальный КУ достижимый при ограничении добротности $Q \sim 1$. Харрингтон так же, как и

Чу, разложил поле антенны вне сферы, описывающей антенну, по ортогональному набору сферических мод и вывел соотношение КУ для набора набора сферических мод порядка не больше N . Исследование полученного выражения на экстремум дает, с одной стороны, предельное значение нормального КУ:

$$G(\infty)_{\max} = \sum_{n=1}^N (2n+1) = N^2 + 2N = (ka)^2 + 2ka \quad (1.9)$$

С другой стороны, необходимые условия экстремума, одно из которых – равенство амплитуд, возбуждаемых электрической и магнитной мод. В результате итоговое значение добротности оказалось примерно в 2 раза меньше, чем предельное значение добротности, полученное Чу только для одного типа мод (электрических или магнитных). Таким образом, Харрингтон косвенно подсказал исследователям способ уменьшения добротности антенн и уточнения предела Чу. Однако только в 1969 году в работе [9] было доказано, что условие равенства амплитуд ТЕ и ТМ мод является необходимым условием достижения минимума добротности антенны.

Отметим, что полученный предел (1.9) является максимальным коэффициентом усиления, который можно получить для широкополосной антенны, и примерно равен КУ равномерно возбужденной апертуры. Более высокий коэффициент усиления возможен, но для его достижения, как было показано в работе, требуется значительное увеличение добротности $Q \gg 1$. Для такой антенны входной импеданс становится настолько чувствительным к изменению частоты, что антенна в лучшем случае становится узкополосной. В худшем же случае увеличение КУ для подобных сверхнаправленных антенн может приводить к чрезмерным потерям в антенной структуре и значительной деградации КПД антенны. Поэтому считается, что на практике реализация сверхнаправленных антенн затруднительна.

Фактически же наличие допущения об ограничении добротности антенны $Q \sim 1$ также ограничивает применение соотношения (1.9) на случай

электрически малых антенн, поскольку при $ka \rightarrow 1$ добротность возрастает до бесконечности (1.8). Это ограничение детально разобрано в работе Гейи [13], см. раздел 3.5.

1.4.2. Колин и Ротшильд, работа 1964 года

Следующим шагом в развитии теории фундаментальных ограничений стала работа Колина и Ротшильда [8], предметом исследования которой стало уточнение выражения для добротности n -ой сферической моды (1.4). Предложенный в работе альтернативный метод расчета запасенной энергии и, следовательно, добротности антенны (см. рис. 1.3а) заключается в вычислении плотности запасенной энергии в реактивном поле вокруг радианной сферы, окружающей антенну, как разницы между полной плотностью энергии электромагнитного поля и плотностью энергии, связанной с потоком мощности излученной волны:

$$W_e + W_m = \int_a^\infty dr \left[\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \sin \theta d\theta r^2 \left\{ \frac{\epsilon_0}{4} |E|^2 + \frac{\mu_0}{4} |H|^2 \right\} - \frac{P_R}{c} \right] \quad (1.10)$$

где, $P_R = \text{Re} \left(\frac{1}{2} \int_{S_\infty} [\vec{E} \times \vec{H}^*] d\vec{S} \right)$, S_∞ - сфера для радиуса $r \rightarrow \infty$.

Очевидным преимуществом этого метода является применимость для произвольно заданного распределения поля антенны, в отличие от подхода Чу, который позволяет вычислить добротность только для поля, представляемого в виде разложения по сферическим модам. Колин и Ротшильд продемонстрировали это преимущество, применив метод для вычисления добротности как сферических, так и цилиндрических мод.

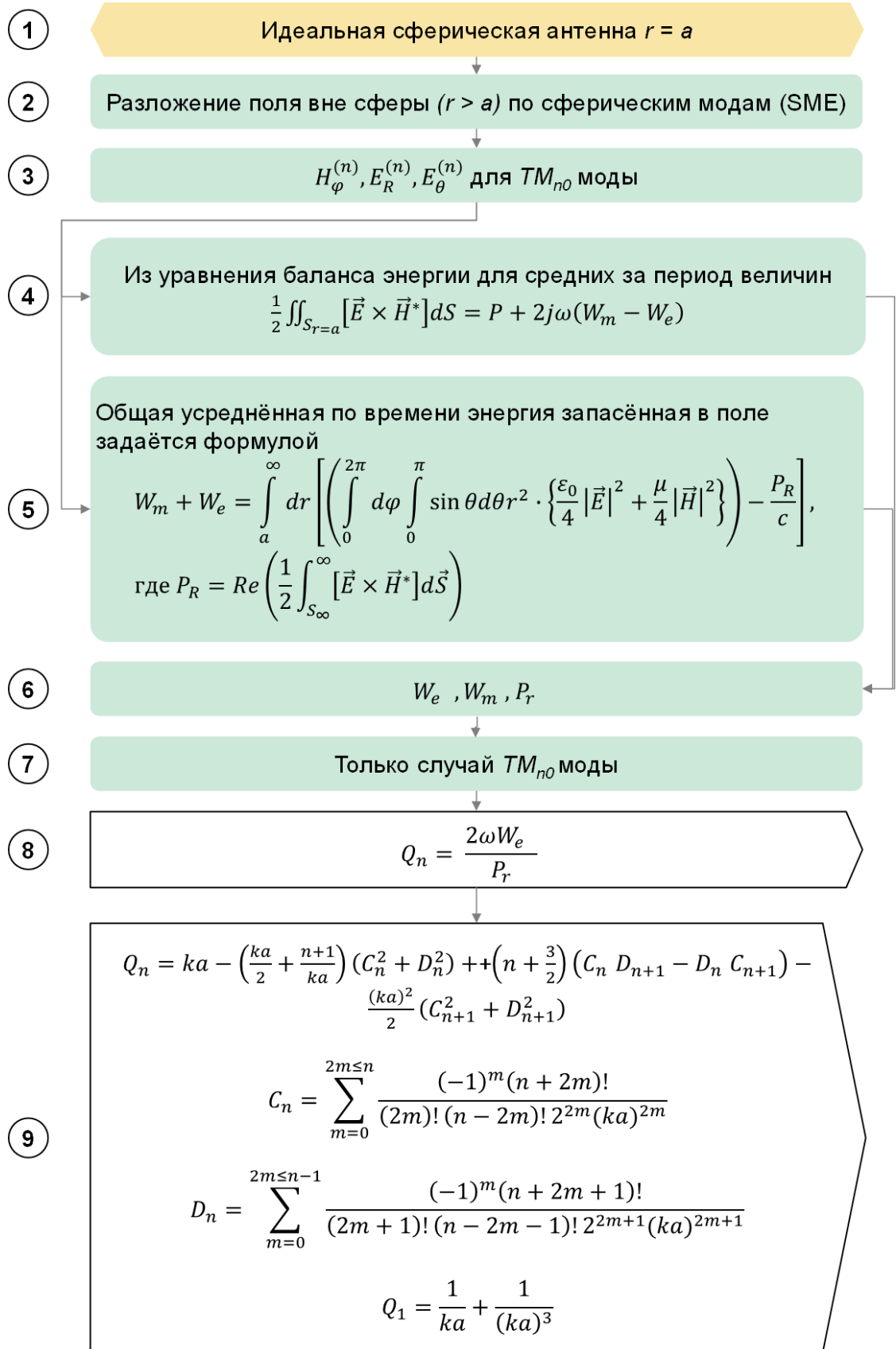


Рис. 1.3а. Подход, предложенный Колином и Ротшильдом [6]

Помимо прочего, были получены конечные выражения для расчета добротности сферической моды n -го порядка через сферические функции Бесселя первого и второго рода:

$$Q_n = \frac{2\omega W_e}{P_r} = ka - \left[\frac{(ka)^3}{2} + (n+1)ka \right] \cdot [j_n^2 + y_n^2] - \frac{(ka)^3}{2} [j_{n+1}^2 + y_{n+1}^2] + \frac{2n+3}{2} (ka)^2 [j_n j_{n+1} + y_n y_{n+1}] \quad (1.11)$$

С помощью рекуррентных соотношений для функций Бесселя выражение было сведено к степенному ряду по $1/ka$, см. работу [8] формула (1.11). Однако в силу отсутствия вычислительных инструментов авторы произвели расчет коэффициентов разложения добротности в степенной ряд только для первых трех мод.

$$Q_1 = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (1.12a)$$

$$Q_2 = \frac{3}{ka} + \frac{6}{(ka)^3} + \frac{18}{(ka)^5} \quad (1.12б)$$

$$Q_3 = \frac{6}{ka} + \frac{21}{(ka)^3} + \frac{135}{(ka)^5} + \frac{675}{(ka)^7} \quad (1.12в)$$

Полученное выражение (1.11) уточняет результат Чу (1.4), полученный с использованием RLC-приближения.

Сравнение добротностей мод первого порядка, вычисленных с использованием разных подходов: из соотношения Хансена (1.7) и из соотношения Колина и Ротшильда (1.12), приведенное на рис. 1.3а, демонстрирует, что в приближении $ka \ll 1$ оба выражения близки друг к другу, в то время как значительные расхождения наблюдаются при $ka \gtrsim 1$. Причина расхождений была объяснена в дальнейшем МакЛином [12] (см. раздел 3.4) и заключается в использовании Хансеном [11] достаточно грубого приближения эквивалентной цепи RLC-контуром, что и привело к потере точности оценки при $ka \gtrsim 1$.

Стоит отметить, что Колин и Ротшильд ограничились лишь вычислением добротности Q_n сферических мод n -го порядка и, в частности, получили простое аналитическое выражение добротности первой сферической моды (1.12а), которое, однако, согласно Чу, может быть использовано для определения ограничения снизу на добротность антенны линейной поляризации, вписанной в радианную сферу.

1.4.3. Фанте, работа 1969 года

Фанте логически продолжил работу Колина и Ротшильда, см. рис. 1.3б.

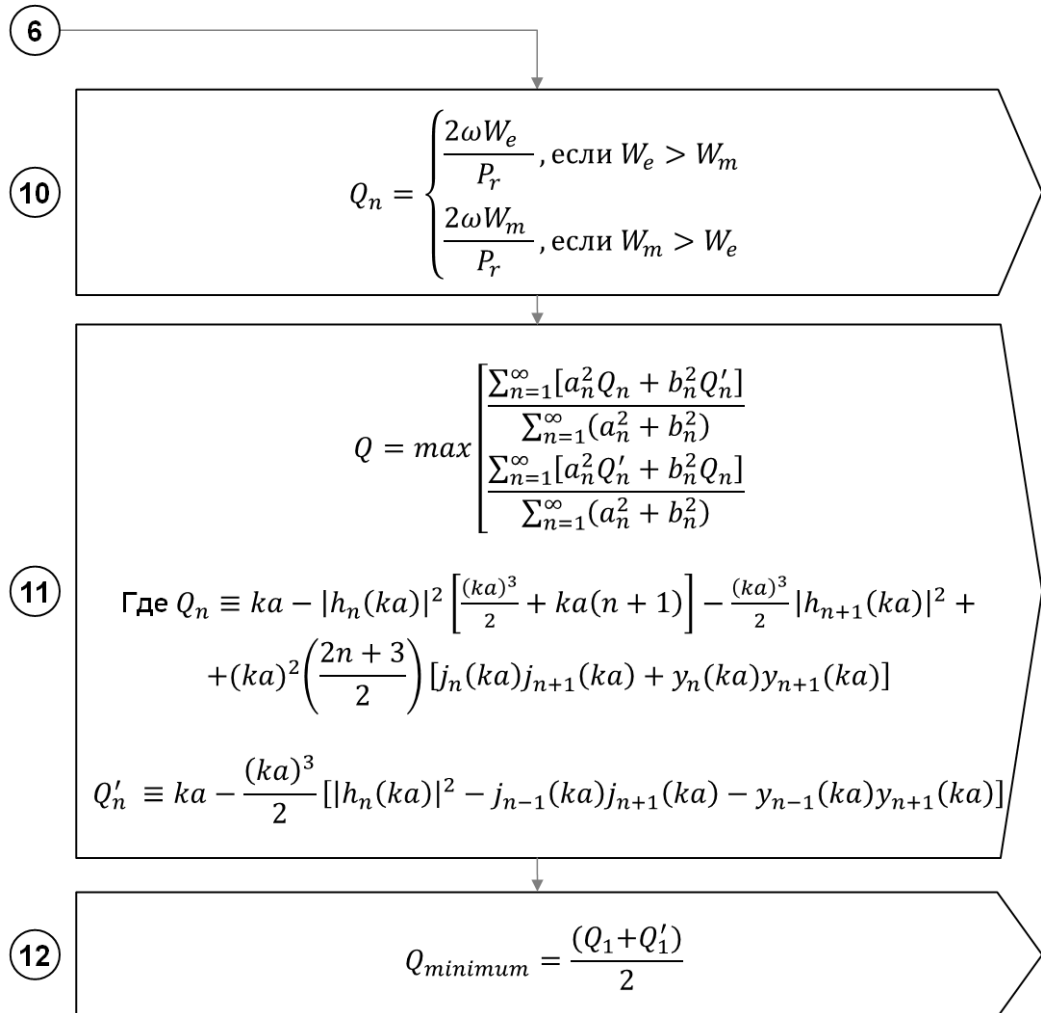


Рис. 1.3б. Подход, предложенный Фанте [9]. При выводе использовались аналогичные схеме с рис. 1.3а первые 6 шагов

Используя тот же подход, он вывел в [9] формулу добротности для произвольного набора и количества возбуждаемых мод:

$$Q = \max \left\{ \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [a_n^2 Q_n + b_n^2 Q_n']}{\sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}, \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [a_n^2 Q_n' + b_n^2 Q_n]}{\sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)} \right\}, \quad (1.13)$$

где $a_n^2 \equiv \sum_{m=0}^n \lambda_{nm} |A_{nm}|^2$, $b_n^2 \equiv \sum_{m=0}^n \lambda_{nm} |B_{nm}|^2$, $\lambda_{nm} = \frac{2\pi\epsilon_m}{2n+1} n(n+1) \frac{(n+m)!}{(n-m)!}$, A_{nm} , B_{nm}

являются коэффициентами разложения, соответственно, для TE_{nm} и TM_{nm} мод по векторным сферическим волновым функциям, определенным Страттоном в [10]. Величина Q_n определяется по формуле (1.11) так же, как и в работе Колина и Ротшильда [8], в то время как Q_n' – вновь введенная функция, определяемая соотношением:

$$Q_n' = ka - \frac{(ka)^3}{2} \left[|h_n(ka)|^2 - j_{n-1}(ka)j_{n+1}(ka) - y_{n-1}(ka)y_{n+1}(ka) \right] \quad (1.14)$$

Введение величины Q_n' потребовалось Фанте для описания случая одновременного возбуждения мод различных типов, и ТЕ, и ТМ, в то время как Чу, Колин и Ротшильд рассматривали случай возбуждения набора мод только одного типа. Так при возбуждении только TE_{n0} или TM_{n0} мод (случай, рассматриваемый Чу) коэффициент перед Q_n' в соотношении (1.13) равен нулю, и выражение (1.13) становится эквивалентным соотношению (1.5).

Используя выведенное соотношение, Фанте показал, что наименьшая добротность достигается в случае возбуждения только мод первого порядка, с одинаковыми амплитудными коэффициентами a_n^2 и b_n^2 , и определяется соотношением:

$$Q_{\min} = \frac{(Q_1 + Q_1')}{2} \quad (1.15)$$

Для случая $ka \ll 1$ это соотношение вырождается в более простое $Q_{\min} = Q_{Chu}/2 = Q_1/2$, подтверждая обнаруженный Харрингтоном эффект – антенна, возбуждающая одновременно и с одинаковыми амплитудами ТЕ и ТМ моды низших порядков обладает добротностью в 2 раза меньшей, чем антенна, возбуждающая только одну из этих мод [7]. Фанте показал, что условие одновременного возбуждения мод низшего порядка обоих типов является необходимым условием достижения минимума добротности. Это является ключевым отличием работы Фанте от Харрингтона, который только лишь обнаружил этот эффект, но не продемонстрировал его строгое доказательство.

Также Фанте проанализировал связь добротности и ширины полосы, показав, что для больших значений Q верно соотношение:

$$B \simeq \frac{1}{Q + Q_{in}}, \quad (1.16)$$

где $Q_{in} = \omega_0 W_{in} / P_R$ – добротность, запасенная во внутреннем поле сферы, окружающей антенну. Таким образом, для $Q \gg 1$ добротность может быть интерпретирована как величина обратная ширине полосы. Стоит отметить, что как для сверхширокополосных антенн, так и для антенн с добротностью близких к единице оценка, произведенная Фанте, не применима. Исследованию связи добротности и ширины полосы для различных случаев, включая широкополосные и сверхширокополосные антенны, посвящен целый ряд работ различных авторов [19,20].

1.4.4. МакЛин, работа 1996 года

МакЛин в своей работе [12] в 1996 году подвел итог исследованиям предела добротности антенн, основанным на анализе разложения поля антенны по сферическим волновым модам, проведя сравнение результатов работ Чу,

Хансена, Колина и Ротшильда, Фанте и объяснив различия, наблюдаемые в результатах.

Мак Лин предложил новый способ вычисления запасенной энергии и, соответственно, добротности напрямую из поля антенны, без использования эквивалентных лестничных схем. Этот способ является альтернативой подхода Колина и Ротшильда. Запасенная в электромагнитном поле энергия может быть вычислена напрямую и отдельно для электрической и магнитной компонент, непосредственно через плотность энергии. Например, для антенны, возбуждающей линейно-поляризованную волну (ТМ), через плотность энергии электрического поля:

$$w_e' = w_e - w_e^{rad} = \frac{\eta}{2\omega} \left[\sin^2 \theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} - \frac{1}{kr^4} \right) + 4 \cos^2 \theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} + \frac{1}{kr^4} \right) \right] \quad (1.17)$$

Для оценки плотности энергии излученной волны использовалось приближение дальней зоны. Интегрируя плотность по всему пространству за пределами окружающей антенну сферы, можно легко получить полную запасенную в электрическом поле энергию W_e' и далее предельное соотношение для добротности такой антенны:

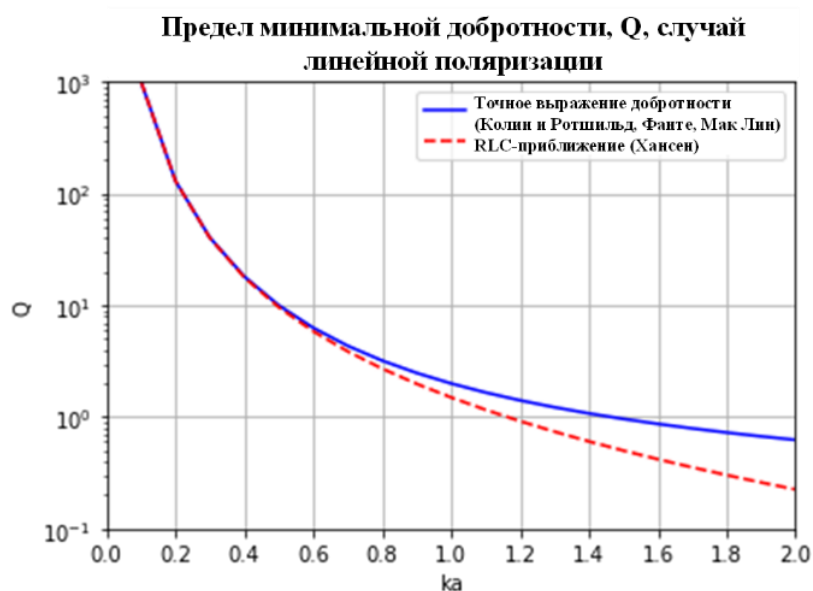
$$Q = \frac{2\omega W_e'}{P_{rad}} = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad (1.18)$$

Сравнивая результаты различных работ, МакЛин показал, что полученный предел для добротности антенны, возбуждающей линейно-поляризованную волну, в точности соответствует результатам Колина и Ротшильда (1.12а), однако отличается от выражения, полученного Хансеном (1.7), в вычислениях которого была найдена алгебраическая ошибка и использовано достаточно грубое приближение эквивалентной цепи сферической моды упрощенным RLC-контуром. Проведя точный расчет добротности, запасенной в эквивалентной цепи для сферической моды низшего порядка, МакЛин получил выражение в точности соответствующее (1.18) и (12.1а).

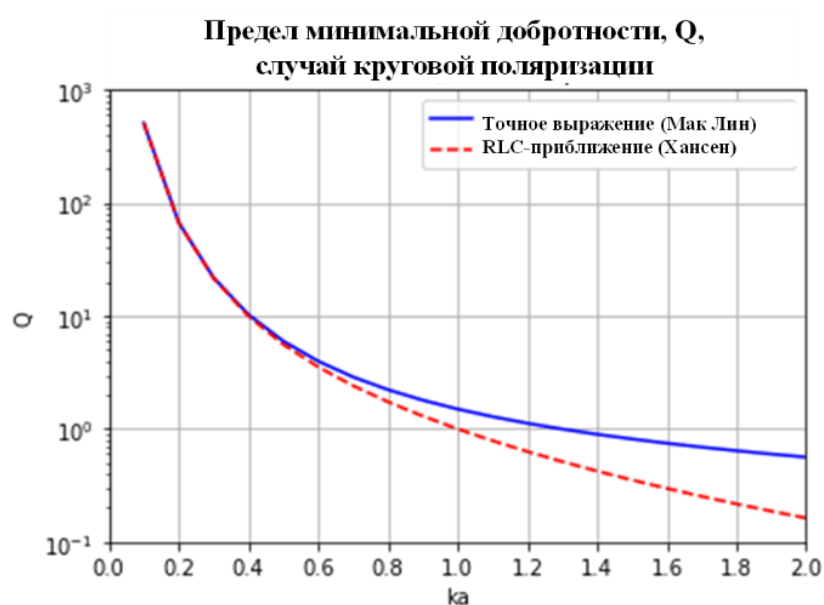
Также МакЛин повторил вывод для случая антенны с круговой поляризацией, возбуждающей одновременной ТМ и ТЕ моды низших порядков с одинаковыми амплитудами, который соответствует, согласно Фанте, антенне с наименьшей предельной добротностью:

$$Q = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (1.19)$$

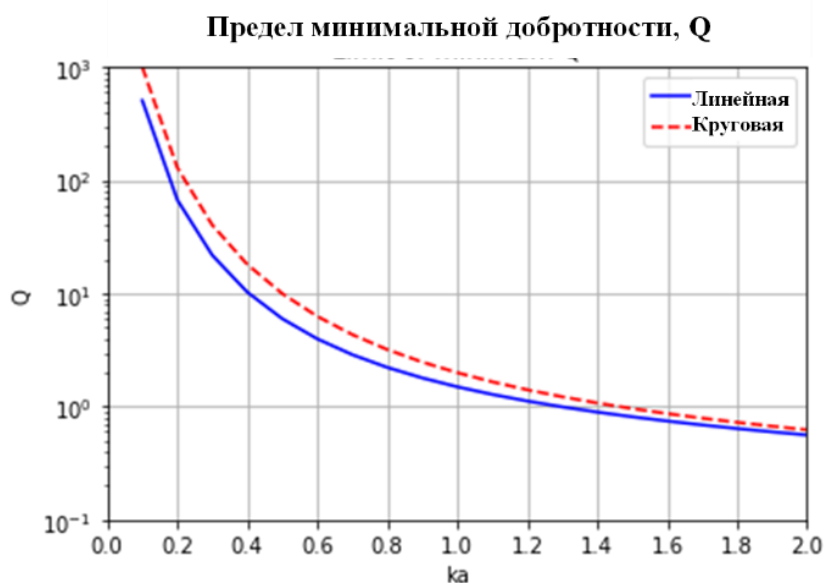
На рис. 1.4 ниже приведены сравнения графиков предельных выражений добротности для случая линейной поляризации, случая круговой поляризации – фундаментальный предел, а также сравнение пределов для различных видов поляризации антенны.



а)



б)



в)

Рис. 1.4. Сравнение графиков предельных выражений добротности: а) случай линейной поляризации; б) случай круговой поляризации – фундаментальный предел; с) сравнение пределов для различных видов поляризации антенны

1.4.5. Гейн, работа 2003 года

На протяжении долгого времени после пионерской работы Чу [5] предметом исследования многих авторов был именно предел добротности

антенны, в то время как наиболее общим является предел отношения G/Q , как компромисс между направленными свойствами антенны и ее добротностью. В 1992 году Фанте [18] получил выражение для обобщённого предела G/Q , однако в его расчете была допущена ошибка, найденная в последствии Гейи [13]. Гейи исправил ошибку Фанте и получил итоговое выражение для предела отношения G/Q :

$$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{dir} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{Q_n + Q_n'} \quad (1.20)$$

Также были получены выражения для наибольшего достижимого КУ и наименьшей добротности в условиях выполнения критерия $\max(G/Q)$:

$$Q_{dir}^{min} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')}}{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')^2}}, \text{ и } G_{dir}^{max} = \frac{\left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')} \right]^2}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')^2}} \quad (1.21)$$

Для сравнения со случаем Чу, Гейи также вывел предел отношения G/Q для всенаправленных антенн с тороидальной диаграммой направленности:

$$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{omni} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1) |P_n^1(0)|^2}{n(n+1) [Q_n + Q_n']} \quad (1.22)$$

Выведенное соотношение уточняет результат Чу (1.8), полученный с использованием достаточно грубого приближения эквивалентной цепи RLC-контуром. Гейи показал, что для антенн малых размеров $ka \ll 1$ это отличие достигает до двух раз.

Упрощенные аналитические выражения для приведенных выше соотношений могут быть получены в пределе $ka \rightarrow 0$, случай электрически малых антенн:

$$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{dir} \approx \frac{6(ka)^3}{2(ka)^2 + 1} \quad (1.23a)$$

$$Q_{dir}^{min} \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3} \quad (1.23b)$$

$$G_{dir}^{max} \approx 3 \quad (1.23B)$$

$$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{omni} \approx \frac{3(ka)^3}{2(ka)^2 + 1} \quad (1.24a)$$

$$Q_{omni}^{min} \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3} \quad (1.24b)$$

$$G_{omni}^{max} \approx 1.5 \quad (1.24B)$$

Откуда видно, что для электрически малых антенны оба критерия $\min(Q)$ и $\max(G/Q)$ могут быть реализованы одновременно, что объясняется ограничением КУ для электрически малой антенны. При этом наименьшая реализуемая добротность при выполнении критерия $\max(G/Q)$ близка к абсолютному пределу добротности (1.19). Это косвенно подтверждает тот факт, что для достижения предела добротности антенна должна обладать ненаправленными свойствами.

Также Гейи показал наличие ограничения в применении полученного Харрингтоном соотношения для нормального КУ (1.9), для случая электрически малых антенн $ka \ll 1$. Поскольку при выводе Харрингтон предполагал, что $Q \sim 1$, а в случае малых ka добротность, Q , возрастает до бесконечности, следовательно, формула (1.9) не применима. Однако для оценки наибольшего достижимого КУ электрически малых антенн может быть использован предел (1.20), график которого представлен на рис. 1.4а, в условии достижения которого может быть получен наибольший КУ, реализуемый при предельно низкой добротности (1.21) для антенн такого размера (см. рис. 1.4б).

На рис. 1.5 ниже приведено сравнение графиков итоговых выражений наибольшего КУ, достижимого в условиях реализации предела отношения G/Q (1.21), и нормального КУ (1.9), реализуемого при $Q \sim 1$, что наглядно демонстрирует границы применимости каждого из подходов.

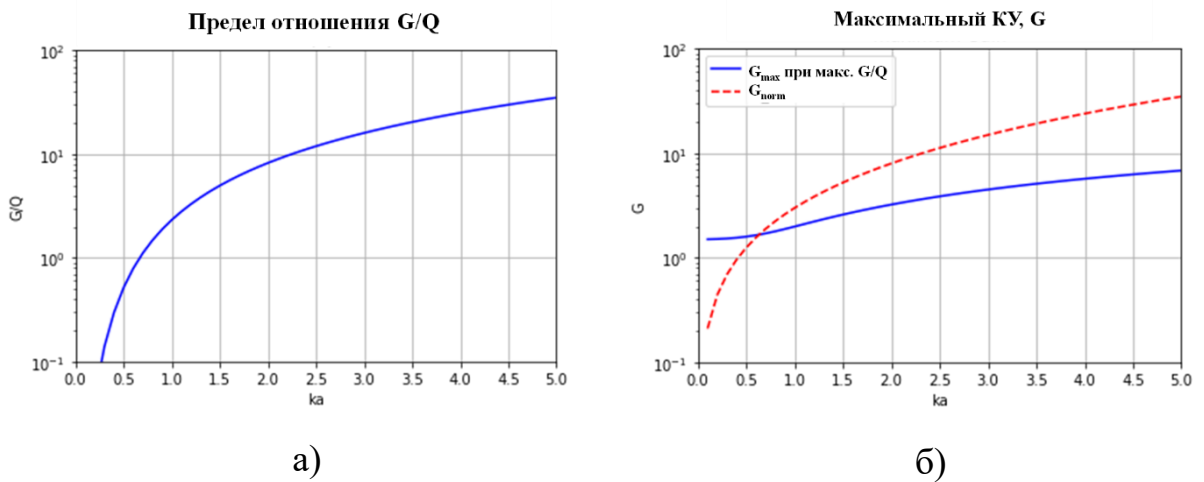


Рис.1.5. а) предел отношения G/Q , б) сравнение наибольшего КУ, достижимого в условиях реализации предела отношения G/Q (1.21), и нормального КУ (1.9), реализуемого при $Q \sim 1$.

1.5. Открытые вопросы подхода разложения поля антенны по сферическим модам

Подход разложения поля антенны по сферическим модам, предложенный Чу для анализа физических фундаментальных ограничений на характеристики антенн, показал себя эффективным и был использован в подавляющем большинстве работ по данной тематике в период с 1943 по 2003 гг. С помощью него получены предельные соотношения для наименьшей добротности, нормального коэффициента усиления и наибольшего отношения коэффициента усиления к добротности антенны, вписанной в сферу радиуса a , приведенные в таблице ниже.

Таблица 1.1. Перечень итоговых выражений фундаментальных ограничений, полученных авторами на протяжении 1946-2003 гг.

Автор и год	Итоговое выражение	Комментарии
Предельное выражение добротности, Q_{min}		
Коллин и Ротшильд, 1964	$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}$	Для линейной поляризации

МакЛин, 1996	$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{2k^3 a^3}$	Для круговой поляризации
Предел отношения КУ к добротности, G/Q		
Гейи, 2003	$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{dir} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{Q_n + Q_n'}$ <p>наибольший достижимый КУ и наименьшая добротность при выполнении условия $\max(G/Q)$:</p> $Q_{dir}^{min} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')}}{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')^2}}, \text{ и}$ $G_{dir}^{max} = \frac{\left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')} \right]^2}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')^2}}$	
	$\max \left(\frac{G}{Q} \right)_{dir} \approx \frac{6(ka)^3}{2(ka)^2 + 1}$ $Q_{dir}^{min} \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3}$ $G_{dir}^{max} \approx 3$	Упрощенные аналитические выражения в пределе $ka \rightarrow 0$
Предельное значение нормального КУ, G		
Харрингтон, 1959	$G_{max} = N^2 + 2N = (ka)^2 + 2ka$	для $ka \geq 1$ и $Q \leq 1$
Гейи, 2003	$G_{dir}^{max} = \frac{\left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')} \right]^2}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{(Q_n + Q_n')^2}}$	для $ka \ll 1$ и $Q \gg 1$ 1

Практическая ценность полученных фундаментальных ограничений заключается в оценке предельных характеристик антенн при их проектировании. Однако представленные в данной работе предельные соотношения имеют два ключевых ограничения в применимости.

Первое ограничение касается антенн с высокой долей запасенной энергии внутри окружающей антенну сферы. Например, это касается линейного проволочного диполя. Несмотря на то, что такие антенны тоже удовлетворяют приведенным в работе пределам, их характеристики далеки от предельных и могут отличаться в разы и даже на порядки. Поэтому при проектировании подобных антенн предельные соотношения могут быть использованы лишь для качественной оценки характеристик подобных антенн. Данный вопрос был решен в работах Густафссона [14-17], учитывающих форм-фактор конструкции антенн.

Второе ограничение затрагивает широкополосные и сверхширокополосные антенны. Как показал Фанте [9], соотношение (1.14), связывающее добротность антенн с шириной рабочих частот, применимо лишь для случая узкополосных антенн ($Q \gg 1$). А значит, несмотря на то что прямого ограничения на применение рассмотренных предельных соотношений для случая широкополосных и сверхширокополосных антенн нет, интерпретация добротности подобных антенн как величины обратной ширине рабочих частот не точна.

1.5.1. Густафссон, работы 2007-2020 годов

Позднее в работах [14-17] с использованием математического аппарата теории рассеяния, было получено выражение для фундаментального ограничения с учетом геометрической формы антенны, учитываемой в тензоре поляризуемости:

$$\frac{D}{Q} \leq \frac{k^3}{2\pi} (\hat{p}_e^* \gamma_e \hat{p}_e + \hat{p}_m^* \gamma_m \hat{p}_m), \quad (1.25)$$

где k – волновое число для центральной частоты рабочего диапазона, γ_e, γ_m – тензоры электрической и магнитной поляризуемости формы антенны соответственно, которые используются для связи дипольного момента рассеянного излучения с вектором поляризации падающей волны [21,22]. Результат Густафссона позволяет уточнить ограничение (1.18) за счет учета геометрической формы антенны и ответить на вопрос, насколько характеристики антенны заданной геометрической формы и размера отличаются от предела Чу. Также ограничение Густафссона может быть напрямую применимо для оценки предельных характеристик антенн различных типов и геометрических форм, что наиболее ценно с практической точки зрения.

Однако все вышеупомянутые ограничения были сформулированы в терминах добротности и центральной частоты, что не очень удобно для случая СШП-антенн. Обобщение работы Чу на случай СШП-антенн с полубесконечным диапазоном частот было получено в результате работ [23,24], в которых было выведено ограничение в терминах нижней частоты рабочего диапазона. Вывод в этих работах был также основан на подходе Чу, разложении поля антенны по сферическим модам вне описывающей антенну сферы минимального радиуса и пренебрежении энергией, запасенной внутри сферы, которая может быть значительной для антенн с геометрической формой, занимающей лишь небольшую часть описывающей антенну сферы. Поэтому достижимые на практике добротности и ширины полос рабочих частот реальных антенн, например, печатных, могут существенно отличаться от значений ограничений [23,24]. Для того чтобы оценить, насколько характеристики антенны приближаются к пределу, в работах [25,26] был введен и использован коэффициент использования размера (КИР) антенны,

характеризующий, насколько разработанная антенна близка по своим размерам к фундаментальному пределу Чу.

1.6. Обзор сверхширокополосных ненаправленных антенн

В данном разделе рассмотрены наиболее популярные типы широкополосных и сверхширокополосных антенн, приведен обзор их типовых характеристик и свойств.

1.6.1. Дипольные антенны (вibratorные и щелевые антенны)

Наиболее простые стандартные антенны, часто применяемые во всех видах связи [27-30]. С точки зрения электродинамики, бывают двух видов: дипольные (электрический вибратор) и щелевые (магнитный вибратор).

Классический диполь (или электрический вибратор) представляет собой цилиндрический проводник длиной $l_1 + l_2$ и радиусом a , питаемый в точках разрыва генератором, см. рис. 1.6. Подключение генератора к такой антенне может быть различным. Под воздействием э. д. с. генератора в антенне возникают электрические токи, которые распределяются по поверхности антенны таким образом, что возбуждаемое ими электромагнитное поле удовлетворяет уравнениям Максвелла, граничным условиям на поверхности проводника и условию излучения на бесконечности.

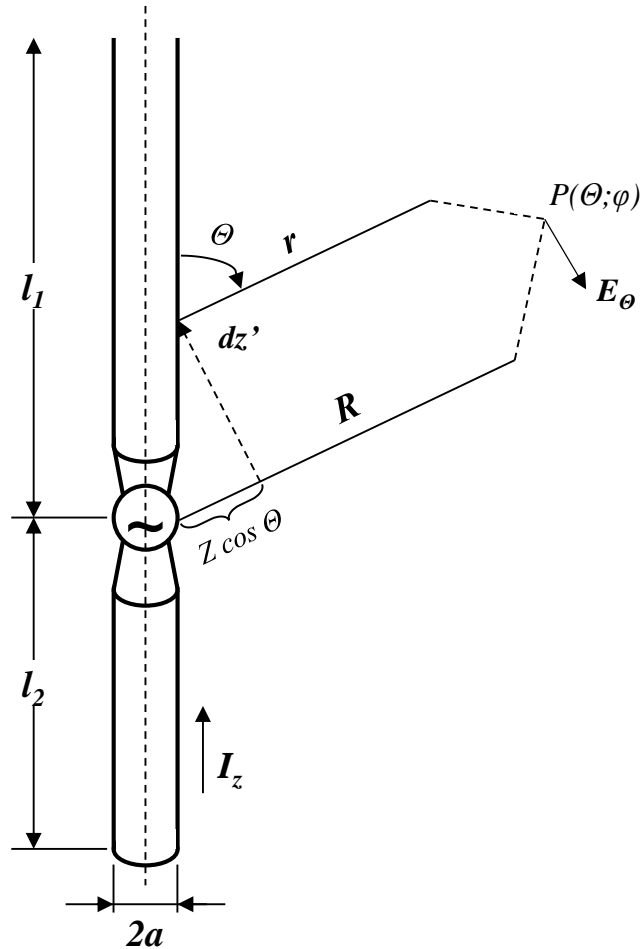


Рис. 1.6. Схема классического диполя

Вследствие осевой симметрии электрические токи на боковой поверхности подводника вибратора имеют только продольные составляющие, а на торцевых поверхностях – радиальные составляющие. На цилиндрической поверхности радиуса a , затягивающей зазор вибратора, наряду с фиктивными продольными токами существуют также фиктивные азимутальные магнитные токи, эквивалентно заменяющие внутреннюю область зазора вместе с возбуждающим генератором. Часто при теоретическом исследовании вибратора устанавливают закон распределения излучающих токов на поверхности, т.е. решают внутреннюю задачу, а решая внешнюю задачу, определяют ДН и другие параметры, см. подробнее [31,32]. Поскольку конфигурация поля в диполе определяется его длиной, можно использовать

стандартное приближение синусоидального распределения токов вдоль длины вибратора:

Диполь	Щель		
$I = I_0 \sin k \left(\frac{L}{2} - z \right)$	$V = V_0 \sin k \left(\frac{L}{2} - z \right)$	$z \geq 0$	(1.26)

$I = I_0 \sin k \left(\frac{L}{2} + z \right)$	$V = V_0 \sin k \left(\frac{L}{2} + z \right)$	$z \leq 0$	(1.27)
-------------------------------------------------	-------------------------------------------------	------------	--------

Распределения токов вдоль вибратора схематически показаны на рис. 1.7. Распределение токов обусловлено возникновением стоячих волн в диполе, представляющем собой резонатор. На концах диполя (электрического вибратора) выполняются граничные условия по току $I = 0$, а для щели (магнитный вибратор) – по напряжению. Таким образом, все характеристики тонкого проволочного диполя будут описываться одним параметром, а именно – электрической длиной.

При равенстве плеч $l_1 = l_2 = L$ диполь называется симметричным. Интегрирование синусоидального распределения даёт диаграмму направленности диполя в дальней зоне в Е-плоскости:

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0}{2\pi r} e^{-jkr} \frac{\cos(kL/2 \cos \theta) - \cos(kL/2)}{\sin \theta} \quad (1.28)$$

Для такого диполя хорошо известны характерные особенности поля излучения:

1. Фаза напряженности поля в дальней зоне не зависит от углов наблюдения. Поэтому диполь имеет фазовый центр, совпадающий с его серединой.
2. Излучение вибратора не зависит от азимутального угла φ , т.е. диаграмма направленности в экваториальной плоскости (в плоскости вектора \mathbf{H}) равномерна (см. рис. 1.8).

3. В направлении оси диполя поле излучения равно нулю.
4. Форма ДН в меридиональной плоскости (плоскости вектора E) зависит от отношения длины плеча диполя к рабочей длине волны.
5. Коэффициент направленного действия антенны, рассчитанный на основе вышеуказанной формулы, представлен на рис. 1.9.

Хотя магнитных токов не существует в природе, по аналогии с диполем (электрическим вибратором) принято рассматривать излучение гипотетического магнитного вибратора. Представляется такой же вибратор цилиндрической формы длиной $2l$ и радиусом a , выполненный из идеального проводника и возбуждаемый в центре магнитодвижущей силой. В таком вибраторе как бы возникает магнитный ток с таким распределением, при котором касательная составляющая напряженности магнитного поля всюду на боковой поверхности, за исключением зазора, равна нулю. Поскольку векторный потенциал магнитных токов подчиняется тому же уравнению, что и векторный потенциал электрических токов, и граничные условия в отношении магнитного поля в случае магнитного вибратора совпадают с граничными условиями в отношении электрического поля в случае электрического вибратора, то распределение магнитного тока в симметричном магнитном вибраторе удовлетворяет таким же законам, как и для электрического диполя. Подробнее см. [31,32].

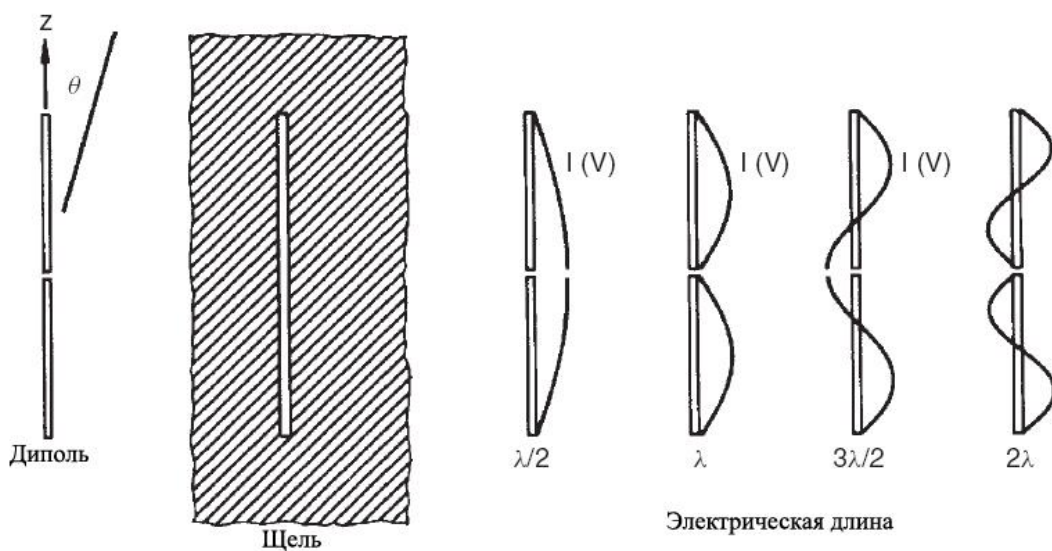


Рис. 1.7. Синусоидальные распределения токов вдоль вибратора при различных длинах

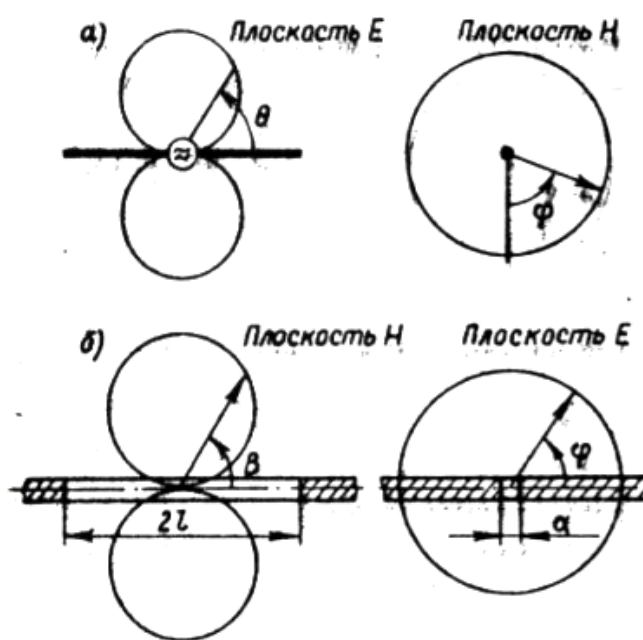


Рис. 1.8. Упрощенная диаграмма направленности электрического и магнитного вибраторов в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (E- и H- плоскости).

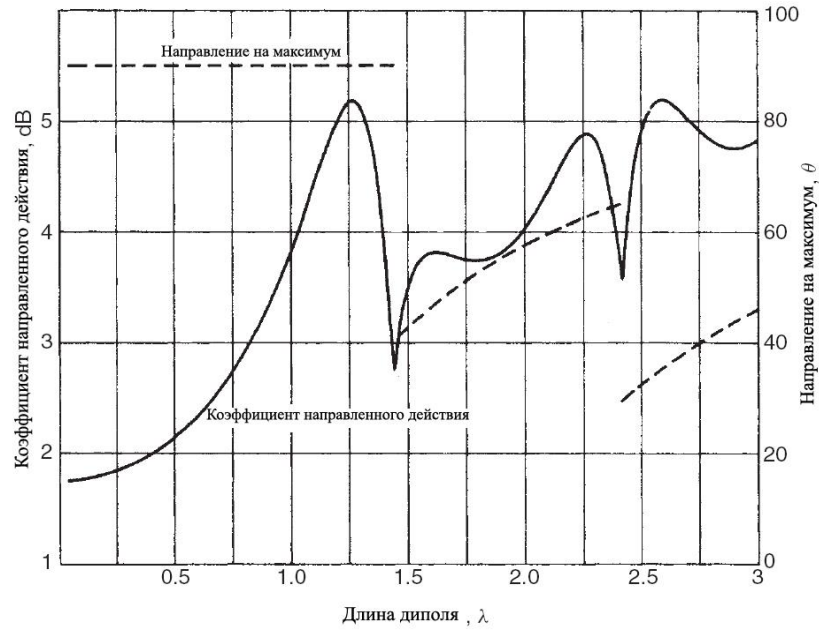


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента направленного действия от длины диполя.

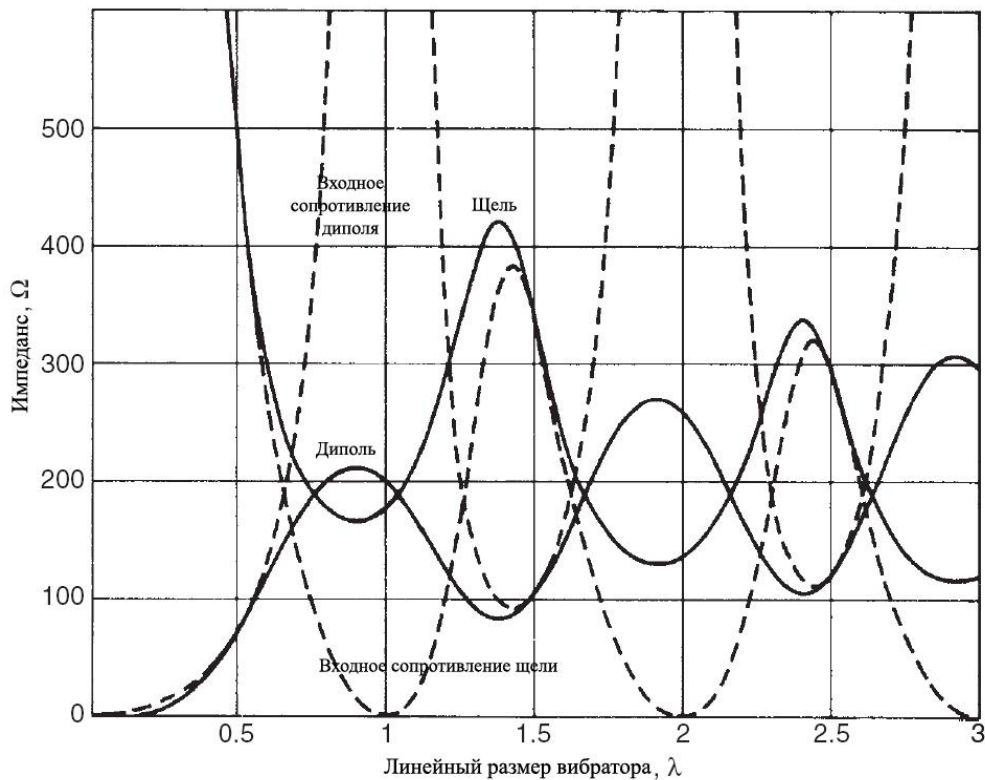


Рис. 1.10. Зависимость импеданса линейного размера вибраторов.

Классический тонкий линейный диполь имеет узкополосные характеристики входного импеданса. Любые небольшие отклонения рабочей частоты приведут к большим изменениям в режиме работы. Однако одним из способов

увеличения рабочей полосы частот является уменьшение отношения l/d , где $d = 2a$. Для такой антенны это может быть достигнуто путем сохранения длины и увеличения диаметра излучающего цилиндра. Например, антенна с $l/d = 5000$ имеет рабочую полосу около 3%. Антенна такой же длины, но с $l/d = 260$, имеет рабочую полосу уже ~30%.

Рассмотрим другой хорошо изученный пример – дипольную биконическую антенну. Такая антенна образована двумя конусами, расположенными как на рисунке 1.11.

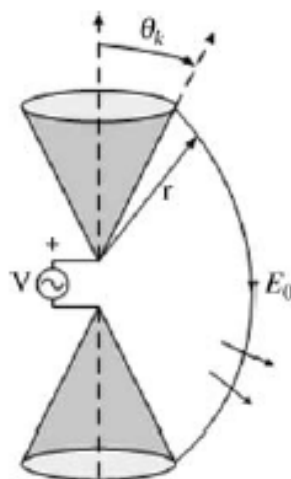


Рис. 1.11. Схематичный пример биконической антенны

Напряжение от генератора прикладывается на входных клеммах и вызывает исходящие сферические волны, как показано на рисунке 1.11, которые, в свою очередь, создают в любой точке ток I вдоль поверхности конуса и напряжение V между конусами. Достаточно легко определяется [33] характеристический импеданс линии передачи, который также равен входному импедансу бесконечной геометрии антенны:

$$Z_c = Z_{in} = 120 \ln \left[\cot \left(\frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (1.29)$$

Благодаря своим широкополосным характеристикам биконические антенны применяются на практике уже много лет. Однако классическая биконическая

структура, рассмотренная выше, массивна для большинства частот эксплуатации и ее использование не практично, поэтому чаще применяют другие видоизмененные структуры, см. рис. 1.12.

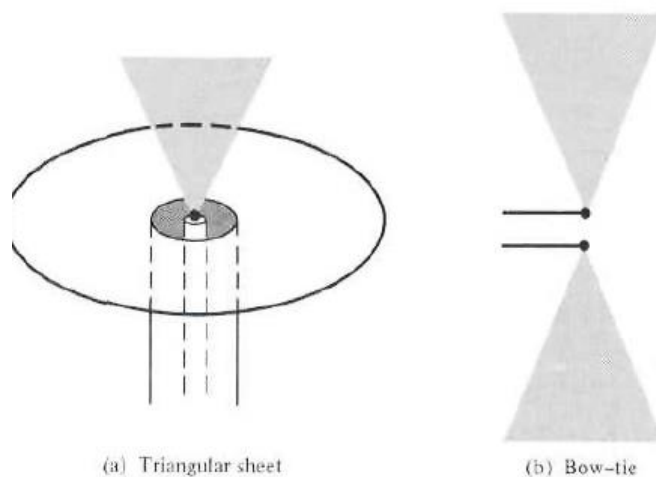


Рис. 1.12. Различные виды применяемых биконических антенн

Наиболее распространены планарные треугольные антенны и печатные антенны-бабочки, показанные на рисунке 1.12. Каждую из таких антенн можно легко изготовить с помощью проволоки по периметру или металлизации поверхности, что значительно снижает и вес, и ветровое сопротивление конструкции. Антенна-бабочка хорошо изучена [33,34]. В отличие от классических проволочных диполей, печатные диполи представляют собой тонкие слои металлизации на печатной плате. Подложка как правило представляет собой тонкий пластик (FR-4 или Rogers). Плечи антенны будут представлять собой полоски металлизации, выполненные на подложке печатной платы. Запитывается антенна, например, от микрополосковой линии, где передаваемый сигнал прикладывается между различными слоями печатной платы. В таком случае плечи диполя удобно расположить в различных слоях, а именно – на разных сторонах подложки.

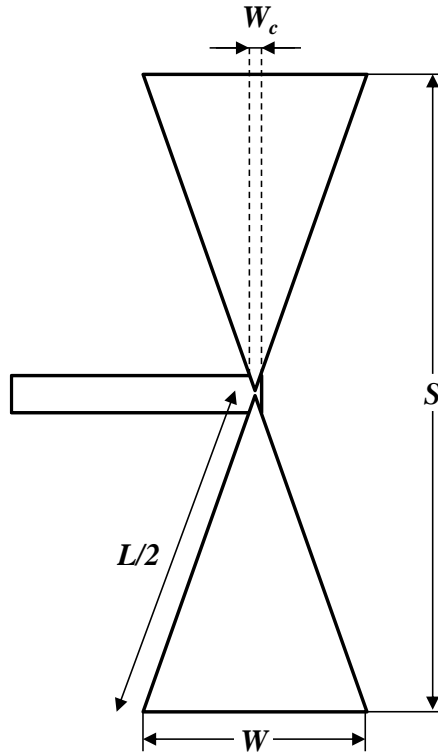


Рис. 1.13. Схема планарной треугольной антенны

Известно [33], что резонансная частота антенны-бабочки для доминирующей моды TM_{10} определяется по формуле:

$$(f_r)_{10}^{TM} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}L} \left(\frac{1.152}{R_t} \right) \quad (1.30)$$

$$\text{, где } R_t = \frac{L(W+2\Delta L)+(W_c+2\Delta L)}{2(W+2\Delta L)+(S+2\Delta L)}, \quad \frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W_i}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W_i}{h}+0.813\right)},$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_i} \right]^{-1/2}, \quad W_i = \left(\frac{W+W_e}{2} \right)$$

а ϵ_r – относительная и ϵ_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость, h – высота подложки.

Ширина полосы такой антенны легко варьируется конфигурацией настроенного контура и может достигать значений $\sim 50\%$. Что касается диаграммы направленности, то она представляет собой окружность в плоскости перпендикулярной вибратору, однако имеет провалы в Е-плоскости (параллельной диполю), телесный угол которых может быть уменьшен путем уменьшения электрической длины диполя.

1.6.2. Печатные монополюсные антенны.

Печатные монополюсные антенны стали сильно популярны в последнее время, о чем свидетельствует большое количество публикаций как в отечественной, так и зарубежной литературе. Интерес в основном связан со сверхширокополосным диапазоном частот и компактностью структуры, что делает антенны наиболее привлекательными для использования в мобильных и других современных радиоэлектронных устройствах. Одной из перспективных областей применения сверхширокополосных сигналов (СШП) сигналов являются беспроводные персональные локальные сети (wireless personal area networks – WPAN), которые, благодаря низкой стоимости аппаратуры и малому энергопотреблению, являются перспективной технологией [35].

Типичная конфигурация печатной дисковой монополюсной антенны, представленная на рис. 1.14, состоит из прямоугольного экрана длиной l , шириной w и диска диаметром d , расположенного на одной подложке с экраном (возможно в разных слоях) на расстоянии L от экрана. Возбуждение структуры происходит в самом узком месте между экраном и площадкой. Широко распространены также антенны с площадками других геометрических форм, как простых, например, треугольной, четырехугольной или шестиугольной, так и более сложных – эллипс, серп, месяц [36-40]. Антенна может возбуждаться как микрополосковой, так и копланарной волноведущими линиями. В свою очередь, сигнал на волноведущую линию подается или через коаксиальный разъем, или напрямую от приёмопередатчика, в случае его интегрального расположения на одной подложке с антенной. Исторически принято антенны подобной конструкции называть «печатными монополюсными антеннами», однако такое название не совсем корректно отражает как принцип работы антенны, так и ее характеристики.

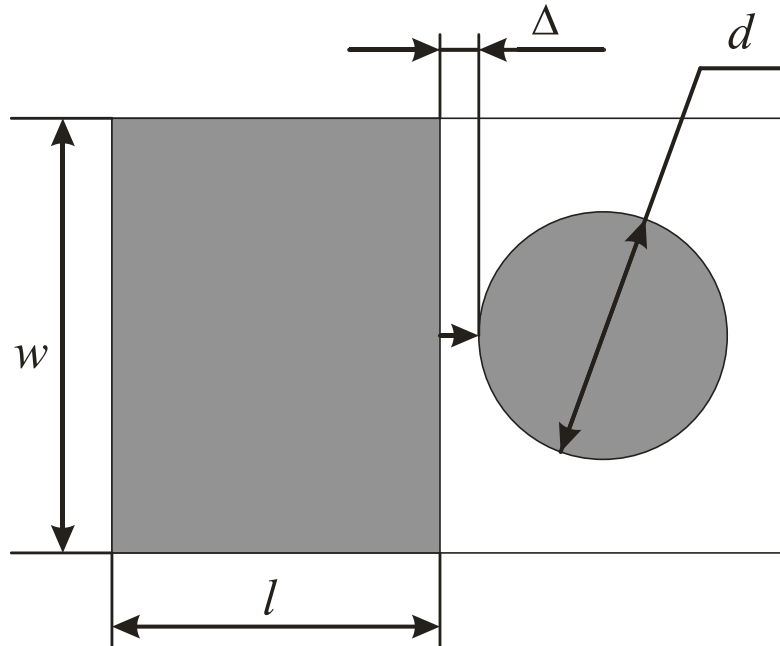


Рис. 1.14. Типичная конфигурация печатной монополярной антенны

Такая антенна имеет более симметричную диаграмму направленности, в отличие от антенн вибраторного типа. Характеристики антенны меняются путем варьирования формы площадки (круг эллипс, прямоугольник, прямоугольник со скошенными углами), добавлением щелей и способа возбуждения. Однако следует заметить, что достижение частотной селективности при помощи такого типа антенн является не простой задачей, а зачастую подобные антенны перекрывают очень широкий диапазон частот с отношением верхней частоты к нижней ~ 3 и более. Более подробно принципы работы и настройки такого типа антенн будут рассмотрены в Главе 3.

1.6.3. Частотно-независимые антенны.

К частотно-независимым антеннам относят спиральные антенны и логопериодические антенны [41,42], которые в некотором диапазоне частот действительно демонстрируют характеристики (и входной импеданс, и ДН), слабо зависящие от частоты на ширине полосы более 10:1. При этом недостатком таких антенн является относительно большой размер структуры.

Частотно-независимые антенны, такие как биконические, спиральные или лог-периодические, являются классическими представителями сверхширокополосных антенн.

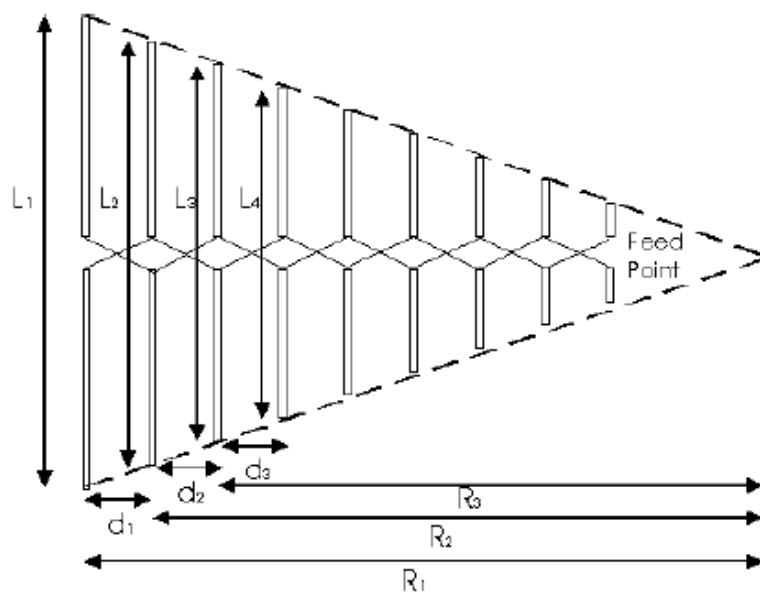
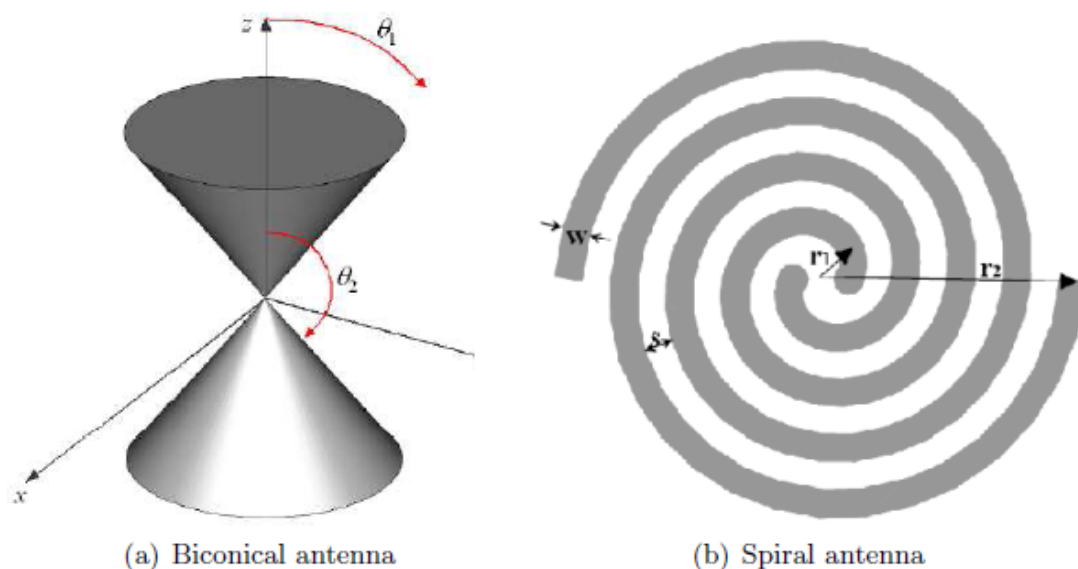


Рис. 1.15. Схемы различных частотно-независимых антенн

Существует два основных подхода к пониманию принципа работы частотно-независимых антенн. Согласно [43], импеданс и характеристики антенны будут не зависимыми от частоты, если форму антенны можно описать исключительно углами. Бесконечные конусные антенны и спиральные

антенны являются хорошим примером такого типа антенн. Что касается лог-периодических антенн, их структура не может быть описана исключительно углами, в тоже время есть зависимость от расстояния, на которое отстоят части антенны от места запитки. Но несмотря на эти отличия, лог-периодическая антенна ведет себя как частотно-независимая.

Второй принцип для описания работы частотно-независимых антенн – это само-повторяемость, которая впервые была введена в 1940 году [44,45].

Мушиаке открыл, что произведение входного сопротивления планарной электрической антенны (площадки) и соответствующей магнитной антенны (щели) является константой - $\eta^2/4$, где η – собственный импеданс (377~120π Ом для свободного пространства). Однако, если антенна – само-дополняющая, то частотно-независимое поведение импеданса достижимо. Само-дополняющие антенны имеют постоянный импеданс $\eta/2$, что составляет 188,5 Ом.

Несмотря на то, что частотно-независимые антенны могут работать на крайне широких частотных диапазонах, тем не менее они тоже имеют ограничения.

Ещё один подход был предложен в [46], он высказал предположение, что частотно-независимые антенны являются антеннами бегущей волны.

1.6.3. Антенны бегущей волны

К антеннам бегущей волны относят антенны, созданные на основе открытых передающих линий [41, 42, 47, 48]. Например, щелевой линии. Если рассматривать открытую щелевую линию переменной ширины (расширяющуюся), то получится антенна Вивальди [63-69]. Такая антенна аналогична рупорной, и диаграмма направленности в плоскости подложки будет иметь ярко выраженный главный лепесток. Для достижения ненаправленности применяется конструкция, состоящая из нескольких антенн, направленных в разные стороны. Что касается антенн на основе

щелевой линии постоянной ширины, то такие антенны нашли широкое применение в средствах беспроводной передачи данных (Wi-Fi, Bluetooth, GSM), однако стандартная конфигурация такого рода антенн не обеспечивает широкополосного приёма. Для достижения широкополосности используются конструкции, состоящие из нескольких отрезков щелевых линий, с разными параметрами [47].

Также антенны можно разделить по способу возбуждения. Зачастую применяются три наиболее распространенных типа фидерных линий: для низкочастотного применения ($<2\text{ГГц}$) – коаксиальная, для более высокочастотных – копланарная и микрополосковая. Как правило, тип линии определяется технологическими возможностями и топологией приёмной части аппаратуры.

Резонансные антенны, такие, к примеру, как прямой проволочный диполь, являются также антеннами стоячей волны. Тогда как, если отражённая волна не сильно влияет на антенну и антенна ведёт себя как структура, где волна движется, то такую антенну называют антенной бегущей волны. Бегущая волна может создаваться при помощи специальных нагрузок на концах, чтобы предотвращать отражение. Очень длинные антенны могут выступать в роли антенн бегущей волны, если на их длине происходят сильные затухания и отражённые волны становятся малыми.

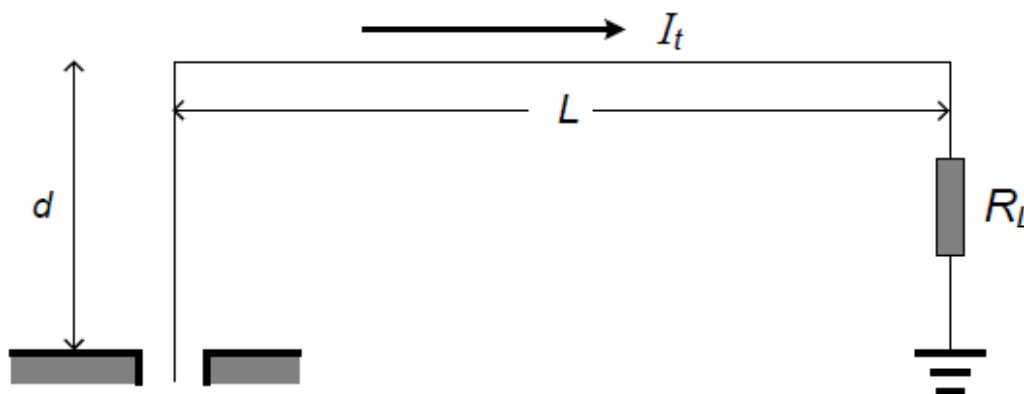


Рис. 1.16. Простейшая схема антенны бегущей волны

Так как антенна бегущей волны содержит чистые бегущие волны, характеристики по току и напряжению совпадают. Однако, входной импеданс такой антенны всегда преимущественно действителен, что приводит нас к широкой рабочей полосе.

1.6.5. Зависимость Добротности и Ширины полосы антенны

Добротность определяется как отношение накопленной энергии к излученной энергии и омическим потерям. Рассчитаем добротность в соответствии с эквивалентной схемой антенны, см. рис. 1.17.

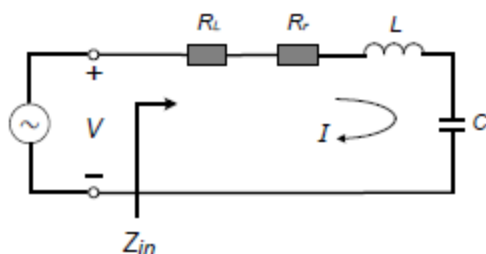


Рис. 1.17. Простейшая эквивалентная схема антенны

На резонансной частоте f_0 ($2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$)

$$Q = 2\pi f_0 \frac{\frac{1}{4}|I|^2 L + \frac{1}{4}|I|^2 \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C}}{\frac{1}{2}|I|^2 (R_r + R_L)} = \frac{2\pi f_0 L}{R_r + R_L} = \frac{1}{2\pi f_0 (R_r + R_L) C} = \frac{1}{2\pi f_0 R_r C} \cdot \frac{R_r}{R_r + R_L} = Q_{lossless} \cdot e_{rad} \quad (1.31)$$

где $Q_{lossless}$ - это добротность антенны при отсутствии потерь, т.е. $R_L = 0$; e_{rad} - КПД антенны.

Теперь рассмотрим поведение входного импеданса Z_{in} вблизи резонанса f_0 и допустим, что $f = f_0 + \Delta f$, где Δf - мало. Тогда Z_{in} рассчитывается как

$$Z_{in} = R + j2\pi fL \left(1 - \frac{1}{(2\pi f)^2 LC} \right) = R + j2\pi fL \left(\frac{f^2 - f_0^2}{f^2} \right)$$

где $R = R_r + R_L$

А так как $f^2 - f_0^2 = (f - f_0)(f + f_0) = \Delta f(2f - \Delta f) \approx 2f\Delta f$ для малых Δf , выражение для входного импеданса принимает вид:

$$Z_{in} \approx R + j4\pi L\Delta f = R + j\frac{2RQ\Delta f}{f}$$

А на частотах половинной мощности ($f = f_0 + \Delta f_H$), $|Z_{in}|^2 = 2R^2$, т.о.

$$\left| R + jRQ\frac{2\Delta f_H}{f_0} \right|^2 = 2R^2$$

В итоге получается, что

$$FBW = 2\frac{\Delta f_H}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (1.32)$$

1.7. Заключение и выводы

В главе представлен краткий обзор по двум ключевым для диссертации темам. Первая – взаимосвязь между характеристиками антенн и ограничения на эти соотношения, которые чаще называют фундаментальными физическими ограничениями. Рассмотрены этапы развития теории электрически малых антенн, начиная с классических работ, в которых было введено понятие электрически малых антенн. Проведено сравнение подходов различных авторов, в частности Харрингтона, Колина и Ротшильда, Фанте, Мак Лина, Гейи, к выводу предельных выражений коэффициента усиления G , добротности Q и их отношения G/Q , основанных на предложенном Чу подходе – разложения по сферическим модам. Приведены итоговые точные предельные соотношения, проанализированы допущения и приближения, использованные при выводе, и сформулированы связанные с этим ограничения применимости. Проведен обзор работ, основанных на

использовании математического аппарата теории рассеяния, в которых было получено выражение для фундаментального ограничения с учетом геометрической формы антенны.

Во второй части главы приведен обзор сверхширокополосных ненаправленных антенн основных наиболее распространённых конфигураций. Сделан акцент на печатных антеннах, как наиболее распространенных для применения среди мобильных устройств радиосвязи. Даны описания конструкций различных типов антенн, представлены характеристики, а также их зависимость от параметров антенны.

Глава 2. Фундаментальное ограничение для СШП-антенн.

2.1. Введение

В отличие от классических предельных соотношений, полученных ранее Чу-МакЛином и Густафссоном, выведенных в терминах добротности, в Главе 2 найдено электродинамическое ограничение на характеристики СШП-антенн, связывающее направленные свойства антенны, ее коэффициент направленного действия (КНД), коэффициент отражения по входу, нижнюю частоту рабочего диапазона, габаритный размер антенны и учитывающее ее геометрическую форму. Такое ограничение выведено как для антенны с полубесконечным диапазоном рабочих частот, так и для антенны с конечным интервалом диапазона рабочих частот. Для печатных СШП-антенн прямоугольной формы с линейной поляризацией показано как решение «прямой» задачи поиска выражения для нижней частоты рабочего диапазона, так и «обратной» задачи – выведены выражения для оценки минимально достижимого размера.

2.2. Электродинамическое ограничение на характеристики антенн с полубесконечным диапазоном.

Используя подход, предложенный в работе [14], вывод фундаментального электродинамического ограничения начнем с соотношения, связывающего полное сечение [21] с тензорами электрической и магнитной поляризуемости геометрической формы антенны γ_e , γ_m , которое является следствием оптической теоремы теории рассеяния:

$$\int_0^\infty \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda = \pi^2 (\hat{p}_e^* \gamma_e \hat{p}_e + \hat{p}_m^* \gamma_m \hat{p}_m). \quad (2.1)$$

В качестве предельного случая СШП-антенны рассмотрим антенну с полубесконечным диапазоном рабочих частот $(f_c; \infty)$ и, соответственно, диапазоном длин волн $(0; \lambda_c)$, где λ_c – наибольшая длина волны рабочего диапазона антенны. Представим интеграл в левой части выражения в виде суммы интегралов на разных промежутках интегрирования $\Lambda = (0; \lambda_c)$ и $\bar{\Lambda} = (\lambda_c; \infty)$ и выразим полное сечение через сечение поглощения σ_{abs} антенны:

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda = \int_0^{\lambda_c} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_c}^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda = \int_0^{\lambda_c} \frac{\sigma_a(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda + \int_{\lambda_c}^{\infty} \frac{\sigma_{\text{abs}}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda,$$

где $\eta(\lambda)$ – отношение спектрального сечения поглощения антенны к полному

сечению. Из интегральной теоремы о среднем, используя $\eta_{\text{abs}} = \frac{\int_{\Lambda} \sigma_{\text{abs}}(\lambda) d\lambda}{\int_{\Lambda} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda}$,

получим

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} \sigma_{\text{abs}}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_c}^{\infty} \frac{\sigma_{\text{abs}}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda.$$

Выразив сечение поглощения через сечение поглощения σ_{abs0} идеально согласованной антенны, представляющее фактически эффективную площадь антенны и коэффициент отражения по входу Γ следующим образом:

$$\sigma_{\text{abs}}(\lambda) = (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda),$$

получим

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_c}^{\infty} \frac{(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda.$$

Так как вне рабочего диапазона длин волн, при $\lambda > \lambda_c$, $(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \simeq 0$ и при этом не отрицательно, то полное интегральное сечение может быть оценено снизу следующим образом:

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda \geq \frac{1}{\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{4\pi\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) D(\lambda) \lambda^2 d\lambda. \quad (2.2)$$

Последнее преобразование получено с использованием известного соотношения, связывающего эффективную площадь антенны и КНД [31]: $D = 4\pi\sigma_{\text{abs}0}/\lambda^2$.

Для вывода конечного расчетного выражения оценим снизу выражение $(1 - |\Gamma(\lambda)|^2)D(\lambda)$:

$$\int_0^\infty \sigma_{\text{ext}}(\lambda)d\lambda \geq \frac{\min_{\lambda \in \Lambda} [(1 - |\Gamma(\lambda)|^2)D(\lambda)]}{4\pi\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} \lambda^2 d\lambda = \frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2)D_{\text{min}}}{4\pi\eta_{\text{abs}}} \left(\frac{\lambda_c^3}{3}\right). \quad (2.3)$$

Комбинируя выражения (2.2) и (2.3), учитывая, что $\eta_{\text{abs}} \leq 1$, и обозначая за $\gamma = (\hat{p}_e^* \gamma_e \hat{p}_e + \hat{p}_m^* \gamma_m \hat{p}_m)$, получим итоговое выражение для фундаментального ограничения на характеристики СШП-антенн, учитывающее их геометрическую форму и связывающее нижнюю частоту рабочего диапазона, коэффициент направленного действия и коэффициент отражения по входу:

$$\frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2)D_{\text{min}}}{k_c^3} \leq \frac{3}{2}\gamma. \quad (2.4)$$

Наименьшее значение левой части выражения (2.4) достигается для случая ненаправленной антенны, $D = 1$, при этом, как правило, для СШП-антенны требуется значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) менее двух в полосе рабочих частот, что соответствует $|\Gamma_{\text{max}}|^2 < 0.1$. Тогда выражение (2.4) может быть переписано в виде ограничения снизу на волновое число:

$$k_c^3 \geq 2/3\gamma, \quad (2.5)$$

что эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона.

Вместе с тем, если в (2.2) перейти к оценке сечения поглощения, которое для большинства антенн слабее зависит от частоты, чем КНД, то можно уточнить оценку предела. Предположим, что зависимость сечения

поглощения от частоты слабая и приблизим его значением на нижней частоте. Это позволит найти итоговое соотношение через нижнюю частоту рабочего диапазона, по аналогии с выводом соотношения (2.3). Получим следующее выражение:

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda \geq \frac{1}{\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda) d\lambda \geq \frac{\min_{\lambda \in \Lambda} [(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda)]}{\eta_{\text{abs}}} \int_0^{\lambda_c} d\lambda \geq$$

$$\geq \frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) \min \sigma_{\text{abs0}}(\lambda)}{\eta_{\text{abs}}} \lambda_c \approx \frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}} \lambda_c^3}{4\pi \eta_{\text{abs}}}, \quad (2.6)$$

где эффективная площадь антенны была оценена через КНД на нижней частоте f_c рабочего диапазона СШП-антенны. Используя соотношения (2.1) и (2.6), запишем следующее ограничение:

$$\frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}}}{k_c^3} \lesssim \frac{1}{2} \gamma. \quad (2.7)$$

Откуда может быть получено аналогичное (7) соотношение ограничения снизу на волновое число:

$$k_c^3 \geq 2/\gamma, \quad (2.8)$$

что эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона.

Напомним, что соотношения (2.7) и (2.8) были получены с использованием допущения слабой зависимости сечения поглощения от частоты и приближением его значением на нижней частоте, для того чтобы сформулировать ограничение в терминах нижней частоты диапазона. Несмотря на это, они качественно правильно описывают зависимость характеристик для большинства типов антенн, о чем свидетельствует проведенное далее сравнение характеристик целого ряда разработанных и известных классических печатных антенн с ограничением (рис. 2.1).

2.2.1. Оценка предельных характеристик печатных прямоугольных антенн линейной поляризации

Применение полученного фундаментального ограничения в данной работе продемонстрировано на примере печатных антенн с линейной поляризацией. Для оценки предельных характеристик были использованы результаты численного расчета тензора поляризуемости прямоугольной геометрической формы [49] при различных соотношениях сторон. Рассчитанные пределы (2.4) и (2.7) приведены на рис. 2.1, в зависимости от различных значений отношения сторон прямоугольной формы печатной антенны. Ограничения на электрический размер ka антенны из (2.5) и (2.8) численно рассчитаны и приведены на рис. 2.2, также показано отличие от ограничения, полученного в приближении Чу, на примере печатных прямоугольных антенн при различном соотношении сторон.

Как видно из рис. 2.1, существует оптимальное соотношение сторон, для которого достигается наибольшее значение величины

$$\frac{(1-\Gamma_{\max}^2)D_{\min}}{(k_c a)^3} \sim \frac{G}{(k_c a)^3} \sim \frac{G}{V_e},$$

физический смысл которого – отношение коэффициента усиления G к электрическому объему V_e сферы, описанной вокруг антенны. Численный анализ позволяет рассчитать оптимальное отношение сторон прямоугольной печатной антенны $l_1/l_2 = 1.85$ и соответствующее значение предела:

$$\frac{(1-\Gamma_{\max}^2)D_{\min}}{(k_c a)^3} \lesssim 2.7, \quad (2.9)$$

что в семь раз ниже предельного значения, полученного с использованием тензора поляризуемости сферы, равного бл. В этом случае, как показано в [14], предел Густафссона (1.25) становится эквивалентным пределу Чу (1.18). Из (2.9) может быть получено полезное выражение для определения

минимального достижимого размера антенны при заданном коэффициенте направленного действия D_{\min} и коэффициенте отражения Γ_{\max}

$$a_{\min} = 0.72 \frac{\sqrt[3]{(1-\Gamma_{\max}^2)D_{\min}}}{k_c}, \quad (2.10)$$

что в 1.9 раза больше предельного радиуса сферы Чу и, следовательно, соответствует коэффициенту использования размера [23,24] КИР = 1/1.9 = 0.52. При этом следует отметить, что площадь такой печатной антенны с оптимальным соотношением сторон не будет минимально возможной. Поскольку у зависимости площади печатной антенны от отношения сторон не существует экстремума, так как площадь может принимать сколь угодно малые значения при приближении отношения l_1/l_2 к бесконечности, другими словами, в случае антенны, близкой по форме к проволочному диполю.

Второе важное практическое применение фундаментального электродинамического ограничения заключается в возможности оценки нижней частоты f_c рабочего диапазона СШП-антенны для антенны заданной формы и размера с помощью численного расчета [49] или из графика, представленного на рис. 2.1. Выразим соотношение для f_c , используя (2.9):

$$f_c \gtrsim 0.72 \frac{c}{2\pi a} \sqrt[3]{(1-\Gamma_{\max}^2)D_{\min}} \quad (2.11)$$

Итоговое упрощенное соотношение выведено для оптимального отношения сторон прямоугольной печатной антенны линейной поляризации.

На рис. 2.1 приведены значения характеристик более двадцати различных печатных СШП-антенн линейной поляризации, в зависимости от отношения сторон печатной платы, которые можно классифицировать по четырем наиболее распространенным типам: антенны типа «монополь» [50-59], лог-периодические [60-63], антенны «Вивальди» [63-69] и дипольные антенны «бабочки» [70-72]. С учетом точности измерения характеристик,

основная масса рассмотренных печатных СШП-антенн лежит ниже полученного приближенного предела (2.7), только антенна [73] его превосходит, но все антенны лежат строго ниже точного предела (2.4).

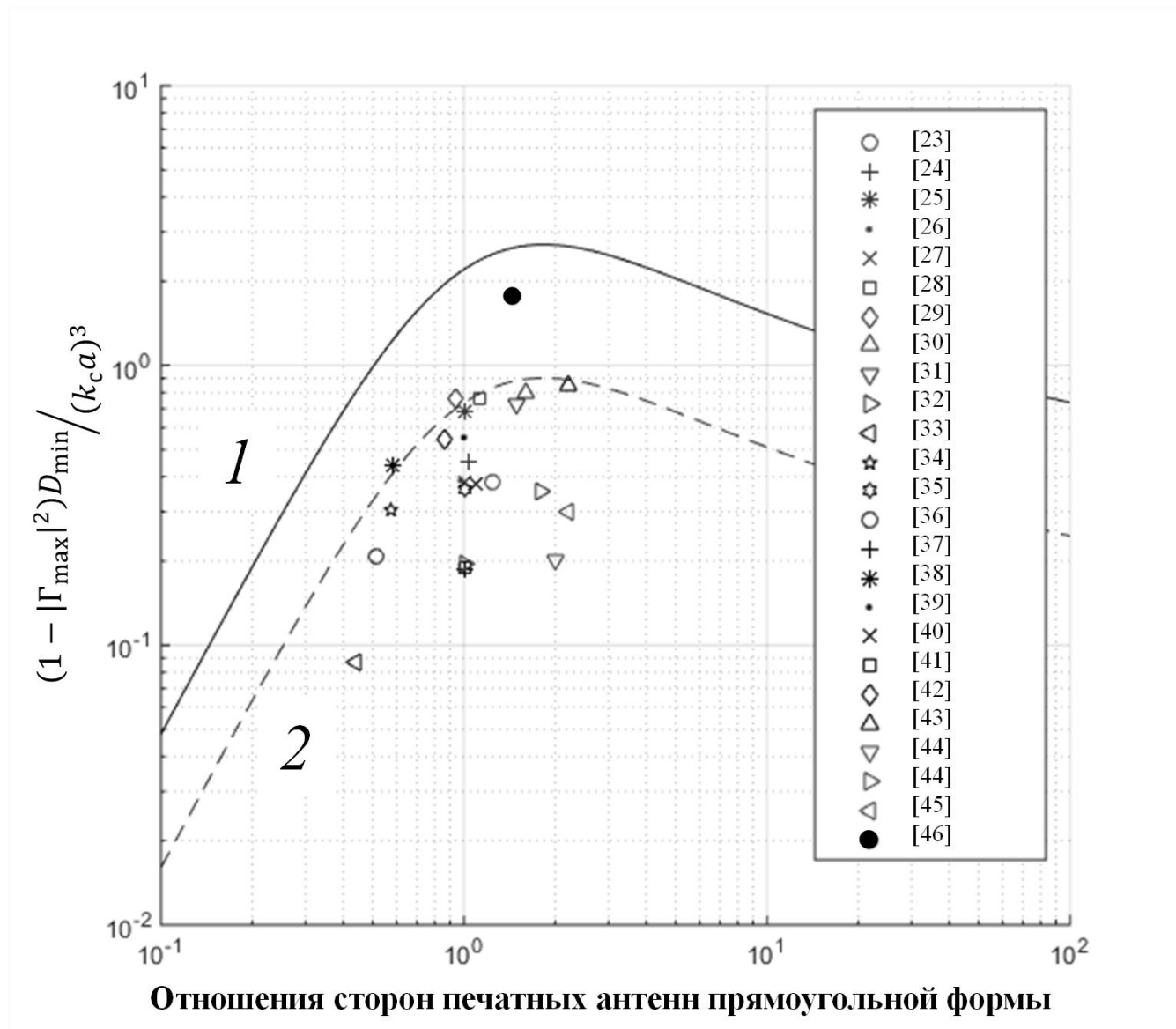


Рис. 2.1. Фундаментальные ограничения (пределы) для печатных СШП-антенн прямоугольной формы с линейной поляризацией, полученные по формуле (2.4) (кривая 1) и по формуле (2.7) (кривая 2). Точки – характеристики антенн, по данным работ [50-73].

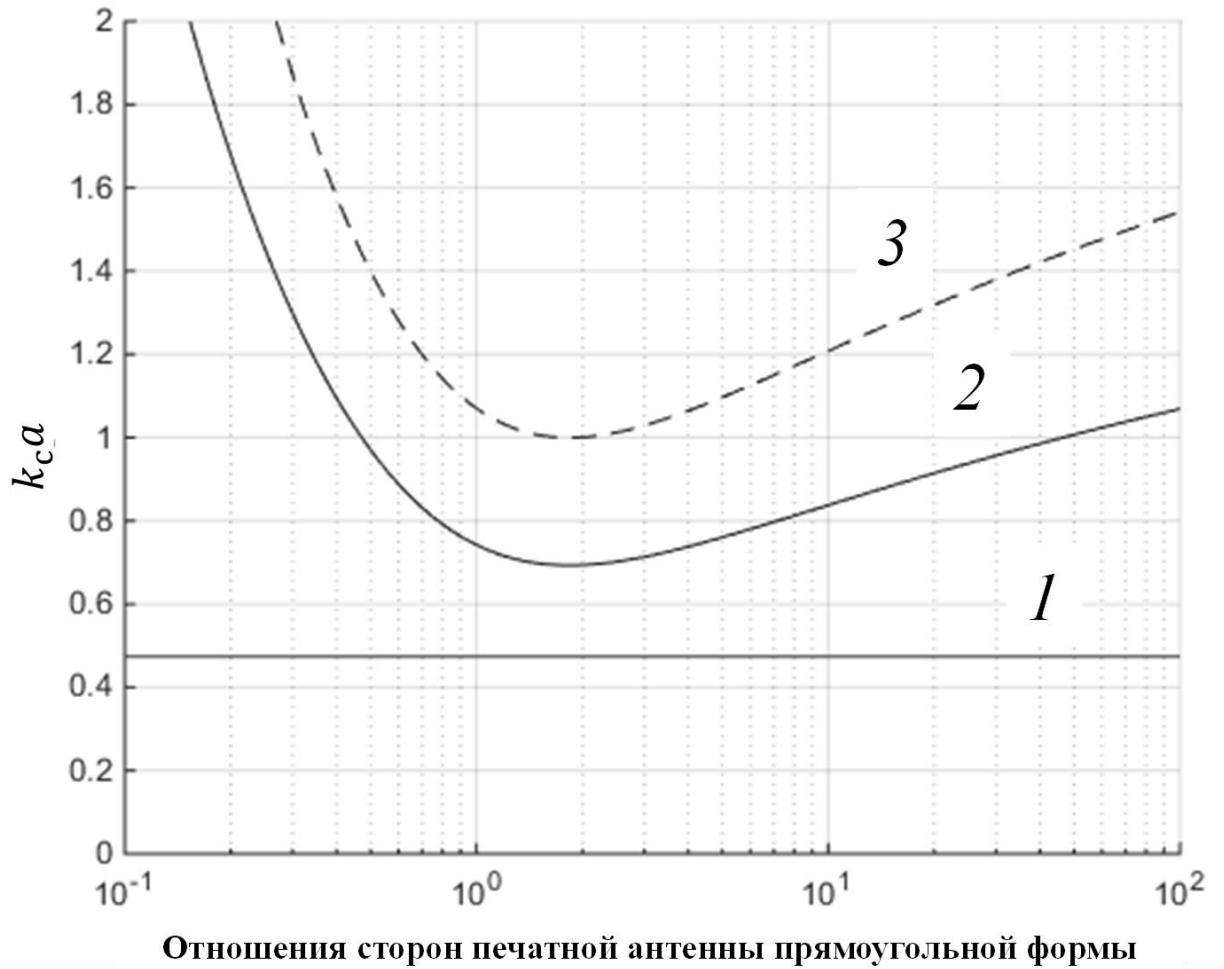


Рис. 2.2. Сравнение фундаментального ограничения Q (1.18) (кривая 1) с полученными в данной работе по формуле (2.4) (кривая 2) и по формуле (2.7) (кривая 3).

2.3. Фундаментальное ограничение СШП-антенн с конечной шириной диапазона рабочих частот

Выведенное выше фундаментальное ограничение для СШП-антенн, учитывает геометрическую форму, но выведено для случая антенн с полубесконечным диапазоном рабочих частот, как предельным случаем СШП- антенн. Наименьшее значение левой части выражения (2.4) достигается для случая ненаправленной антенны, $D = 1$, при этом, как правило, для СШП-антенны требуется значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) менее двух в полосе рабочих частот, что соответствует $|\Gamma_{\max}|^2 < 0.1$. И может быть переписано в виде ограничения снизу на волновое число (2.5), что эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона. Поэтому оно может быть уточнено с помощью расчета для конечного диапазона рабочих частот антенны.

Вывод фундаментального электродинамического ограничения начнем с соотношения, связывающего полное сечение [21] с тензорами электрической и магнитной поляризуемости геометрической формы антенны γ_e, γ_m , которое является следствием оптической теоремы теории рассеяния (2.1). В качестве СШП-антенны рассмотрим антенну с диапазоном рабочих частот $(f_b; f_a)$ и, соответственно, диапазоном длин волн $(\lambda_a; \lambda_b)$. Представим интеграл в левой части выражения (2.1) в виде суммы интегралов на трех промежутках интегрирования $\Lambda_1 = (0; \lambda_a)$, $\Lambda_2 = (\lambda_a; \lambda_b)$, и $\Lambda_3 = (\lambda_b; \infty)$ и выразим полное сечение через сечение поглощения σ_{abs} антенны

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda &= \int_0^{\lambda_a} \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_b}^{\infty} \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda = \\ &= \int_0^{\lambda_a} \frac{\sigma_{abs}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda + \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} \frac{\sigma_{abs}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda + \int_{\lambda_b}^{\infty} \frac{\sigma_{abs}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda \end{aligned} ,$$

где $\eta(\lambda)$ – отношение спектрального сечения поглощения антенны к полному сечению. Из интегральной теоремы о среднем, используя $\eta_{abs} = \frac{\int_{\Lambda_2} \sigma_{abs}(\lambda) d\lambda}{\int_{\Lambda_2} \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda}$,

получим

$$\int_0^\infty \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda = \int_0^{\lambda_a} \frac{\sigma_{abs}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda + \frac{1}{\eta_{abs}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} \sigma_{abs}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_b}^\infty \frac{\sigma_{abs}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda.$$

Выразив сечение поглощения через сечение поглощения σ_{abs0} идеально согласованной антенны, представляющее фактически эффективную площадь антенны, и коэффициент отражения по входу Γ следующим образом:

$$\sigma_{abs}(\lambda) = (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{abs0}(\lambda),$$

получим

$$\int_0^\infty \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda = \int_0^{\lambda_a} \frac{(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{abs0}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda + \frac{1}{\eta_{abs}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{abs0}(\lambda) d\lambda + \int_{\lambda_b}^\infty \frac{(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{abs0}(\lambda)}{\eta(\lambda)} d\lambda.$$

Так как вне рабочего диапазона длин волн, при $\lambda < \lambda_a$ и $\lambda > \lambda_b$, $(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \simeq 0$ и при этом не отрицательно, то полное интегральное сечение может быть оценено снизу следующим образом:

$$\int_0^\infty \sigma_{ext}(\lambda) d\lambda \geq \frac{1}{\eta_{abs}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{abs0}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{4\pi\eta_{abs}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) D(\lambda) \lambda^2 d\lambda. \quad (2.12)$$

Последнее преобразование получено с использованием известного соотношения, связывающего эффективную площадь антенны и КНД [31]: $D = 4\pi\sigma_{abs0}/\lambda^2$.

Для вывода конечного расчетного выражения оценим снизу выражение $(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) D(\lambda)$:

$$\int_0^{\infty} \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda \geq \frac{\min_{\lambda \in \Lambda_2} [(1-|\Gamma(\lambda)|^2)D(\lambda)]}{4\pi\eta_{\text{abs}}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} \lambda^2 d\lambda = \frac{(1-\Gamma_{\text{max}}^2)D_{\text{min}}}{12\pi\eta_{\text{abs}}} (\lambda_b^3 - \lambda_a^3), \quad (2.13)$$

где $\Gamma_{\text{max}} = \max_{\lambda \in \Lambda_2} |\Gamma(\lambda)|$ и $D_{\text{min}} = \min_{\lambda \in \Lambda_2} D(\lambda)$.

Комбинируя выражения (2.1) и (2.13), учитывая, что $\eta_{\text{abs}} \leq 1$, и обозначая за $\gamma = (\hat{p}_e^* \gamma_e \hat{p}_e + \hat{p}_m^* \gamma_m \hat{p}_m)$, получим выражение для фундаментального ограничения на характеристики СШП-антенн с диапазоном рабочих частот $(f_b; f_a)$, учитывающее их геометрическую форму и связывающее границы рабочего диапазона частот, коэффициент направленного действия и коэффициент отражения по входу:

$$(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}} \left(\frac{1}{k_b^3} - \frac{1}{k_a^3} \right) \leq \frac{3}{2} \gamma. \quad (2.14)$$

Или, обозначая за $n_f = f_a/f_b$ отношение верхней частоты рабочего диапазона к нижней, получим выражение (2.15) выраженное относительно нижней частоты рабочего диапазона f_b :

$$(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}} \left(1 - \frac{1}{n_f^3} \right) \frac{1}{k_b^3} \leq \frac{3}{2} \gamma. \quad (2.15)$$

Наименьшее значение левой части выражения (2.15) достигается для случая ненаправленной антенны, $D = 1$, при этом, как правило, для СШП-антенны требуется значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) менее двух в полосе рабочих частот, что соответствует $|\Gamma_{\text{max}}|^2 < 0.1$. Тогда, выражение (2.15) может быть переписано, как

$$\left(1 - \frac{1}{n_f^3} \right) \frac{1}{k_b^3} \leq \frac{3}{2} \gamma, \quad (2.16)$$

Или в виде ограничения снизу на волновое число, что эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона:

$$k_b^3 \geq \frac{2}{3\gamma} \left(1 - \frac{1}{n_f^3}\right). \quad (2.17)$$

Для предельного случая СШП-антенны антенны с полубесконечным диапазоном рабочих частот $(f_b; \infty)$ и, соответственно, диапазоном длин волн $(0; \lambda_b)$, предел (2.17) сведется к упрощённому выражению (2.5), полученному в работе [74].

Вместе с тем, если в (2.12) перейти к оценке сечения поглощения, которое для большинства антенн слабее зависит от частоты, чем КНД, то можно уточнить оценку предела. Предположим, что зависимость сечения поглощения от частоты слабая и приблизим его значением на нижней частоте. Это позволит найти итоговое соотношение через нижнюю частоту рабочего диапазона, по аналогии с выводом соотношения (2.13). Получим следующее выражение:

$$\begin{aligned} \int_0^\infty \sigma_{\text{ext}}(\lambda) d\lambda &\geq \frac{1}{\eta_{\text{abs}}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} (1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda) d\lambda \geq \frac{\min_{\lambda \in \Lambda_2} [(1 - |\Gamma(\lambda)|^2) \sigma_{\text{abs0}}(\lambda)]}{\eta_{\text{abs}}} \int_{\lambda_a}^{\lambda_b} d\lambda \geq \\ &\geq \frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) \min \sigma_{\text{abs0}}(\lambda)}{\eta_{\text{abs}}} (\lambda_b - \lambda_a) \approx \frac{(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}}}{4\pi \eta_{\text{abs}}} \lambda_b^2 (\lambda_b - \lambda_a), \end{aligned} \quad (2.18)$$

где эффективная площадь антенны была оценена через КНД на нижней частоте f_b рабочего диапазона СШП-антенны. Используя соотношения (2.1) и (2.18), запишем следующее ограничение:

$$(1 - \Gamma_{\text{max}}^2) D_{\text{min}} \left(1 - \frac{1}{n_f}\right) \frac{1}{k_b^3} \lesssim \frac{1}{2} \gamma. \quad (2.19)$$

Откуда может быть получено аналогичное (2.18) соотношение ограничения снизу на волновое число:

$$k_b^3 \geq \frac{2}{\gamma} \left(1 - \frac{1}{n_f}\right), \quad (2.20)$$

что эквивалентно ограничению на нижнюю частоту рабочего диапазона.

Напомним, что соотношения (2.18)-(2.20) были получены с использованием допущения слабой зависимости сечения поглощения от частоты и приближением его значением на нижней частоте, для того чтобы сформулировать ограничение в терминах нижней частоты рабочего диапазона.

Выведенные соотношения универсальные и демонстрируют как в зависимости от ширины диапазона изменяются предельные характеристики антенны. На рис. 2.3 показана зависимость предельного значения электрического размера антенны от отношения граничных частот рабочего диапазона. Изображенная зависимость подтверждает ранее известный факт, что для случая узкополосных антенн, антенну можно спроектировать сколь угодно малого размера, если вместе с уменьшением размера допускается пропорциональное сужение полосы. Однако, если требуется сверхширокий диапазон рабочих частот, то существует ограничение снизу на электрический размер антенны, причем предельный размер обратно пропорционален кубическому корню из тензора поляризуемости геометрической формы антенны, что легко видно из (2.17). В пределе $n_f \gg 1$ соотношения (2.17, 2.20) становятся в точности равными ранее выведенным пределам для антенны с полубесконечным диапазоном рабочих частот [74].

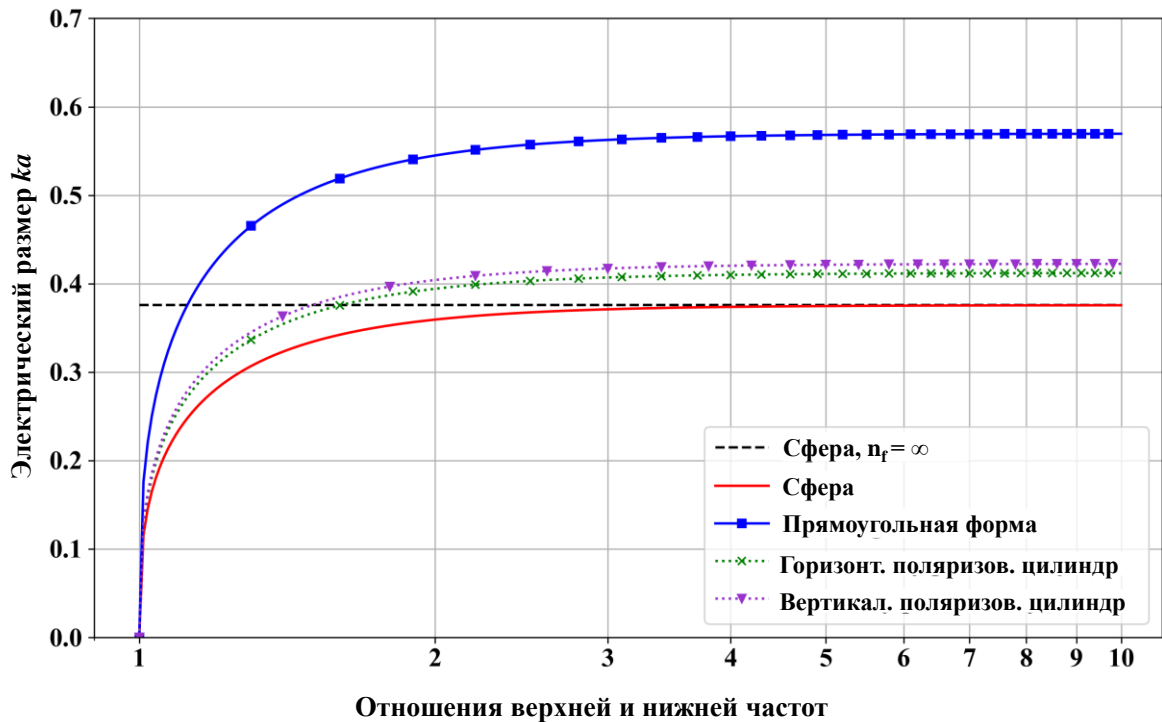


Рис. 2.3. Предельный электрический размер, выведенный для случая полубесконечного диапазона рабочих частот и сферической геометрии, обозначен на рисунке прямой 1. Зависимость предельного электрического размера антенн от ширины диапазона рабочего диапазона частот (отношения верхней и нижней частот) для различных геометрий антенн: сферическая геометрия, прямоугольной формы, случай печатной антенны, а также горизонтальная и вертикальная поляризация антенны цилиндрической формы, соответственно. Отношения сторон для цилиндрической и прямоугольной геометрий выбраны оптимальными.

2.3.1. Сравнение с физическими фундаментальными ограничениями Чу и Густафссона

Ключевая особенность подхода, предложенного Густафссоном для вывода физических ограничений антенн и лежащего в основе данной работы, заключается в учете геометрической формы антенны. Этот факт позволяет оценить, насколько предельные характеристики антенны заданной

геометрической формы будут далеки от характеристик антенны сферической формы, которые как показано в работе [17], соответствуют пределу Чу. Учет тензора поляризуемости геометрической формы антенны позволил продемонстрировать [17], что многие классические резонансные антенны, например, диполь, по своим характеристикам близки к предельным для данной геометрической формы и их отличие от предела Чу объясняется именно форм-фактором антенны. Аналогично и для случая СШП предельные характеристики антенн заданной геометрии могут значительно отличаться от предела Чу, в силу отличия тензоров поляризуемости различных геометрических форм от тензора поляризуемости сферы, что продемонстрировано на рис. 2.4. Отдельно стоит отметить, что существует оптимум на соотношение сторон, габаритных размеров формы антенны. Так, например, для антенны прямоугольной формы минимальное значение предела (2.17) достигается при соотношении сторон 1.84. Оптимальные значения соотношения сторон для разных геометрий приведены в Таблице 2.1.

Таблица 2.1. Оптимальное соотношение сторон для различных форм антенн

Тип геометрии антенны	Оптимальное значение соотношения сторон	Относительное значение тензора поляризуемости, нормированное на значение тензора поляризуемости сферы
Прямоугольная	1.84	0.287
Цилиндрическая с горизонтальной поляризацией	0.45	0.758
Цилиндрическая с вертикальной поляризацией	1.27	0.703

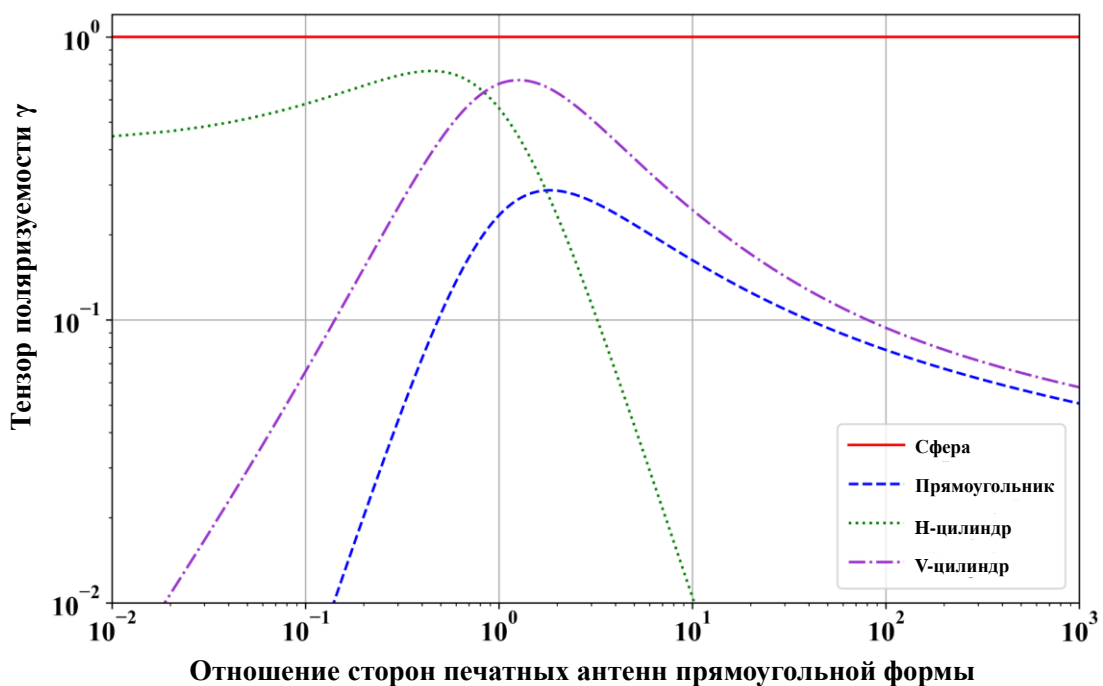


Рис. 2.4 Зависимость тензора поляризуемости γ от отношения габаритных размеров антенны для трех различных геометрий: 1 – сферической (эквивалентно пределу Чу), 2 – прямоугольной, случай печатной антенны, 3 и 4 – цилиндрической, случаи горизонтальной и вертикальной поляризации, соответственно.

Одно из ключевых применений физического ограничения антенн – это оценка предельного геометрического размера для антенны с заданными характеристиками. Приведем оценку насколько использование предела, выведенного в предположении высокой добротности антенны, влияет на оценку предельного электрического размера антенны. Для этого сравним оценку электрического размера антенны, сделанную с использованием разных соотношений: выражения, сформулированного в терминах центральной частоты и добротности, [14] и соотношений (2.17, 2.20), сформулированных в терминах отношения граничных частот рабочего диапазона антенны, что позволяет их использовать как для случая СШП и узкополосных антенн. Как видно из рисунка 2.5, уже в случае отношения граничных частот рабочего диапазона $\sim 1,5$ различие становится более 20%. Для подобных случаев СШП

антенн предлагается использовать выведенные в данной работе соотношения (2.17, 2.20).

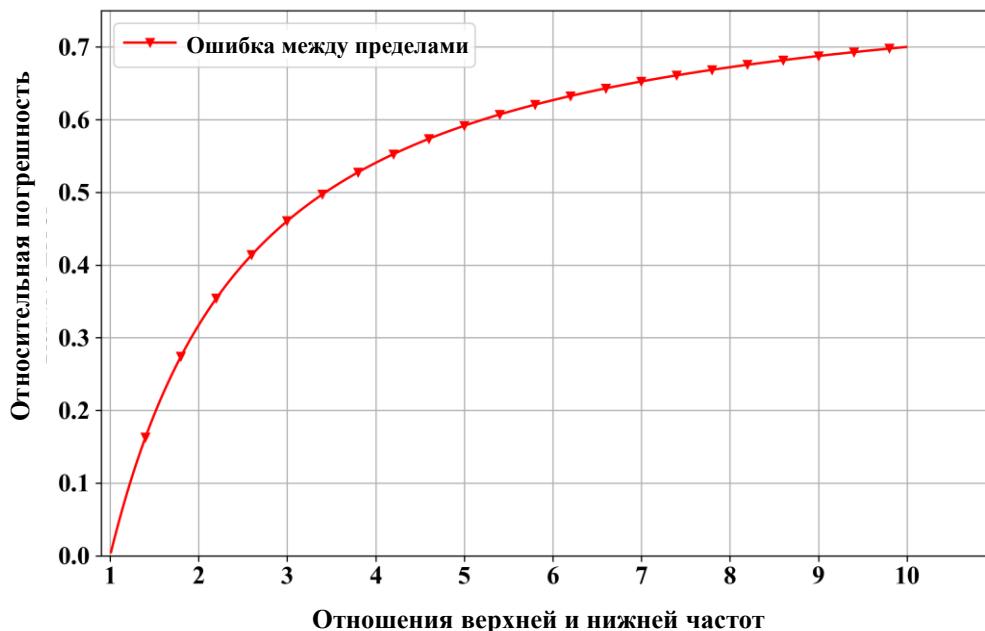


Рис. 2.5. Различие в оценке предельного электрического размера антенны, сделанные с использованием разных соотношений: выражения, сформулированного в терминах центральной частоты и добротности [14], и соотношений (2.17, 2.20), сформулированных в терминах отношения граничных частот рабочего диапазона антенны.

2.3.2. Применение предела для оценки характеристик СПШ печатных антенн с линейной поляризацией

Применение полученного фундаментального предела в данной работе продемонстрировано на примере печатных антенн с линейной поляризацией. Для оценки предельных характеристик были использованы результаты численного расчета тензора поляризуемости прямоугольной геометрической формы [49] при различных соотношениях сторон. Рассчитанные пределы (2.15) и (2.19) приведены на рис. 2.6, в зависимости от различных значений отношения сторон прямоугольной формы печатной антенны.

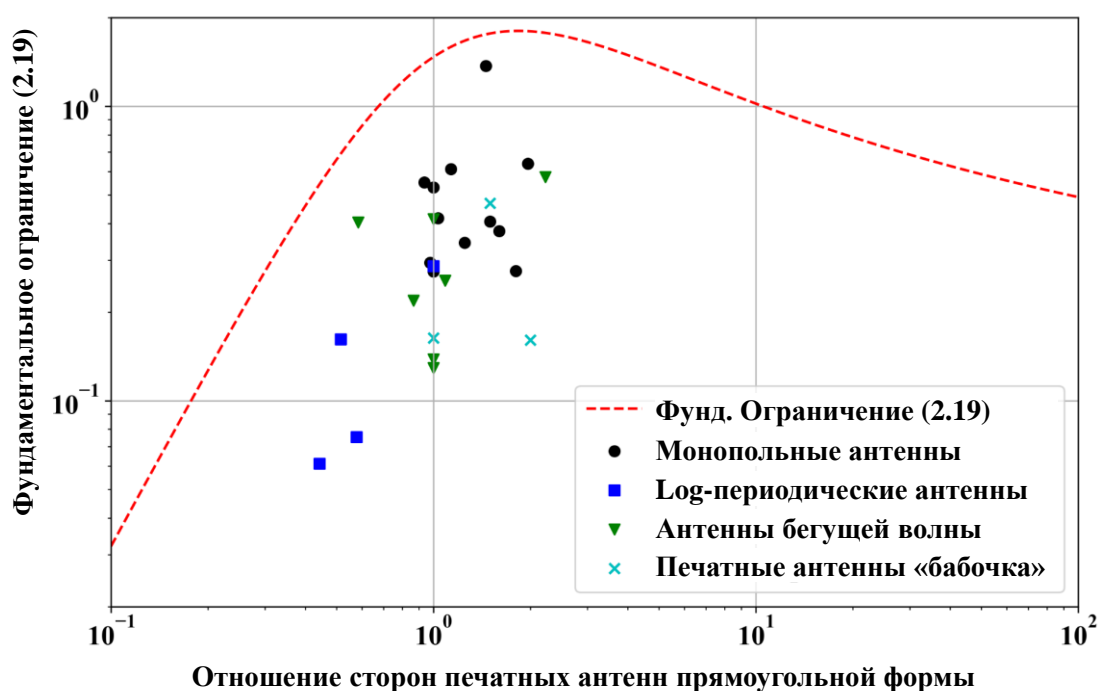
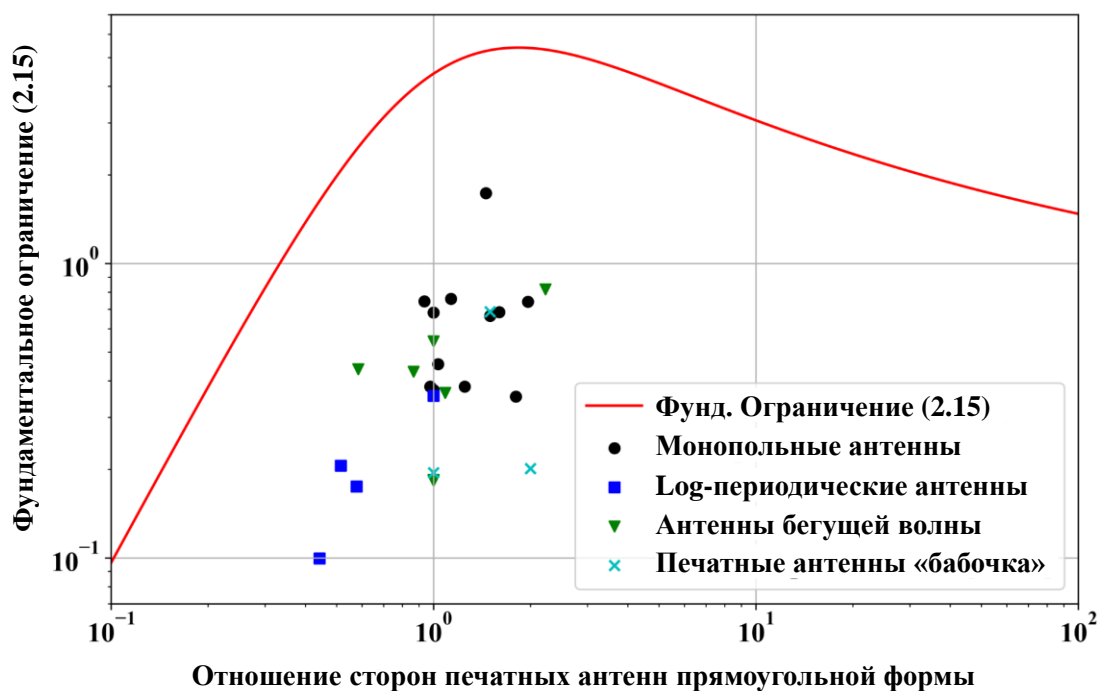


Рис. 2.6. Фундаментальные ограничения (пределы) для печатных СШП-антенн прямоугольной формы с линейной поляризацией, полученные по формуле (2.15) и по формуле (2.19). Точки – характеристики антенн, по данным работ [50-73].

На рис. 2.6 приведены также значения характеристик более двадцати различных печатных СШП-антенн линейной поляризации в зависимости от отношения сторон печатной платы, которые можно классифицировать по четырем наиболее распространенным типам: антенны типа «монополь» [50-59, 73], лог-периодические [60-63], антенны «Вивальди» [63-69] и дипольные антенны «бабочки» [70-72]. С учетом точности измерения характеристик, все типы рассмотренных печатных СШП-антенн лежат ниже выведенных предельных значений.

Представленные электродинамические ограничения сформулированы в терминах нижней частоты и отношения граничных частот рабочего диапазона антенны и могут быть использованы для оценки предельных характеристик СШП антенн. Использованный при выводе подход, заключающийся в применении теории рассеяния и тензора поляризуемости геометрической формы антенны, позволяет рассчитать предельные характеристики для большинства типов антенн. Приведенное сравнение численно рассчитанных тензоров поляризуемости (см. рис 2.4) для различных геометрических форм и различных поляризаций показывают, что отличия от предельных значений, вычисленных по методу Чу, могут быть значительными для антенн, обладающих большой запасенной энергией внутри сферы Чу, описывающей структуру антенны. В то же время сравнение различных типов известных СШП антенн с фундаментальным ограничением, полученным выше, показывают, что такие антенны могут быть достаточно близки к пределу по своим характеристикам. Поэтому для оценки предельных характеристик СШП антенн рекомендуется использовать приведенные соотношения (2.15, 2.17, 2.19, 2.20).

2.4. Заключение и выводы

В главе рассмотрена задача поиска электродинамического ограничения для оценки предельных характеристик СШП антенн. Выведены ограничения

на предельные характеристики антенн, которые сформулированы в терминах нижней частоты и отношения граничных частот рабочего диапазона антенны, и могут быть использованы для случая СШП настройки антенны, и носят фундаментальный характер. Используемая при выводе теория рассеяния и тензор поляризуемости геометрической формы антенны позволили рассчитать предельные характеристики для большинства типов антенн. Приведено сравнение численно рассчитанных тензоров поляризуемости для различных геометрических форм и различных поляризаций. Это позволило показать, что отличия от предельных значений, вычисленных по методу Чу, могут быть значительными для антенн обладающих большой запасенной энергией внутри сферы Чу, описывающей структуру антенны.

Глава 3. Широкополосные и сверхширокополосные печатные «монопольные» антенны

3.1. Введение

Печатная монопольная антенна, типичная конфигурация которой описана в разделе 1.4.2 и представлена на рис. 1.14, пользуется широкой популярностью в настоящее время, поэтому представляет интерес для исследования ее свойств, в частности исследований, связанных с поиском оптимальной топологии антенны для различных конфигураций настройки антенны и различных требований к характеристикам

3.2. Обоснование принципов работы печатной «монопольной» антенны

На сегодняшний день наиболее широко распространены два подхода к обоснованию принципов работы печатной монопольной антенны и оценке ее характеристик. Один из них заключается в построении эквивалентной антенны в виде цилиндрического монополя и переноса всех свойств и характеристик, численно рассчитанных для цилиндрического монополя на планарную антенну [37]. Метод построения эквивалентной антенны основан на правильном выборе значений параметров антенны, а именно длины цилиндра и его радиуса. Согласно [37], длина выбирается равной длине печатного монополя, а радиус цилиндра из условия равенства площади боковой поверхности цилиндра монополя и площади печатного диска:

$$f_L = \frac{c}{\lambda_{\max}} = \frac{c}{0,24 \cdot (d + r_{eq} + \Delta) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

где: Δ — зазор между экраном и площадкой монополя;

r_{eq} — радиус эквивалентной цилиндрической монопольной антенны;

d — высота планарной монопольной антенны (равна диаметру монополя);

ϵ_{eff} — эффективная диэлектрическая проницаемость антенны, связанная с наличием подложки конечной толщины.

В работе [37] для печатных антенн с различной формой монополя экспериментально показано, что подобный подход позволяет с хорошей точностью оценить нижнюю частоту рабочего диапазона. Однако серия проведенных численных экспериментов продемонстрировала, что метод оценки нижней частоты диапазона корректно работает только в случае короткого экрана: $l < d$. Подобный эффект можно объяснить, рассмотрев дипольные моды токов возбуждаемых в обоих плечах антенны. Также описанный выше метод не позволяет объяснить сверхширокополосность настройки антенны.

Второй подход, широко применяемый для обоснования принципов работы антенны, заключается в рассмотрении распределения токов на частотах, близких к резонансным. В работе [39] показано, что вблизи резонансных частот на длине окружности монополя укладывается целое число полуволн. Обоснование сверхширокополосной работы антенны в рамках метода [39] заключается в наличии серии слабых резонансов на частотной характеристике, связанных с токами, текущими вдоль кромки диска печатного монополя. Однако возбуждение структуры происходило с помощью отрезка волноведущей линии, который трансформирует импеданс и изменяет положение характерных резонансных пиков на частотной зависимости импеданса. Недостатком данного подхода также является отсутствие учета влияния формы и размеров экрана на свойства антенны.

3.3. Анализ резонансных особенностей частотных характеристик входного импеданса печатной «монопольной» антенны

В текущем разделе приведен «наивный» анализ, основанный на изучении резонансных особенностей АЧХ импеданса антенны; в следующем разделе выводы подтверждаются через численный анализ характеристических мод, возбуждаемых в структуре антенны. Был рассчитан и разработан ряд ненаправленных печатных монопольных антенн различных частотных диапазонов и с различной относительной шириной рабочей частоты [34; 75].

Анализ свойств печатных дисковых монополярных антенн был проведен для двух частных случаев: антенн с отношением крайних частот диапазона 1.7:1 и 10:1, — параметры которых представлены в таблице 3.1. Экспериментально измеренные характеристики антенн (см. рис. 3.1) подтвердили корректность проведенного электромагнитного расчета и метода, применяемого при их оптимизации.

Для изучения резонансов, наблюдаемых на частотной характеристике выходного импеданса антенны, использован подход, заключающийся в детальном изучении распределения токов на каждой из резонансных частот и изменении топологии антенны с целью увеличения добротности структуры на данной частоте, при этом наблюдая значительное увеличение амплитуды резонанса на АЧХ. Подобный подход позволяет выделить серии резонансов, возбуждаемых в сложной структуре, за счет такого изменения топологии, при котором амплитуда резонансов только определенной изучаемой серии значительно возрастает.

Рассмотрение относительно узкополосной настройки (ширина полосы 50%), несвойственной для печатной дисковой монополярной антенны, позволяет объяснить влияние длины экрана на характеристики антенны и в случае длинного экрана ($l > d$) объяснить значение нижней рабочей частоты антенны. Исследование зависимости импеданса от частоты показало, что положение резонансов хорошо описывается моделью несимметричного диполя (см. рис. 3.2). Для анализа была проведена серия численных экспериментов, в которых ширина и экрана, и самого монополя постепенно уменьшались как пропорционально, так и независимо друг от друга вплоть до предельного случая — проволочного диполя. Поскольку плечи вибратора печатной монополярной антенны довольно широкие, то резонансы, соответствующие им, имеют малую добротность и, следовательно, импеданс антенны будет слабо меняться в достаточно широкой полосе около каждой из резонансных частот. Учитывая этот факт, широкую полосу рабочих частот антенны подобного типа можно объяснить за счет несовпадения по частоте

слабых резонансов, соответствующих различным плечам несимметричного диполя. Резонансы, относящиеся к площадке монополя и его экрана, будут возбуждаться на частотах, отличающихся относительно друг друга и определяемых характерными габаритами диска монополя и прямоугольного экрана. Опираясь на это свойство в зависимости от применения, за счет изменения параметров топологии антенны можно варьировать ширину полосы настройки антенны в достаточно широких пределах.

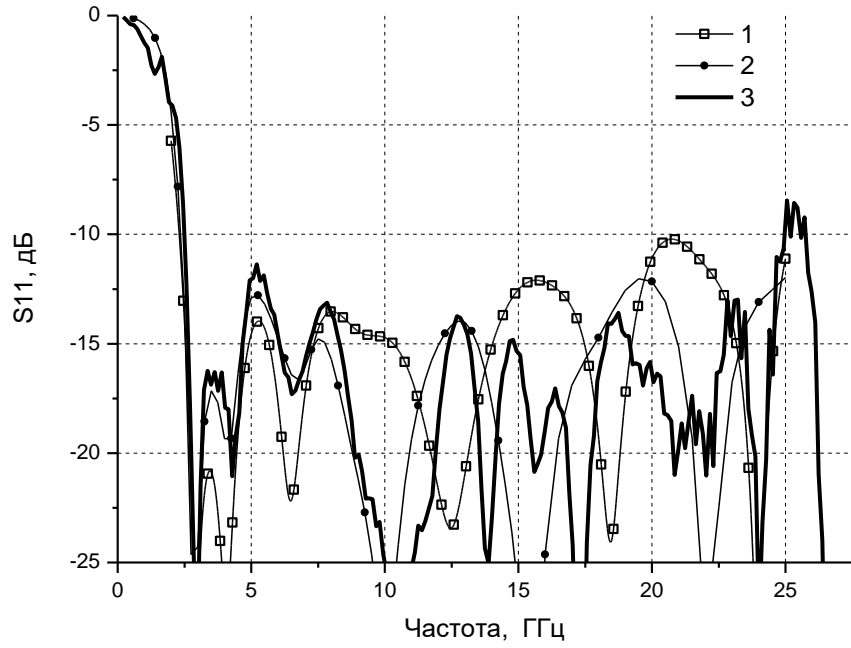
Для второй рассмотренной антенны описанная выше модель эквивалентного несимметричного диполя не позволяет полностью объяснить форму частотной характеристики, представленной на рис. 3.3. Как видно из рисунка, положение первых двух резонансных пиков для монополярной антенны и эквивалентного несимметричного диполя совпадают, что позволяет сделать вывод об определяющем влиянии дипольной моды на низкочастотные свойства антенны. Однако в области высоких частот (выше 6 ГГц) характеристики антенн кардинально отличаются. Обоснование высокочастотных свойств монополярной дисковой печатной антенны может быть найдено при рассмотрении токовых мод, возбуждаемых в зазоре между экраном и диском. Фактически такая конфигурация представляет собой две включенные в параллель и направленные в противоположные стороны антенны Вивальди (щелевой антенны переменной ширины). При этом один из берегов щелевой антенны имеет плоский профиль, а второй представляет собой дугу окружности. Наиболее ярко выраженные в такой конфигурации резонансы объясняются стоячими волнами, возникающими в щели при отражении от резких углов экрана, что подтверждается значительным уменьшением резонансных особенностей на АЧХ при скруглении углов экрана. Положение резонансов на частотной зависимости импеданса для итоговой гибридной топологии, обеспечивающей одновременное возбуждение как щелевых, так и дипольных мод с увеличенной добротностью, совпадает с положением резонансов печатного монополя, что позволяет сделать вывод о корректности модели.

Проведенный анализ позволил понять эффект влияния экрана печатного монополя на свойства антенны. Оптимизация параметров экрана при настройке антенны позволяет достичь сверхширокой полосы с отношением граничных частот диапазона более 10:1 по уровню КСВН < 2 без применения дополнительных настроечных цепей и элементов, как, например, в работе [76], а следовательно, делает антенну более простой. Настройка же на относительно узкий частотный диапазон (3–5 ГГц) была реализована за счет доминирования первой дипольной моды. Увеличение зазора между экраном и площадкой монополя, а также уменьшение ширины экрана и характерных размеров площадки монополя относительно сверхширокополосной конфигурации сделало неэффективным возбуждение антенны Вивальди.

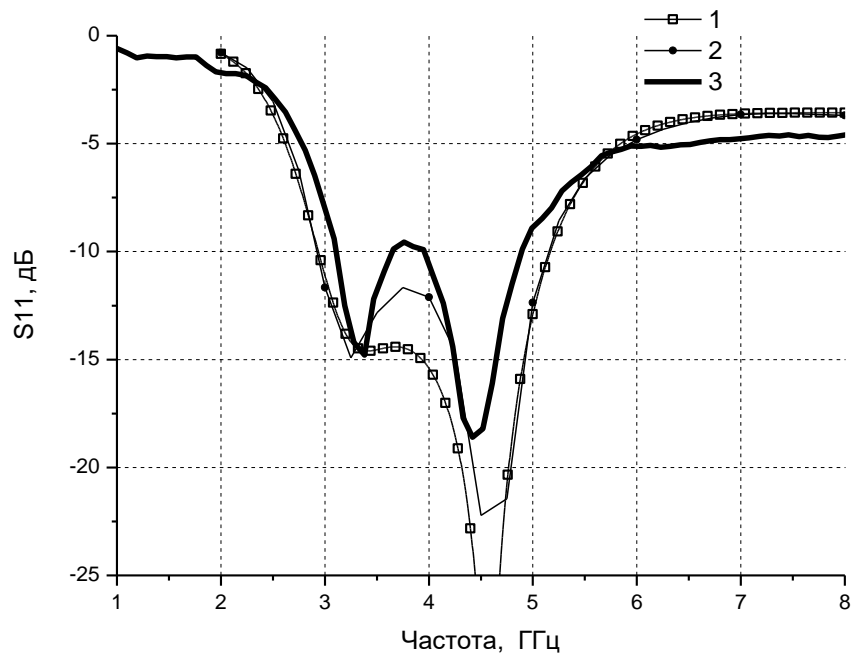
Все расчеты, выполненные в данном разделе, подтверждались независимым моделированием с помощью различных вычислительных методов: метода определенных интегралов во временной области и метода конечных элементов в частотной области. Сопоставимость результатов, полученных различными вычислительными методами, подтверждает выводы, полученные на основе численного моделирования

Таблица 3.1. Таблица параметров, разработанных печатных монополярных антенн

	Сверхширокополосная печатная монополярная антенна (рис. 5.9а)	Широкополосная печатная монополярная антенна (рис. 5.9б)
Диапазон рабочих частот	2,5–25,0 ГГц	3,0–5,0 ГГц
КСВН	< 2 при 2,5 ГГц $< f < 25,0$ ГГц	< 2 при 3,0 ГГц $< f < 5,0$ ГГц
Направленность антенны	Ненаправленная (КНД < 5 dBi)	Ненаправленная (КНД < 5 dBi)
Поляризация	Линейная	Линейная
Габаритные размеры подложки	Не более 50 × 40 мм	Не более 22 × 43 мм
Габаритные размеры антенны	$w = 40$ мм; $l = 27$ мм; $A = 0,25$ мм; $d = 22$ мм	$w = 22$ мм; $l = 27$ мм; $A = 2,4$ мм; $d = 10$ мм
Возбуждение	Микрополосковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом	Микрополосковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом
Подложка	Rogers Ro 4003C ($\epsilon = 3,55$) с толщиной 305 мкм	Rogers Ro 4003C ($\epsilon = 3,55$) с толщиной 305 мкм

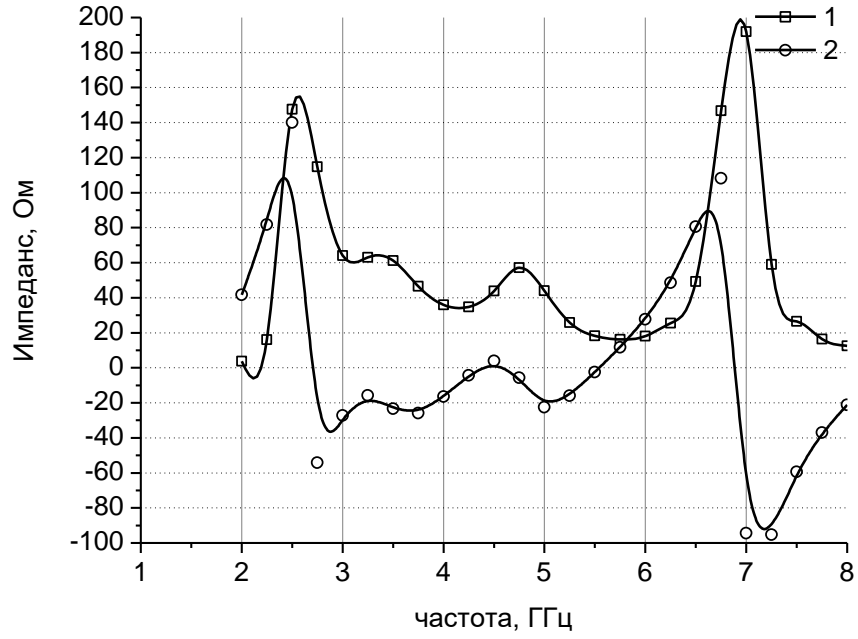


а)

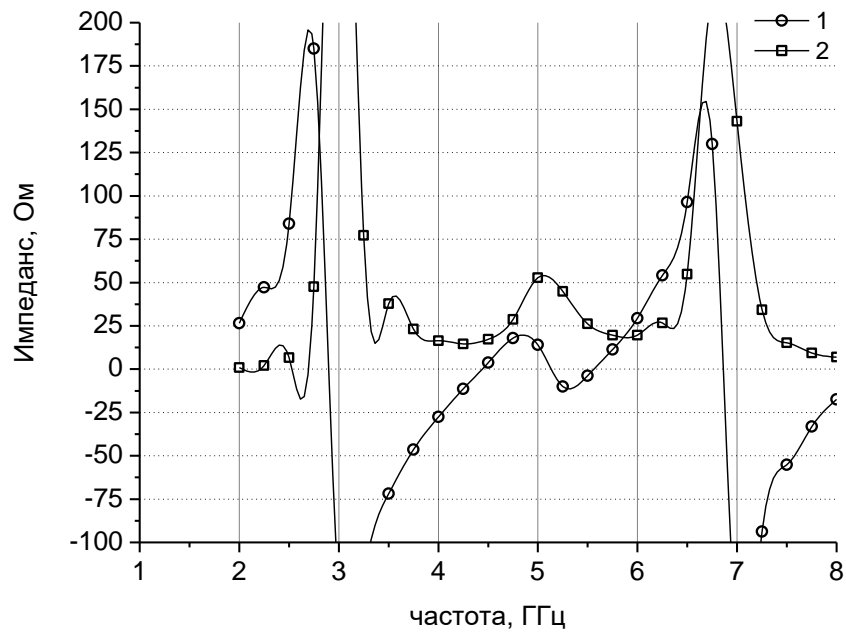


б)

Рис. 3.1. Амплитудно-частотная характеристика входного согласования для двух печатных монопольных антенн диапазонов: а) 2,5–25,0 ГГц; б) 3,0–5,0 ГГц. Антенны выполнены на подложке Rogers Ro 4003С толщиной 305 мкм. Характерные размеры антенн представлены в таблице 3.1. Кривая 1 соответствует характеристике, полученной в результате электромагнитного моделирования в пакете САПР CST Microwave Studio, кривая 2 — в Ansys HFSS, кривая 3 — экспериментально измеренная



а)



б)

Рис. 3.2. Частотна зависимость действительной (кривая 1) и мнимой (кривая 2) частей входного импеданса печатной монопольной антенны (а) и эквивалентного тонкого несимметричного диполя (б).

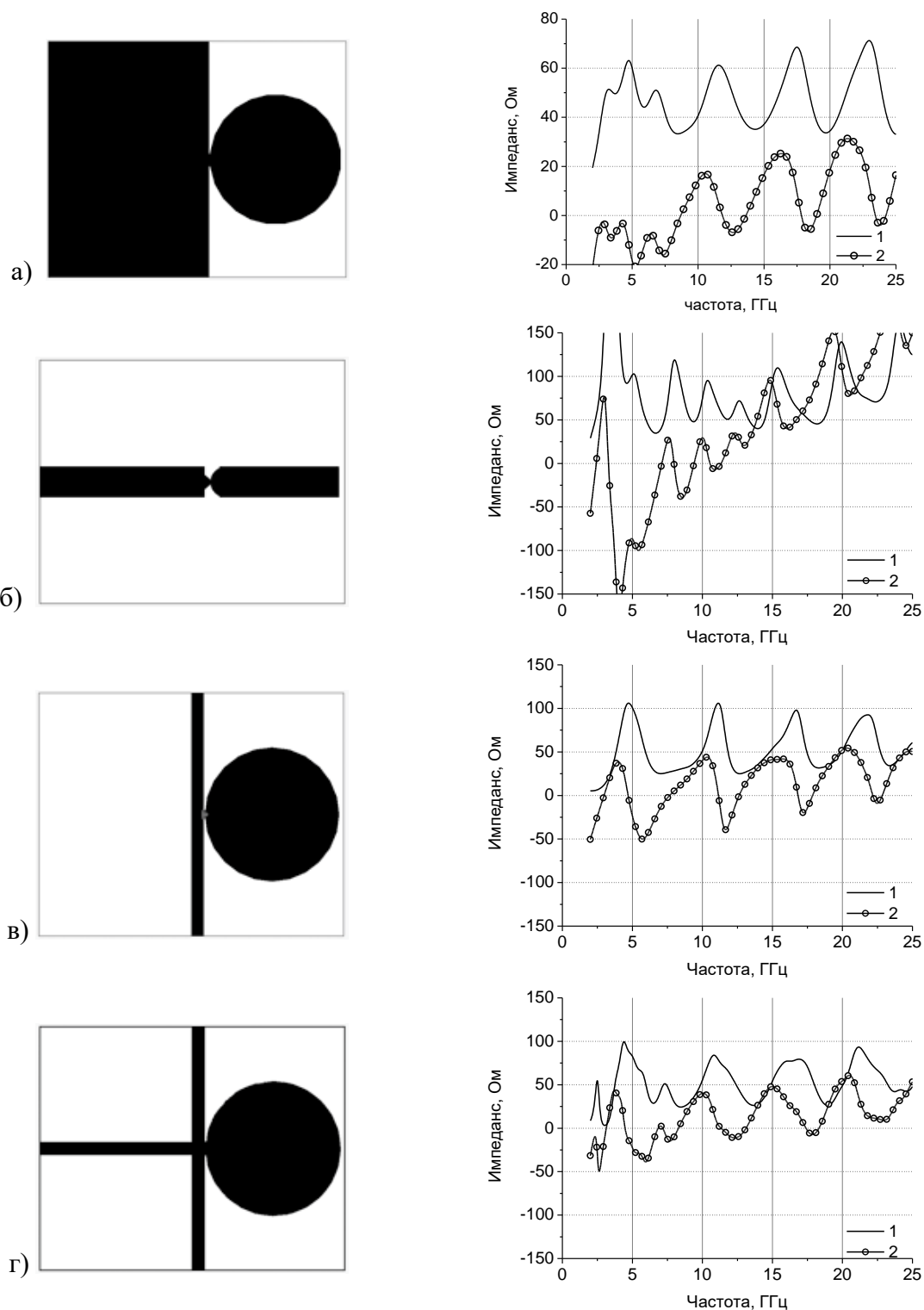
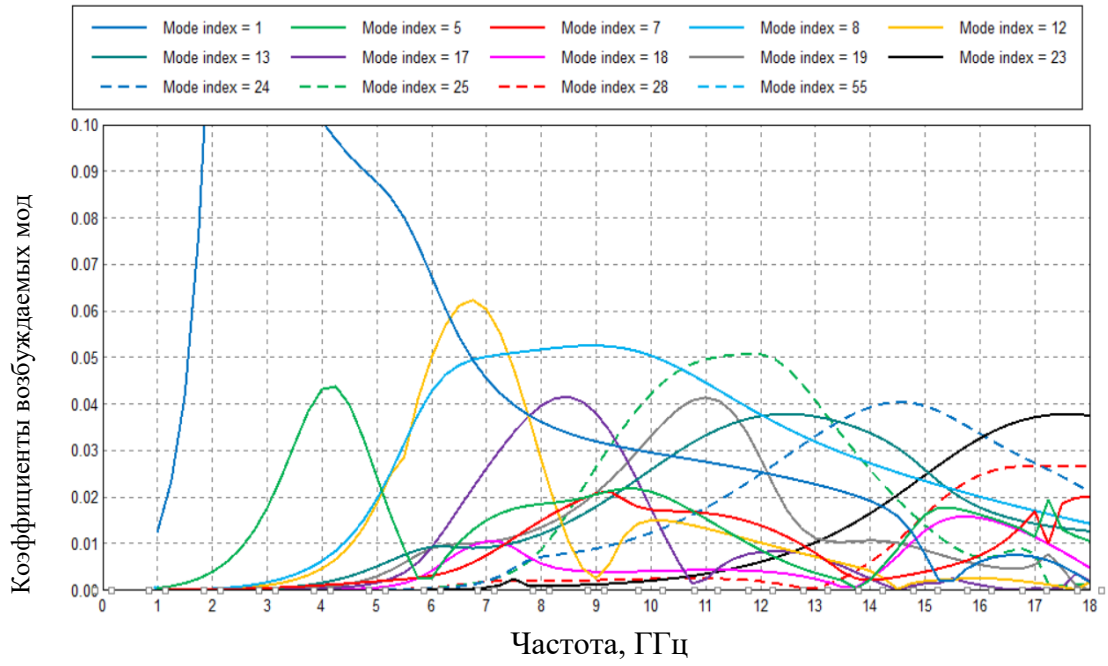


Рис. 3.3. Сравнение частотных зависимостей входного импеданса антенны для различных топологий: *а)* печатная монополярная антенна диапазона 2,5–25 ГГц; *б)* модель антенны (несимметричный диполь) с выделенными дипольными модами; *в)* модель антенны, представляющая собой антенну Вивальди с подавленными дипольными модами; *г)* гибридная топология, в которой способны возбуждаться распределения токов, соответствующие как дипольным модам, так и щелевым. Сплошная линия (1) соответствует действительной части импеданса, сплошная линия с маркерами в виде окружности (2) — мнимой

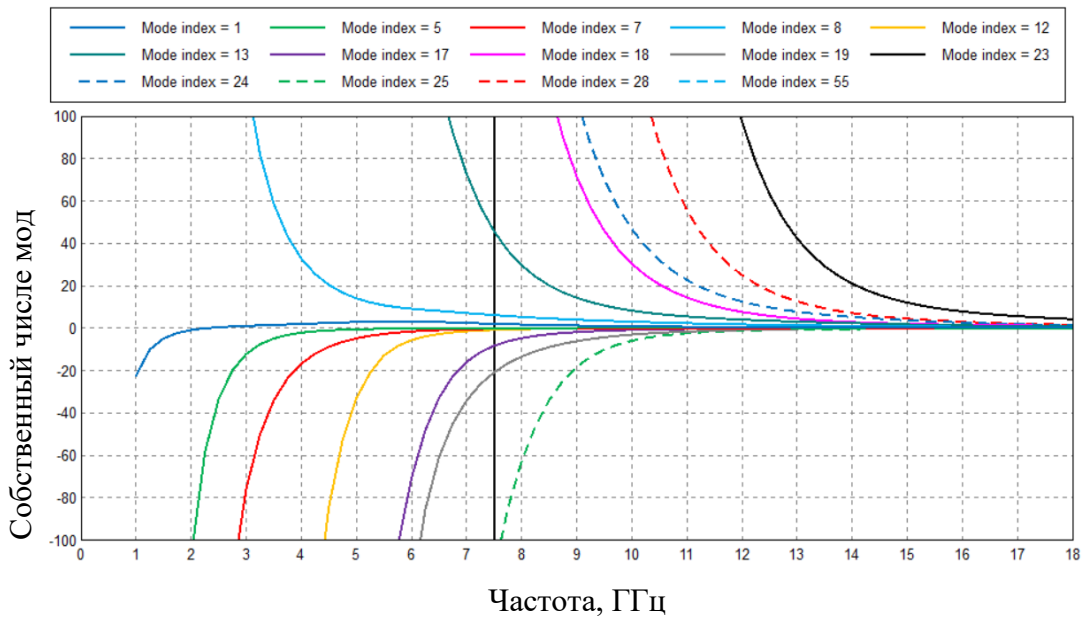
3.4. Анализ характеристических мод, возбуждаемых в антенне типа «печатный монополь»

Для верификации выводов, полученных «наивным» методом анализа резонансных особенностей АЧХ импеданса печатной «монопольной» антенны, в дальнейшем был произведена серия численных расчетов характеристических мод, возбуждаемых в структуре антенны. В качестве отправной точки анализа была взята упрощенная конфигурация (без подложки) СШП печатной монопольной антенны (см. таблицу 3.1). Такая структура поддерживает возбуждение достаточно большого количества серий мод различной природы (см. рис. 3.4), как емкостных, так и индуктивных. Рассмотрим их в отдельности. Емкостные моды (см. рис. 3.5), возбуждаемые в структуре, определяют свойства антенны в нижней части рабочего диапазона. Основная мода по своей структуре токов является дипольной модой, и частота, на которой она возбуждается, определяется эффективной длиной антенны. Серия мод, связанных с прямоугольником так же, как в случае дипольной моды, имеет резонансный характер, связанный с возбуждением стоячих волн токов вдоль оси антенны, поэтому преимущественно длина прямоугольного электрода влияет на положение резонансов. А серия мод, связанных с диском, возбуждает стоячие волны токов, текущие по периметру диска. Длина окружности диска определяет положение резонансов этой серии. Таким образом, СШП свойства печатной дипольной антенны в нижней части диапазона объясняются тремя сериями мод, возбуждаемых на несовпадающих друг с другом частотах: резонансы дисковых мод приходятся ровно посередине между резонансами прямоугольных, а нижняя частота определяется первым резонансом дипольной моды.

В верхней части рабочего диапазона антенны преимущественно возбуждаются индуктивные моды диска и прямоугольника (см. рис. 3.6), не обладающие ярко выраженным резонансным характером. Это косвенно подтверждает вывод о доминировании на высоких частотах щелевых мод антенны Вивальди, сделанный в предыдущем разделе.

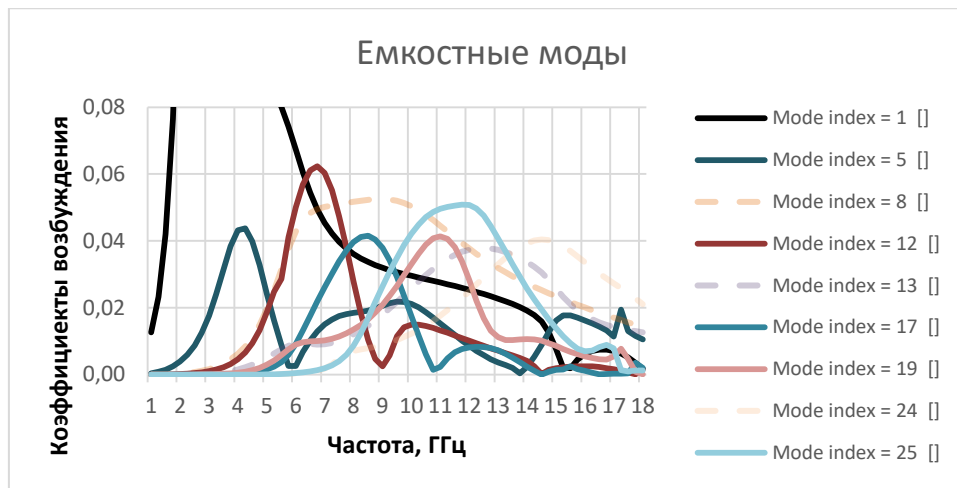


а)

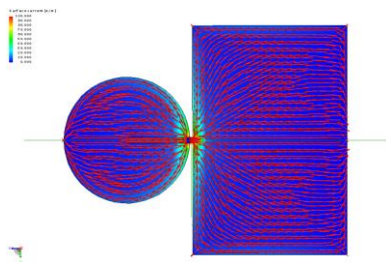


б)

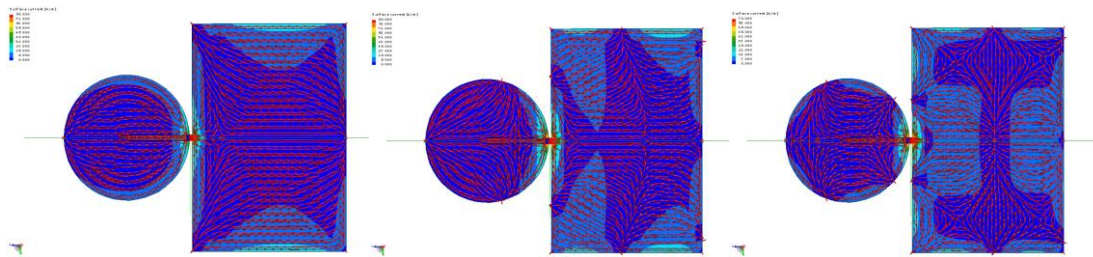
Рис. 3.4. а) частотная зависимость коэффициентов возбуждения различных характеристических мод и б) частотная зависимость собственных чисел мод, возбуждаемых в СШП-антенне типа «печатный монополяр»



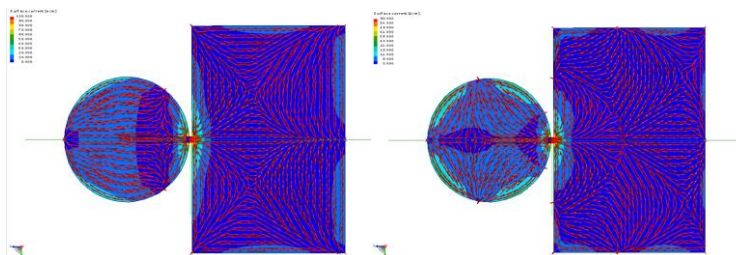
а)



б) Дипольная мода – основана (MI = 1)

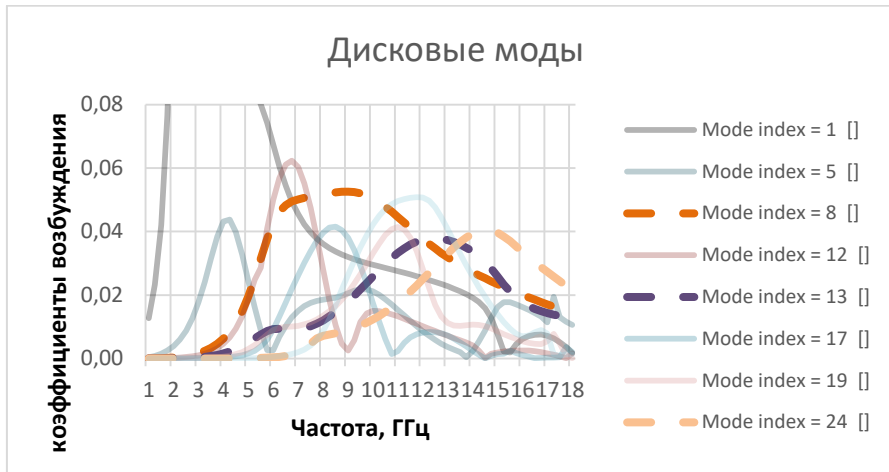


в) Моды прямоугольника: MI = 5, MI = 17, MI = 25

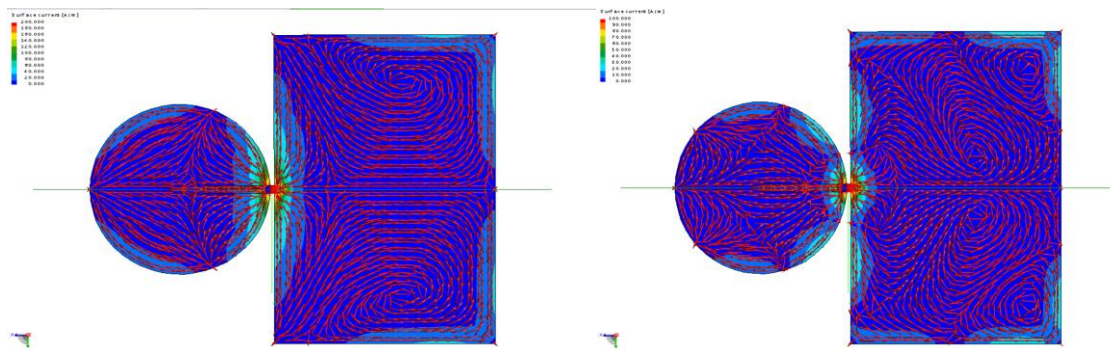


г) Моды диска: MI = 12, MI = 19

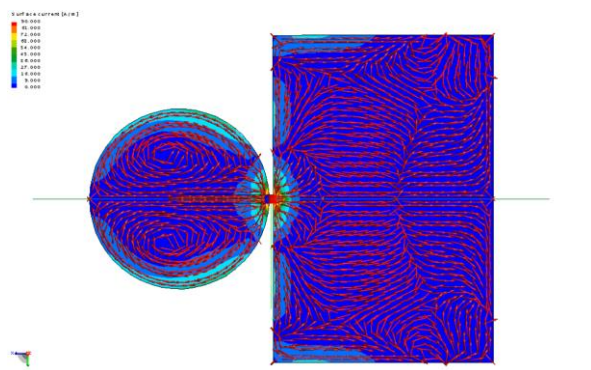
Рис. 3.5. В СШП печатной монополярной антенне возбуждаются емкостные моды различных типов: дипольная, серии мод диска и прямоугольной земли. На рис. а) представлена частотная зависимость коэффициентов возбуждения мод, а на рис. б, в, г – распределения токов на резонансных частотах для дипольной моды, мод прямоугольника и диска соответственно.



а)



б) Индуктивные моды прямоугольника: $MI = 8$, $MI = 24$



в) Индуктивные моды диска: $MI = 13$

Рис. 3.6. В СШП печатной монополярной антенне возбуждаются индуктивные моды двух различных типов: связанные с вихревыми токами в диске (в) и в прямоугольной земле (б). Частотная зависимость коэффициентов возбуждения мод представлена на рис. (а), а распределения токов на рис. (б) и (в).

Для проектирования монополярных антенн полезными будут соотношения, описывающие взаимосвязь между геометрическими размерами антенны и ее характеристиками. Ключевой характеристикой антенны является нижняя частота рабочего диапазона, определяемая, как видно из рис. 3.4, основной дипольной модой. Для вывода эмпирического соотношения была проведена серия численных моделирований свойств монополярной антенны в различных конфигурациях. Варьировались длина и ширина прямоугольного плеча антенны и диаметр диска. Для каждой из конфигураций антенны были рассчитаны собственные моды токов и их частотные характеристики. Для основной дипольной моды, исходя из резонансной частоты, была определена эффективная длина эквивалентного диполя:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_{res}}, \quad (3.2)$$

где c — скорость света; f_{res} — резонансная частота исследуемой дипольной моды.

Зависимость эффективной длины эквивалентного диполя от длины прямоугольного плеча (см. рис. 3.7а) демонстрирует линейную связь, что подтверждает дипольный характер основной моды. При этом семейство прямых, соответствующих различным значениям ширины прямоугольного плеча, пересекается в точке $l_{gr}^{sym} = 34$ мм, что приблизительно равно половине длины окружности диска, поэтому далее случай $l_{gr} = l_{gr}^{sym}$ будем называть симметричным в силу приближенного равенства длин треков токов в плечах диска и прямоугольника. Это позволяет промоделировать эффективную длину эквивалентного диполя через L_{eff}^{sym} , эффективную длину диполя для случая $l_{gr} = l_{gr}^{sym}$:

$$L_{eff} = L_{eff}^{sym} + \left(l - \frac{l_{gr}^{sym}}{2} \right) \cdot f(w_{gr}), \quad (3.3)$$

где коэффициент $f(w_{gr})$ может быть также представлен в виде линейной зависимости (см. рис. 3.7б), принимающий значение, равное единице в случае

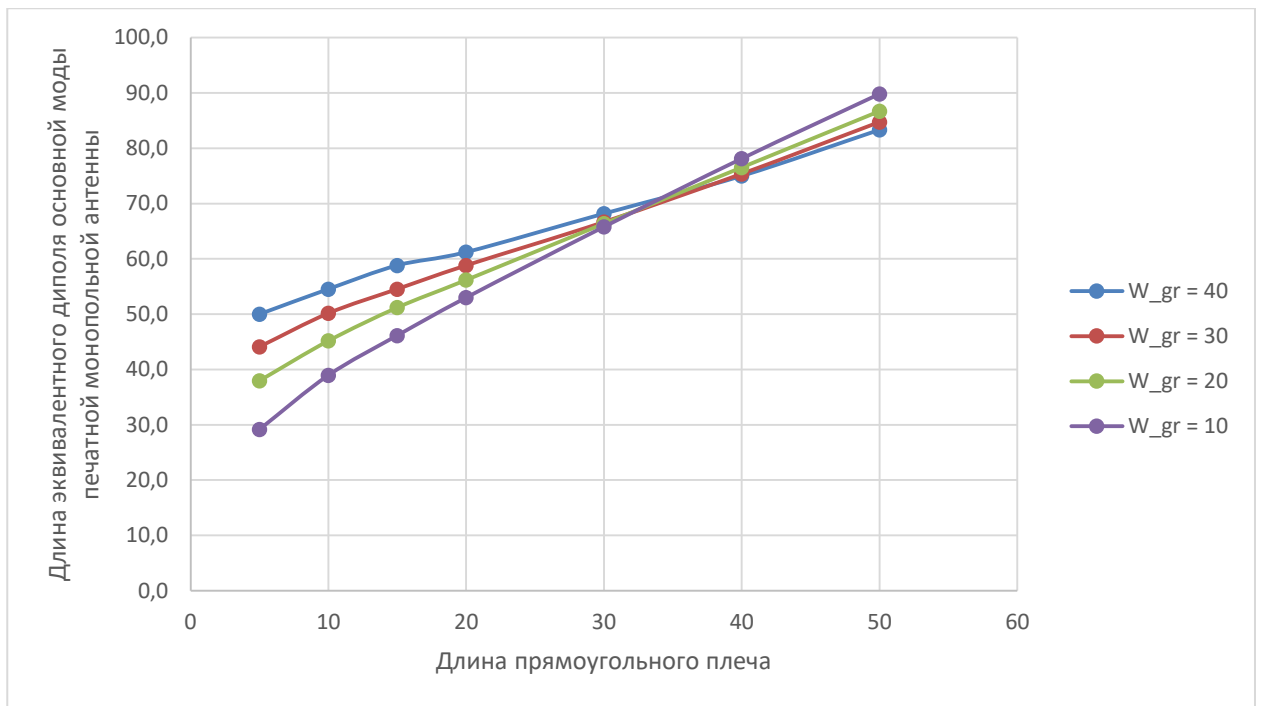
ширины прямоугольного плеча диаметру диска. Тогда коэффициент $f(w_{gr})$ может быть эмпирически описан зависимостью, включающей в себя множитель $(w_{gr} - d)$, и обезразмерен за счет деления на L_{eff}^{sym} :

$$f(w_{gr}) = 1 + \alpha \cdot \frac{w_{gr} - d}{L_{eff}^{sym}} = 1 + 0,63 \cdot \frac{w_{gr} - d}{L_{eff}^{sym}/2}, \quad (3.4)$$

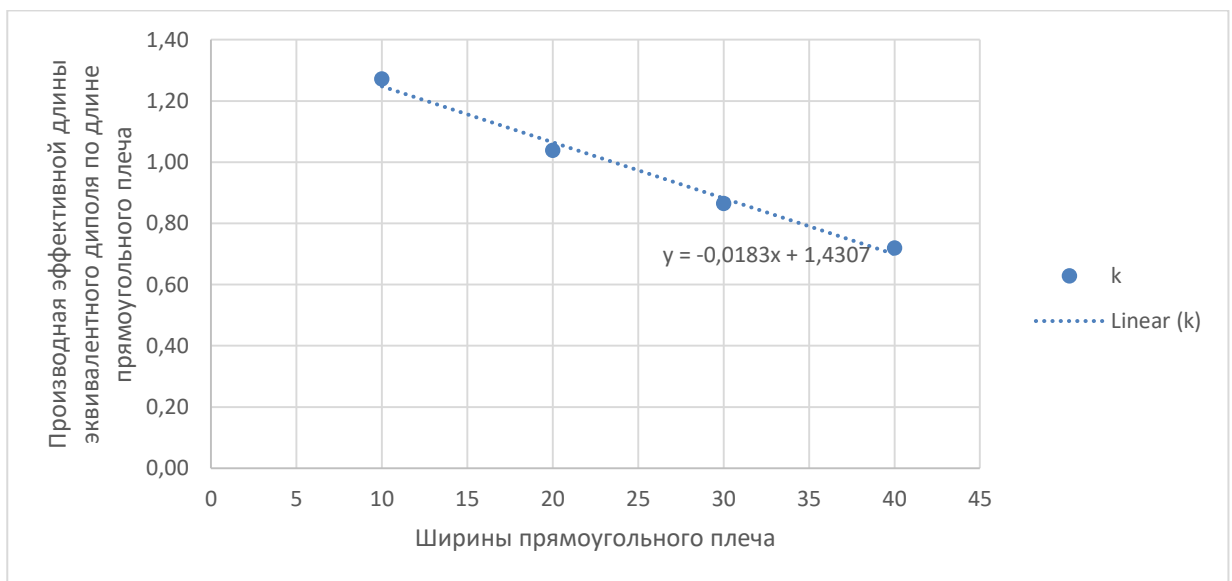
показатель которой (α) определен для достижения наименьшего расхождения с численной моделью. В итоговом виде соотношение для эффективной длины эквивалентного диполя основной моды может быть записано следующим образом:

$$L_{eff} = L_{eff}^{sym} + \left(l - \frac{L_{eff}^{sym}}{2} \right) \cdot \left[1 + 0,63 \cdot \frac{w_{gr} - d}{L_{eff}^{sym}/2} \right], \quad (3.5)$$

Для случая СШП настройки антенны L_{eff}^{sym} может быть приближенно оценено как πd_{disk} . Однако в случае короткого прямоугольного плеча антенны распределение токов с текущего по кромке диска меняется на продольное вдоль оси антенны, что приводит к сокращению эффективно длины эквивалентного диполя основной моды до $2d_{disk}$. Рисунок 3.8 демонстрирует, что предложенное эмпирическое соотношение (3.5) с хорошей точностью описывает эффективную длину эквивалентного диполя основной моды антенны в широком диапазоне изменения параметров ее топологии. В заключение стоит отметить, что, несмотря на то что соотношение (3.5) выведено для планарной антенны в вакууме, оно может быть обобщено для случая печатной антенны на диэлектрической подложке введением эффективной диэлектрической проницаемости конструкции печатной антенны ε_{eff} подобно тому, как это сделано в соотношении (3.1).



а)



б)

Рис. 3.7. Зависимость эффективной длины эквивалентного диполя основной моды печатной монополярной антенны от длины прямоугольного плеча; б) зависимость производной эффективной длины эквивалентного диполя по длине прямоугольного плеча от ширины прямоугольного плеча.

		l_{gr}/d				
		0,25	0,5	1	2	4
w_{gr}/d	0,25		23%	6%	6%	14%
	0,5	23%	12%	2%	6%	10%
	1	1%	6%	5%	2%	4%
	2	41%	33%	16%	5%	4%
	4	127%	87%	40%	9%	50%

Рис. 3.8. Ошибка определения частоты резонанса дипольной моды монополя с помощью соотношения (3.5) демонстрирует применимость выведенного соотношения в широком диапазоне параметров топологии антенны.

3.5. Рекомендации к проектированию антенн типа печатный монополь.

Возможность в широких пределах менять в зависимости от требований ширину рабочей полосы до отношения 20:1 и более позволяет использовать печатные монополярные дисковые антенны в различных сферах применения. Для достижения широкополосной настройки антенны в совокупности с небольшими габаритами рекомендуется настраивать антенну на основную дипольную моду, определяемую соотношением (3.5). Для эффективного возбуждения основной дипольной моды может быть рекомендован выбор сопоставимых плечей антенны (диска и монополя), а для подавления высокочастотных мод рекомендуется использовать широкий зазор между плечами. Более широкополосная настройка антенны и переход к сверхширокополосному режиму требует возбуждения мод следующего порядка, причем желательно, чтобы резонансы серий мод, связанных с разными плечами, возбуждались на разных частотах и тем самым расширяли диапазон настройки. Для этого требуется аккуратный подбор параметров антенны, а именно длины прямоугольного плеча и диаметра диска. Для достижения ультрасверхширокополосной настройки антенны требуется эффективное возбуждение мод Вивальди в щели между плечами антенны, что требует достаточных габаритов и сопоставимого размера диаметра диска и ширины прямоугольного плеча.

3.6. Некоторые аспекты применения антенны в мобильных и стационарных устройствах.

Антенна может входить в состав как стационарных комплексов, так и мобильных, в проектировании которых обычно существуют жесткие габаритно-массовые требования. В зависимости от применения возбуждение антенны может происходить как с торца экрана с помощью коаксиального разъема (см. рис. 5.9а, 5.9б) через отрезок волноведущей линии, так и с помощью СВЧ-схемы, расположенной непосредственно на площади экрана антенны, в таком случае антенна будет интегрирована на одну подложку с печатной платой радиоэлектронного устройства (см. рис. 5.9в). Оба случая широко применяются в современных конструкциях сверхширокополосных устройств беспроводной радиосвязи и их прототипах. Однако прямое включение антенны как в первом, так и во втором случае невозможно без потери согласования и изменения рабочего диапазона. Для антенны с торцевой запиткой изменение свойств связано с токами, возбуждаемыми в фидерном кабеле, что приводит к изменению распределения тока в экране и, следовательно, влияет на настройку антенны. Избавиться от перераспределения токов возможно за счет применения ферромагнитных фильтров, подавляющих токи, текущие по внешней оболочке коаксиального кабеля. Для антенны, интегрированной с приемопередатчиком на одну подложку, эффект возмущения распределения токов в экране вносимого полосковыми линиями печатной платы невозможно предсказать без детального электромагнитного анализа. Общие рекомендации при проектировании подобных устройств связаны с предпочтительным сохранением хотя бы одного слоя печатной платы со сплошным земляным экраном.

3.7. Заключение и выводы

Для объяснения широкополосных свойств были использованы два подхода: первый заключается в исследовании частотной зависимости

импеданса антенны, второй — в вычислении характеристик собственных мод, возбуждаемых в антенной структуре. Оба подхода показали, что структура антенны типа «печатный монополь» поддерживает достаточно большое количество мод, основная из которых — мода несимметричного диполя. Сверхширокополосные свойства такой антенны могут быть объяснены возбуждением мод разных типов: дипольной, мод, связанных с диском и прямоугольным плечом, и мод Вивальди, — возбуждение которых в совокупности может обеспечить рабочий диапазон с отношением граничных частот 20:1 и более. Выведенное в работе эмпирическое соотношение резонансной частоты дипольной моды (3.5) может быть полезным для оценки нижней частоты рабочего диапазона антенны и для определения требуемых габаритных размеров антенны при ее проектировании. Обобщением полученных из представленного в данной главе исследования свойств антенны типа «печатный монополь» являются рекомендации по проектированию антенны, сформулированные в разделе 3.5.

Глава 4. Анализ интегральных печатных антенных структур и принципы их проектирования

4.1. Введение

Печатные антенны, выполненные на одной подложке и в одном технологическом процессе вместе с СВЧ приемо-передающими цепями, стали популярны в последнее время, о чем свидетельствует большое количество публикаций как в отечественной, так и в зарубежной литературе. Благодаря своим свойствам печатные антенны обладают хорошей воспроизводимостью и повторяемостью характеристик, а также обеспечивают более высокую надежность работы устройства. Причина — производство антенны в едином стекле печатной платы, отсутствие ненадежных хрупких узлов соединения, мест пайки разъемов как у внешних объемных антенн, которые часто могут требовать защиты от электростатического разряда (ESD), а также дополнительных шагов при производстве и монтаже. Более того, в процессе эксплуатации печатные антенны более надежны, так как не содержат разъемных соединений и устойчивы к термоциклированию, в отличие, например, от керамической чип-антенны, для которой трудно подобрать коэффициент теплового расширения, соответствующий материалу подложки печатной платы.

4.2. Актуальность и сложность задачи анализа интегральных печатных антенных структур

Интеграция антенны на одной подложке с приемо-передающим модулем в рамках одного технологического процесса позволяет разработчику не использовать для установки антенны разъемов и дополнительных настроечных соединительных схем, отказаться от процесса монтажа антенны в устройство, что, в свою очередь, снижает как себестоимость печатной платы без разъемов, так и стоимость сборки конечного устройства с антенной.

Важно также понимать ряд потенциальных ограничений печатных антенн. Во-первых, ограничение по материалу подложки. Часто применяемый стеклотекстолит FR-4 обладает высокими потерями и анизотропностью свойств по сравнению с СВЧ-материалами марок Rogers, Arlon и других. Во-вторых, ограничение на производственный процесс. Изготовление печатной платы должно быть оптимизировано для массового производства, а значит важно, чтобы топология печатной антенны была устойчива к небольшим погрешностям в технологическом процессе и не требовала его изменений. В-третьих, так как стоимость печатной платы приемопередатчика с печатной антенной в основном определяется ее площадью, возникают ограничения на габаритные размеры платы устройства и, следовательно, ограничение на топологию печатной антенны по площади.

Для устройств с антеннами, близкими к минимальному размеру, определяемому фундаментальным ограничением, дальнейшая миниатюризация возможна за счет более компактного расположения антенной и радиоэлектронной частей. Например, за счет совместного использования площади печатной платы антенной, обладающей значительной апертурой, и радиоэлектронной схемой. Компактные схемы приемопередатчиков могут быть расположены на широких плечах печатных дипольных антенн, обладающих широкополосными свойствами. Или, как в работе [50], схема приемопередатчика может быть расположена на земляном плече печатной монополярной антенны, представляющей собой несимметричную дипольную антенну.

Сложность разработки подобных антенн связана с учетом эффектов взаимодействия (электромагнитной совместимости) цепей приемопередающей схемы, управления и питания с антенной структурой и как следствие отличием характеристик итоговой интегральной антенны от идеальной антенны без приемопередающих цепей. Дополнительная сложность связана с необходимостью применения мелкой сетки разбиения

при электромагнитном моделировании интегральной антенны с приемопередающими цепями, что, в свою очередь, требует серьезных вычислительных мощностей и значительного временного ресурса на расчет каждого из вариантов топологии. Еще один аспект сложности связан с итерационным процессом разработки и последующей оптимизации интегральных антенн (о чем будет рассказано ниже) и многократным повторением ресурсоемких процессов численного моделирования.

4.3. Анализ интегральных печатных антенных структур и принципы их проектирования

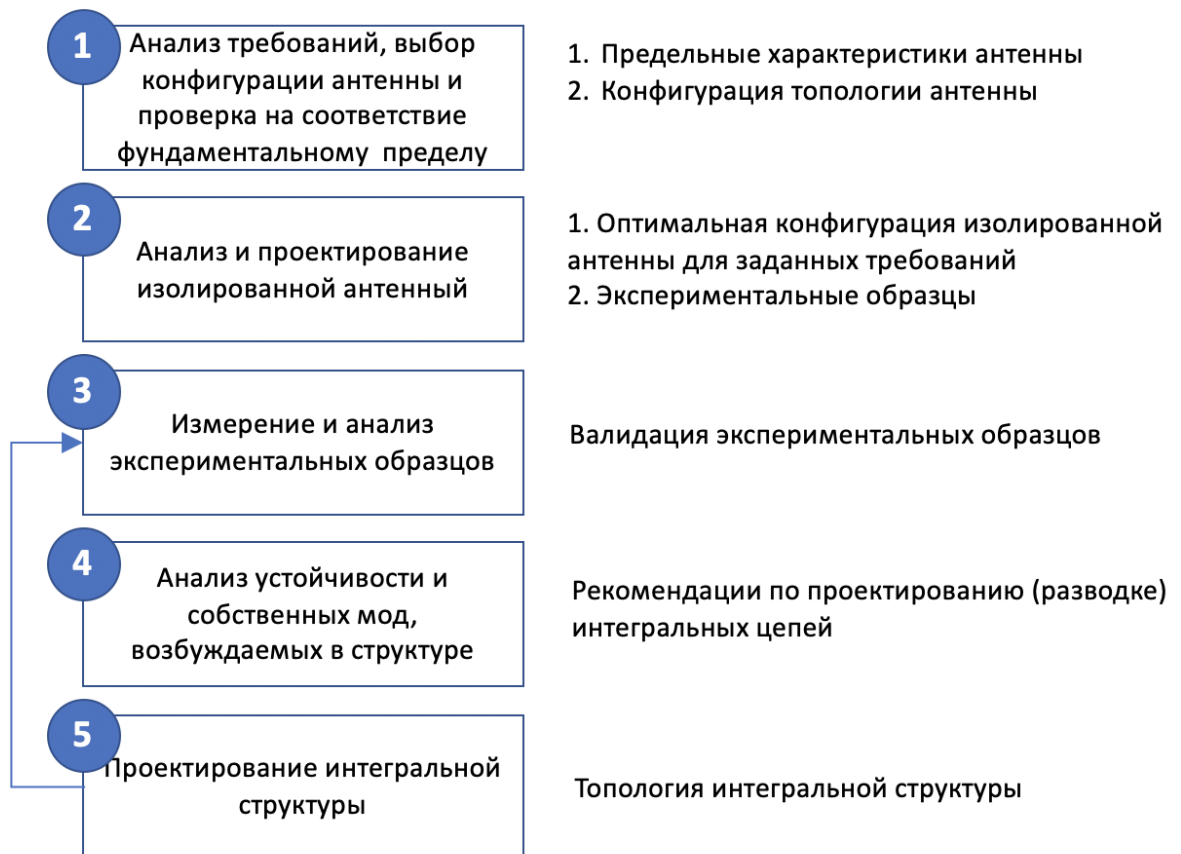


Рис. 4.1. Диаграмма, описывающая методологию анализа интегральных печатных антенн.

Для решения задачи анализа антенн с учетом эффекта электромагнитной совместимости цепей приемопередающей схемы в качестве одного из результатов работы может быть использована следующая методология, предложенная в [80] и развитая в данной работе. Концептуально методология

представлена на рис. 4.1 и состоит из этапов: (1) анализ требований, выбор конфигурации антенны и проверка на соответствие фундаментальному пределу; (2) анализ и проектирование идеальной изолированной антенны по заданным требованиям в отсутствие интегральных цепей приемо-передающего модуля; (3) измерение и анализ экспериментальных образцов изолированной антенны без интегральных цепей; (4) определение устойчивости характеристик по отношению к основным геометрическим параметрам структуры антенны и анализ собственных мод, возбуждаемых в структуре антенны для определения ограничений на трассировку интегральных цепей; (5) итеративное проектирование топологии приемопередатчика с последующим электромагнитным анализом и оптимизацией структуры модуля в целом и повторный анализ и измерение экспериментальных образцов интегральных структур (этап 3).

На первом этапе решается задача сбора и анализа требований к антенне и устройству в целом, включающих в себя геометрические размеры антенны и форм-фактор, сценарии использования устройства: уединенное использование или в составе комплекса, например SD-карта, установленная в картридер, или устройство, закрепленное на теле человека. Далее, исходя из собранных требований к устройству в целом формулируется постановка антенной задачи и выбирается наиболее подходящий для применения тип антенны. Выбор наиболее подходящей конфигурации антенны зависит от большого количества факторов: требуемой поляризации антенны, ширины частотного диапазона, диаграммы направленности и достижимых в данной конфигурации габаритных размерах, определяемых через физические ограничения, рассмотренные в главе 2. Анализ фундаментальных ограничений позволяет понять, достижимы ли требуемые электродинамические характеристики в заданных геометрических ограничениях, и в случае недостижимости найти компромисс между ними.

На втором этапе проектируется идеальная антенна без интеграции с приемо-передающими цепями, но с учетом ограничений на площадь,

необходимую для расположения приемо-передающих цепей на земляном электроде и удовлетворяющую остальным требованиям к антенне. В дальнейшем, на третьем этапе, спроектированная антенна может быть подвергнута экспериментальной проверке, о практических аспектах которой на примере монополярной печатной антенны будет рассказано далее.

Дальнейший анализ устойчивости характеристик антенной структуры к изменениям основных геометрических размеров и топологии важен с точки зрения выработки рекомендаций для разводки цепей приемопередатчика. Второй важной задачей на этом этапе является анализ и изучение собственных мод, возбуждаемых в антенной структуре. Например, для рассматриваемой в дальнейшем интегральной монополярной антенны, в случае если преобладает продольная токовая мода, топология цепей приемо-передающего блока не должна содержать большого количества длинных поперечных разрезов структуры антенны, чтобы не вносить значимые изменения в распределение токов, возбуждаемых в антенне мод, и не менять кардинальным образом ее характеристики.

Пятый этап представляет собой итерационное моделирование и оптимизацию свойств полной интегральной топологии устройства, включающего антенну и приемо-передающие цепи. На данном этапе предполагается итерационный процесс проектирования интегральных цепей, электродинамического расчета свойств и при необходимости ряда итераций по корректировке этих цепей. Особо стоит отметить, что численный электродинамический анализ интегральной конфигурации антенны с приемо-передающими цепями является сложной электродинамической задачей и требует достаточно мелкой сетки разбиения. Упрощенная топология может быть использована для облегчения численной задачи. В этом анализе в упрощенной топологии были исключены дискретные элементы в НЧ цепях и при необходимости происходило упрощение топологии для достижения приемлемой для расчета мелкости сетки моделирования. Однако СВЧ-тракт

рекомендуется оставить в полном соответствии с топологией интегральной платы.

4.4. Методика экспериментальной верификации разработанных антенн

Экспериментальная верификация рассчитанных характеристик антенны затруднена в связи с двумя факторами. Во-первых, интегральное исполнение самой антенны не имеет порта, разъемного соединения между антенно-фидерной системой и приемопередатчиком, причем цепи приемопередатчика являются неотъемлемой частью антенной структуры, так как расположены непосредственно на одном плече несимметричного диполя. Таким образом просто невозможно отключить интегральную антенну от ее приемопередатчика и подключить к измерительному устройству. Во-вторых, измерительная оснастка будет оказывать влияние на характеристики антенны. Для измерения характеристик было использовано три метода, каждый из которых в отдельности не воспроизводит полностью все условия эксплуатации антенны, но в совокупности позволяют оценить большинство эффектов.

Для проверки характеристик интегральной антенны был использован метод запитки ее коаксиальным кабелем, подпаянным в разрыв фидерной полосковой линии, соединяющей антенну и приемопередатчик. Такой способ измерения характеристик антенн не является точным из-за плохого согласования в точке запитки и, как следствие, возбуждения стоячих волн в фидерном кабеле, значительно изменяющих итоговую АЧХ входного согласования. Второй фактор неточности метода заключается в возможности возбуждения токов на внешней оплетке коаксиального кабеля. Для предотвращения этого эффекта использовался гаситель в виде ферромагнитного кольца.

Для экспериментальной верификации использованного подхода к проектированию и характеристик самой антенны согласно методологии, описанной выше, было изготовлено три образца.

Образец 1 — идеальная антенна без цепей приемопередатчика (сплошная земля), запитанная через длинную копланарную линию, подключенную к торцевому разъему. Такой способ подключения векторного анализатора цепей позволяет сделать точную калибровку на референсную плоскость, совмещенную с торцевым разъемом, и добиться максимального совпадения условий измерения и моделирования антенны. Однако измеренные и расчетные характеристики могут отличаться от действительной за счет трансформации импеданса длинной волноведущей копланарной линией. Для того чтобы получить реальный импеданс структуры, нужно скорректировать измеренную S-матрицу на S-матрицу волноведущей линии, обеспечив вычитание вклада волноведущей линии. Проблема заключается в том, что этот вклад известен не точно. Помимо этого, копланарная линия добавляет продольный разрез «земли», в то время, как «земля» является излучающим элементом антенны, что искажает измеренную характеристику антенны. Фактически такой метод позволяет подтвердить корректность расчета, но не позволяет определить реальные характеристики антенны.

Образец 2 — идеальная антенна без цепей приемопередатчика (сплошная «земля»), запитанная через отрезок коаксиального кабеля в точке естественной запитки антенны. Вследствие естественной запитки распределение токов в образце будет максимально приближено к реальному. При этом на точность измерения характеристик антенны будут оказывать влияния два фактора: (1) возможность возбуждения токов к внешней оплетке коаксиального кабеля, (2) возбуждение стоячих волн в отрезке коаксиального кабеля из-за плохого согласования в точке пайки кабеля к антенне. Первый фактор может быть подавлен с помощью ферритовых колец. Второй фактор приводит к искажению измеренной экспериментально частотной характеристики и может быть численно устранен фильтрацией частотной зависимости импеданса. Такой способ не позволяет провести точное сравнение расчетной и измеренной характеристик из-за сильного отличия в условиях измерения и расчета. В совокупности сравнение измеренных и

расчетных характеристик образцов 1 и 2 между собой позволяет сделать вывод о применимости способа измерения характеристик интегральной антенны с помощью запитки ее через подпаянный в разрыв фидерной линии отрезок коаксиального кабеля, а также оценить точность такого метода. Как видно из рисунка 4.2, огибающие профилей рассчитанной численно характеристики и измеренной с помощью коаксиального кабеля совпадают, а также совпадает нижняя рабочая частота антенны. Отличие нижней рабочей частоты антенны для образца 1 может быть объяснено эффектом наличия коаксиального разъема, неучтенного в модели.

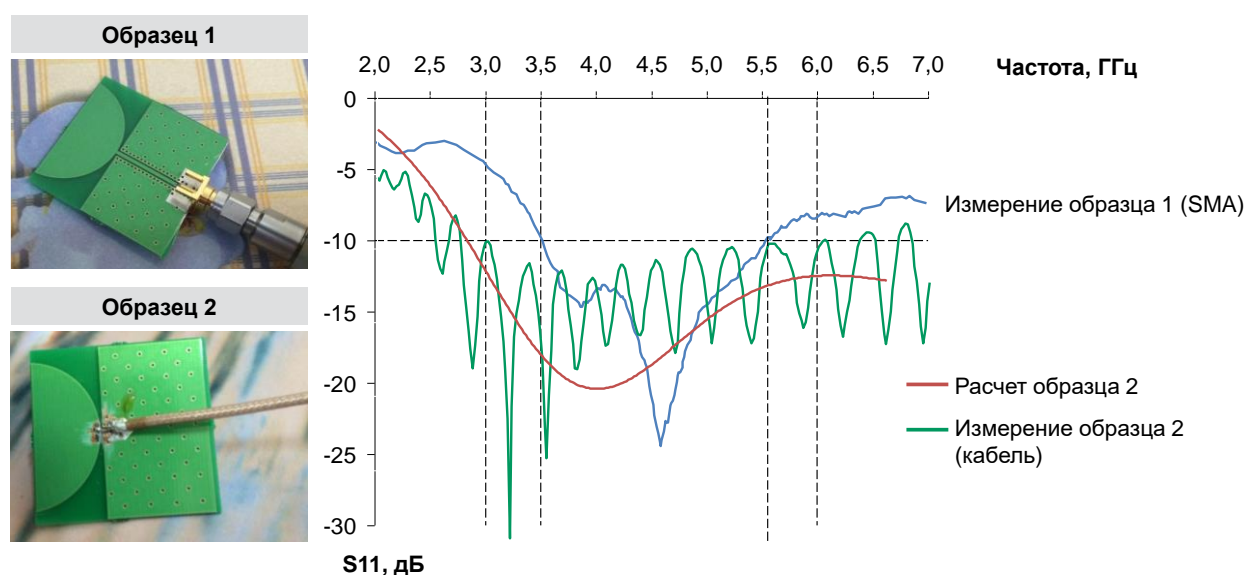


Рис. 4.2. Сравнение модельных и измеренных характеристик образцов 1 и 2

Образец 3 — интегральная антенна, запитанная через отрезок коаксиального кабеля, подпаянного в разрыв копланарной фидерной линии. Несмотря на то, что в измеренной характеристике так же, как и для образца 2, будет наблюдаться эффект стоячих волн в коаксиальном кабеле, важно, что именно этот метод позволяет наблюдать эффекты, связанные с интегральным положением антенны и схемы приемопередатчика на единой печатной плате. Совпадение профилей, огибающих рассчитанной и измеренной характеристик (см. рис. 4.3), позволяет сделать вывод о применимости разработанной антенны.

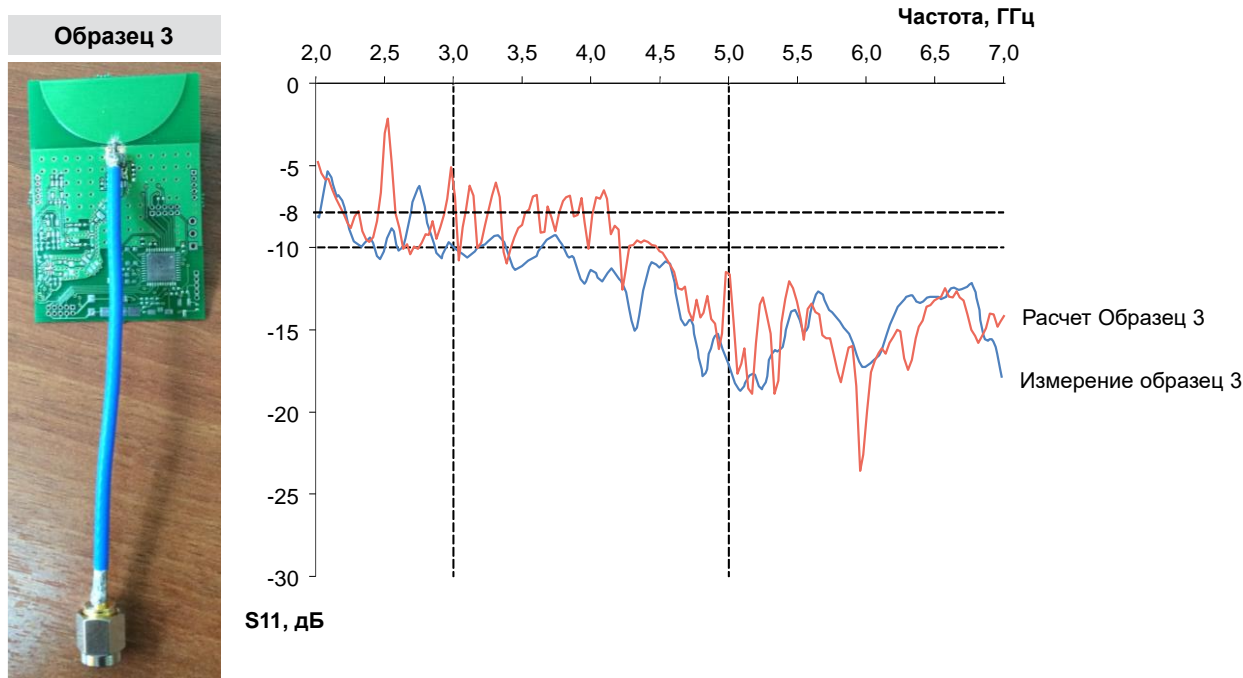


Рис. 4.3. Сравнение смоделированной и измеренной характеристик для образца 3

4.5. Заключение и выводы

В главе представлена методология анализа свойств и проектирования интегральных антенн на всех этапах разработки, использованная автором для в данной работе, включая разработанные интегральные печатные антенны типа «монополь» и другие антенны, представленные в главе 5.

Показано, что для устройств с антеннами, близкими к минимальному размеру, определяемому фундаментальным ограничением, дальнейшая миниатюризация возможна за счет более компактного расположения антенной и радиоэлектронной частей. Например, за счет совместного использования площади печатной платы антенной, обладающей значительной апертурой, и радиоэлектронной схемой. Для решения задачи разработки антенн с учетом эффекта электромагнитной совместимости цепей приемо-передающей схемы в качестве одного из результатов в главе предложена методология проектирования интегральных печатных антенн.

Глава 5. Результаты проектирования ряда СШП печатных антенн для устройств различных конфигураций и топологий.

5.1. Введение

В данной главе приведен обзор ШП- и СШП-антенн, разработанных для применения в устройствах беспроводной радиосвязи на основе прямохаотических приемо-передатчиков [82, 86-90], персональном дозиметре микроволнового электромагнитного излучения [83], ячейке приемника радиосвета [84-85], а также в некоторых других приемопередатчиках.

5.2. Широкополосная дипольная печатная антенна

5.2.1. Постановка задачи, требования на характеристики

Дипольная печатная широкополосная антенна была предложена в качестве решения удовлетворяющего требованиям к антенне (см. таблицу 5.1) для прямохаотического приемопередатчика диапазона 6–8 ГГц [82]. Заданный уровень коэффициента стоячей волны по напряжению вне диапазона рабочих частот прибора обусловлен желанием разработчиков снизить уровень промышленных помех. Использование сверхширокополосных средств радиосвязи и передачи информации ограничивается зашумленностью радиоэфира на частотах ниже 5 ГГц, где работают мощные передатчики спутникового телевиденья, радиосвязи, навигации и мобильные сотовые сети. Следует отметить также и широко распространенные в нашей стране радиорелейные линии связи военного и специального назначения. Таким образом, широкополосные приемопередатчики, имеющие в силу своей конструкции достаточный отклик и на частотах ниже 5 ГГц, для стабильной работы должны быть укомплектованы средствами фильтрации паразитного сигнала промышленного окружения.

С целью уменьшения габаритного размера печатной платы была поставлена задача по разработке компактной частотоселективной широкополосной печатной антенны диапазона 6–8 ГГц.

Поскольку предполагается использовать приемопередатчик в бытовых условиях, принимающая антенна должна обеспечивать достаточный уровень сигнала при любом расположении относительно передающей, что приводит к необходимости создания ненаправленной антенны. Выбор подложки обусловлен необходимостью уменьшения себестоимости прибора и отработанностью технологии выполнения СВЧ-устройств, а также опытом предыдущих работ.

Таблица 5.1. Требуемые технические характеристики и конструктивные особенности разрабатываемой антенны.

Диапазон рабочих частот	6–8 ГГц
КСВН	> 3 при $f < 5$ ГГц < 2 при $6 \text{ ГГц} < f < 8 \text{ ГГц}$ > 3 при $f > 9$ ГГц (опционально)
Направленность антенны	Всенаправленная (< 5dBi)
Поляризация	Не важно (линейная)
Габаритные размеры	Не более 20×15 мм
Возбуждение	Микрополосковой линией, $Z = 50$ Ом
Подложка	FR-4 (стеклотекстолит), 1 мм

Антенна, изготовленная на одной подложке вместе с СВЧ-схемой приемопередатчика, является наиболее привлекательной в силу ряда причин. Во-первых, это простота конструкции интегральной антенны, выполняемой на одной подложке вместе с печатной платой приемопередатчика. Во-вторых, точность изготовления печатных плат (достаточна для производства СВЧ-структур, работающих на частоте 7 ГГц (и даже выше)). Следствием упрощения конструкции является снижение себестоимости приемопередатчика, что важно для серийного производства, в бытовых целях.

5.2.2. Конструкция антенны

Требуемая ширина полосы составляет 30 % от центральной частоты. Следовательно, антенну можно реализовать в виде вибратора (щелевой или дипольной антенны), однако, как показано в работе [27], 50-омная дипольная антенна будет иметь меньшие размеры, чем щелевая. Вследствие этого выбор был остановлен на дипольной антенне. Принципиальная конструкция антенны представлена на рис. 5.1.

Конструкция представляет собой четвертьволновую дипольную антенну типа «бабочка». Выбор геометрической формы антенны был основан на работах [30; 41], где показано, что данная конфигурация позволяет создать более широкополосное согласование, в отличие от линейного диполя. Запитка диполя осуществляется посредством 50-омной микрополосковой линии через трансформирующую линию с переходом в плоскопараллельную линию. Ограничения на геометрический размер антенны и фидерной линии не позволяет достичь оптимальной электрической симметризации диполя. Однако электромагнитный расчет (показан далее) предлагаемой конфигурации показал, что даже при сильных ограничениях на размер симметризирующего устройства (трансформирующей линии) предлагаемая антенна будет удовлетворять поставленным требованиям (см. таблицу 5.1.).

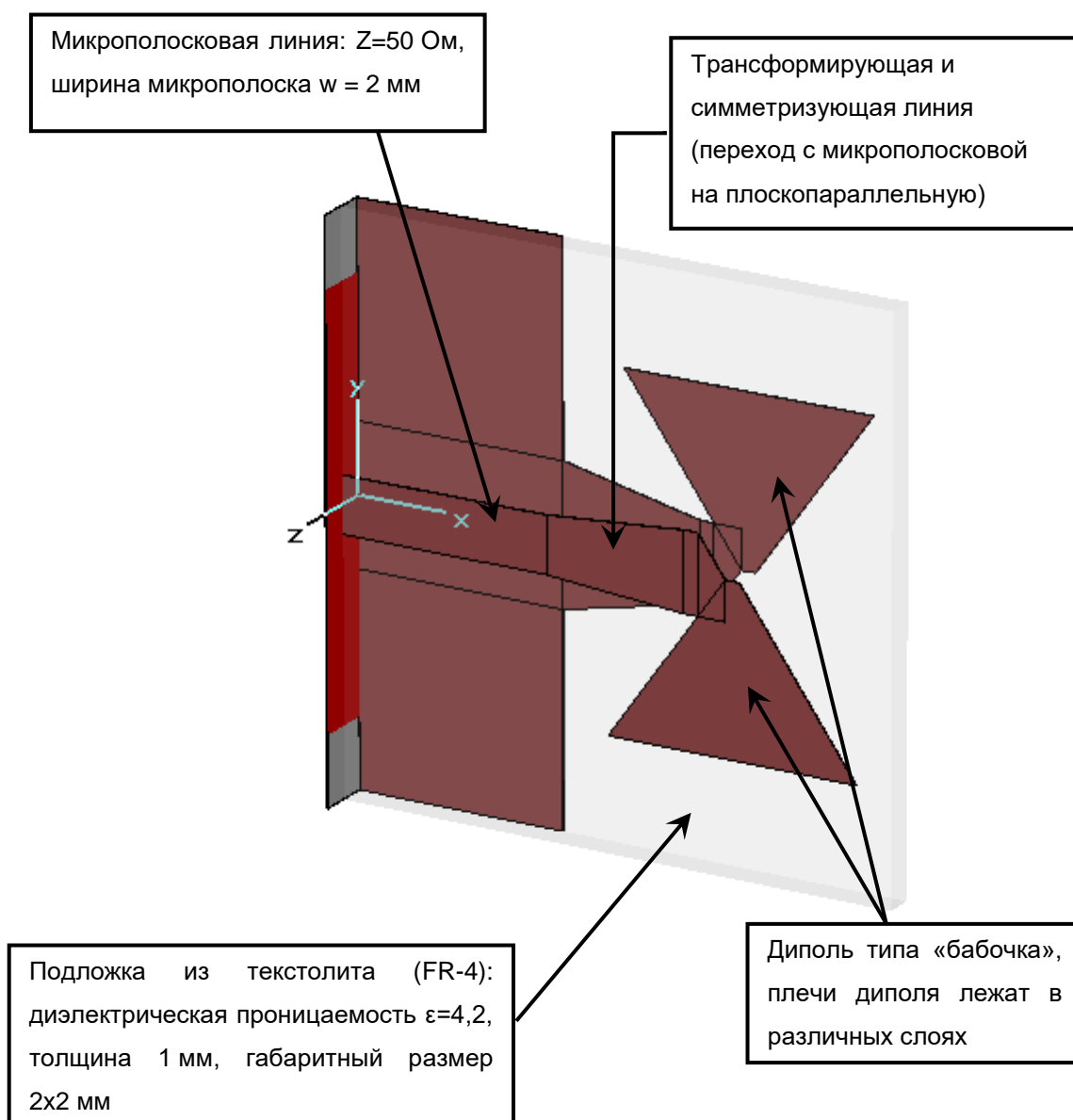


Рис. 5.1. Принципиальная схема конструкции проектируемой дипольной антенны типа «бабочка», возбуждаемой микрополосковой линией.

Для запитки антенны предполагается использовать 50-омную микрополосковую линию с шириной полоска 2 мм (для заданной требованиями подложки). Для симметризации возбуждения был использован трансформирующий переход с микрополосковой линии на плоскопараллельную. Численный расчет дипольной антенны бабочки показал, что импеданс антенны длиной 12 мм и с характерным размером основания

трапеции плеча 9 мм равен 63 Ом на частоте 7 ГГц. Импеданс плоскопараллельной линии, как показано в [5], определяется соотношением:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{-E_y h}{H_x w} = \eta \frac{h}{w} \quad (5.1)$$

где η – характеристический импеданс материала подложки. Таким образом, из соотношения (5.1):

$$w = \frac{\eta_0 h}{\sqrt{\varepsilon} Z} \cong \frac{377 \cdot 1}{\sqrt{4,2} \cdot 63} \approx 3 \text{ мм} \quad (5.2)$$

определили ширину плоскопараллельной линии, необходимую для согласования с дипольной антенной «бабочкой». Заметим, что требуемая ширина плоскопараллельной линии больше ширины микрополоска, которая составляет 2 мм. Это означает, что верхний электрод трансформирующей линии (согласующей микрополосковую с плоскопараллельной) должен быть расширяющимся, а нижний (лежащий в плоскости экрана микрополоска) — сужающимся. Обобщая все вышесказанное, получим общую конфигурацию разрабатываемой антенны, которая представлена на рис. 5.1

5.2.3. Результаты моделирования

Параметры структуры, изображенной на рис. 5.1, были оптимизированы для удовлетворения требований технического задания посредством численного моделирования. Геометрические размеры оптимальной конфигурации представлены на рис. 5.2.

Первоначально была разработана антенна с верхним слоем металлизации, показанным на рис. 5.2а, и нижним слоем металлизации, представленным, на рис. 5.2б; в дальнейшем будем называть эту антенну «образец 1».

КСВН по входу, рассчитанный двумя различными методами для исследуемой антенны (образец 1)), представлен на рис. 5.4. Видно, что обе применяемые техники расчета хорошо описывают исследуемую структуру и согласуются друг с другом.

Диаграмма направленности представлена на рис. 5.6. Отметим, что благодаря примененной форме антенны («бабочка») и короткой длине диполя в плоскости YZ не наблюдается сильных провалов в интенсивности излучаемого сигнала, свойственных обычным полуволновым проволочным диполям. Хотя подобных провалов не удалось избежать в плоскости XU . Однако суммарный эффективный телесный угол с низким уровнем излучаемого/принимаемого сигнала не столь значителен, а благодаря переотражениям сигнала при использовании антенны в помещении имеет смысл говорить об эффективной работе антенны при любом взаимном расположении приемника и передатчика. В плоскости XZ наблюдается ослабление сигнала, излучаемого в направлении микрополоска, на ~ 7 Дб, это можно объяснить близостью антенны к широкому экрану микрополосковой линии.

Чтобы улучшить излучательную способность антенны в направлении, противоположном оси X , было предложено снизить влияния экрана микрополосковой линии на диаграмму направленности за счет уменьшения площади экрана вблизи антенны (добавлены скосы, см. рис. 5.2в). Результаты моделирования показали, что характеристика по входу (см. рис. 5.3, 5.5) модифицированной антенны (далее будем называть «образец 2») не сильно отличается от первоначальной и удовлетворяет поставленным требованиям. Что касается диаграммы направленности, то, как и предполагалось, в плоскости XZ удалось получить более равномерную диаграмму (см. рис. 5.9в). Также за счет применения скосов удалось уменьшить глубину провалов в плоскости YZ (см. рис. 5.9б).

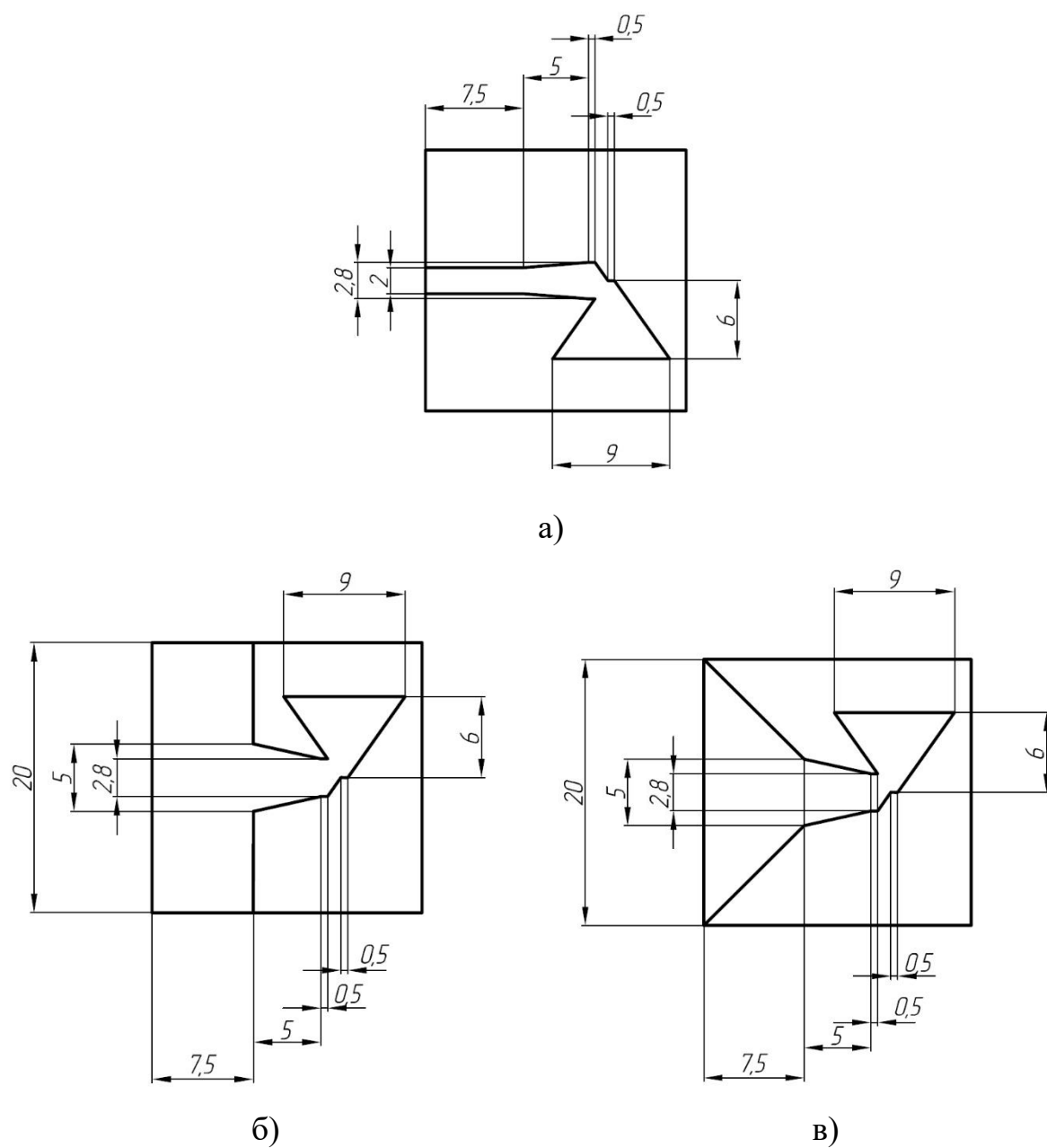


Рис. 5.2. Конструкция и параметры моделируемых антенн: а) – верхний слой (одинаковый у обоих образцов); б), в) нижний слой с полной металлизацией и со скошенными краями

5.2.4. Экспериментальная проверка характеристик антенны

По чертежам (см. рис. 5.1) были изготовлены экспериментальные образцы двух типов (см. рис. 5.2). Измерение КСВН по входу производились на векторном анализаторе Rohde & Schwarz® ZV Vector Network Analyzer, обеспечивающем высокий динамический диапазон, порядка 130 дБ, при частоте ПЧ 10 Гц и высокое частотное разрешение. Все это позволяет измерить КСВН антенны с достаточной высокой точностью.

Для измерения на антенны были напаяны коаксиальные разъемы типа SMA (см. рис. 5.3), обеспечивающие хорошее согласование на частотах вплоть до 18 ГГц. Центральная жила коаксиального разъема припаивалась параллельно к микрополоску, а внешний электрод — к экрану микрополосковой линии.

Измеренные характеристики двух образцов представлены на рис. 5.3 и рис. 5.4 в сравнении с модельными и на рис. 5.5 в сравнении друг с другом. Как видно из графиков, профиль измеренной амплитудно-частотной характеристики (КСВН) повторяет форму модельных. Однако существует отличие в уровне отраженного сигнала, которое может быть объяснено как погрешностями численных методов, так и неполнотой модели: в модели не рассматривался переход с коаксиального кабеля на микрополосковую линию. Измерения диаграммы направленности не проводились в силу сложности измерения характеристик ненаправленных антенн и дороговизны требуемого оборудования (безэховая камера).

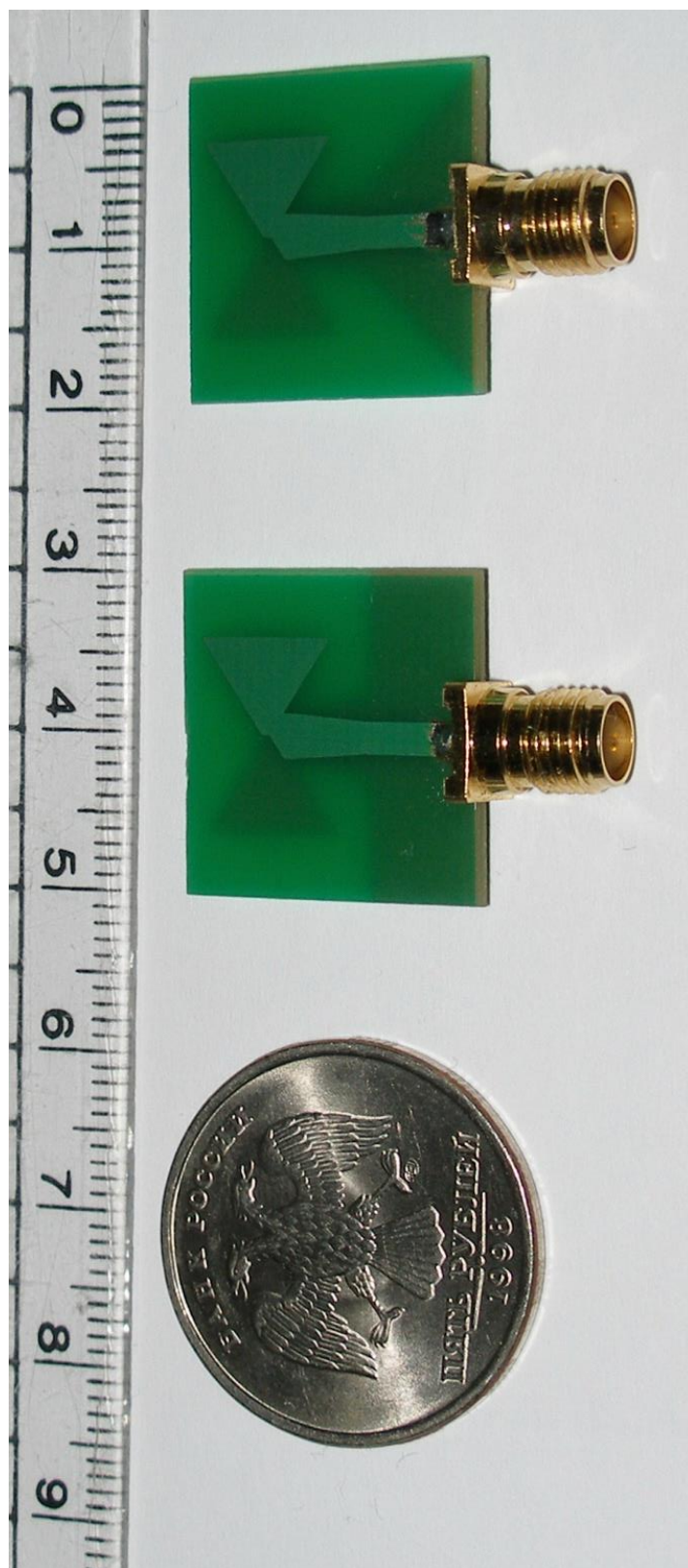


Рис. 5.3. Фотография изготовленных экспериментальных образцов дипольных антенн с напаянными коаксиальными разъемами

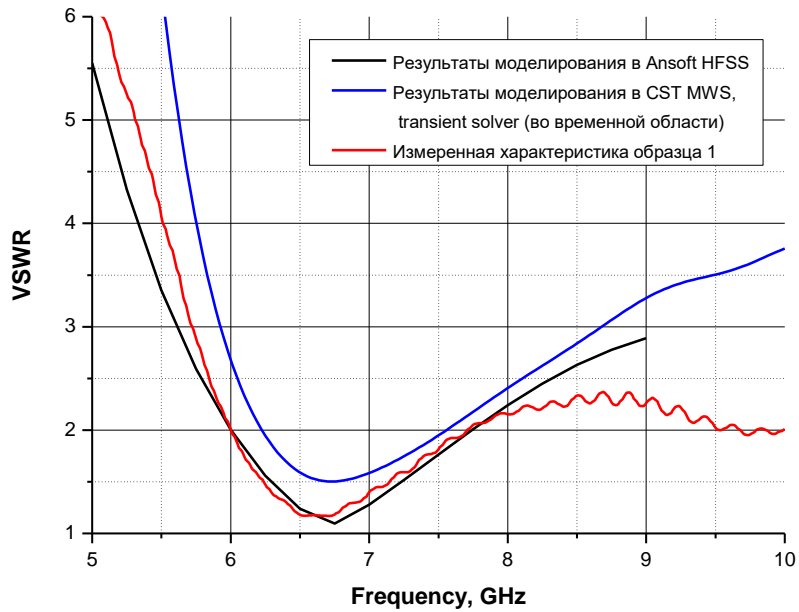


Рис. 5.4. КСВН исследуемой дипольной антенны «бабочки» (образец 1). Сравнение различных методов моделирования с экспериментальными данными

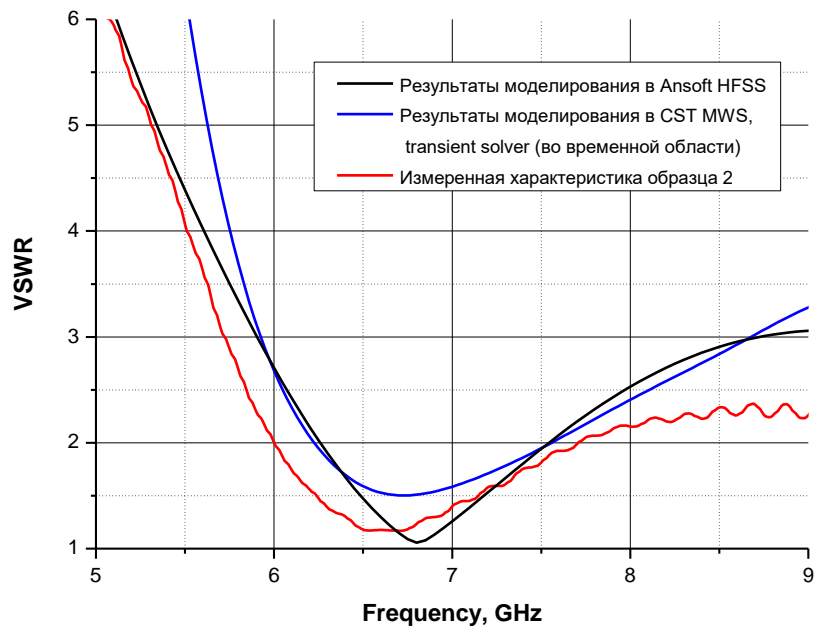


Рис. 5.5. КСВН исследуемой дипольной антенны «бабочки» (образец 2). Сравнение различных методов моделирования с экспериментальными данными

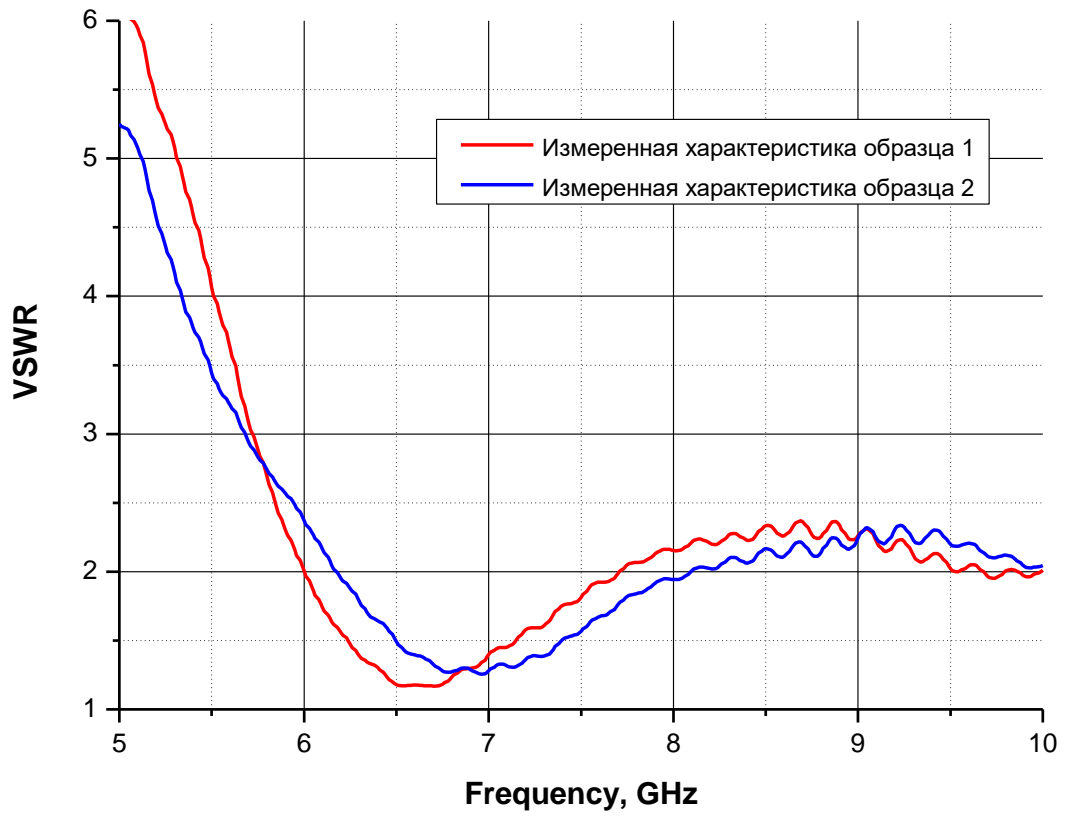
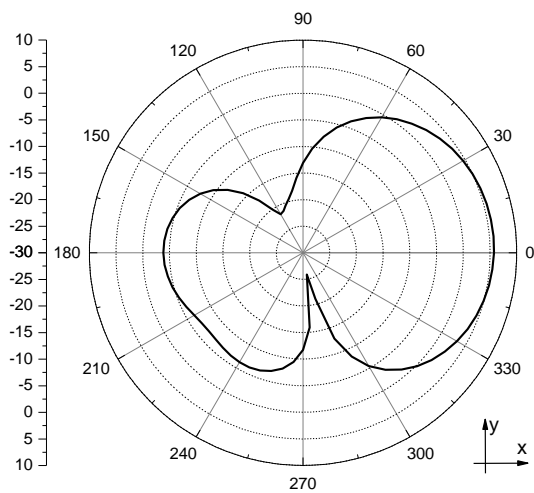
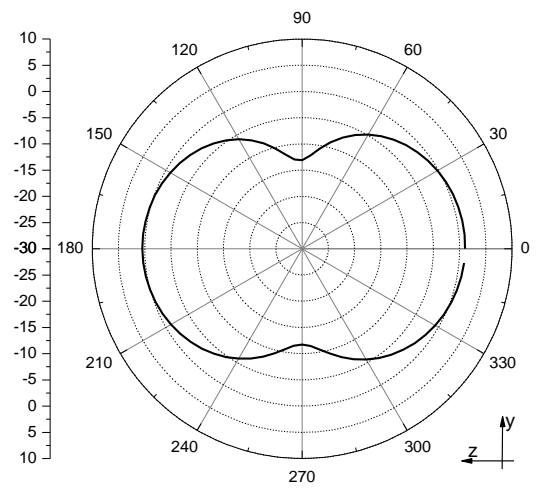


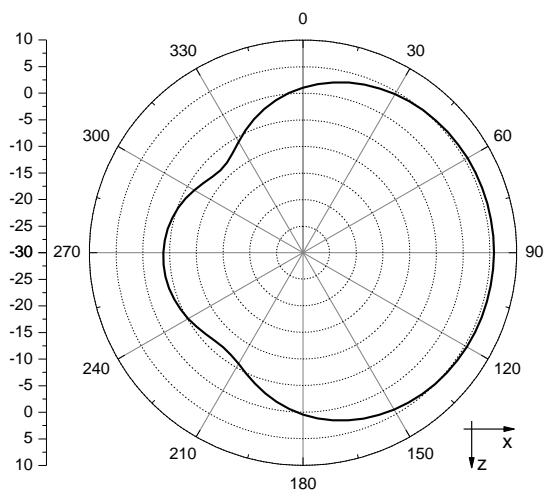
Рис. 5.6. Сравнение измеренных характеристик двух различных модификаций дипольной модели «бабочки»



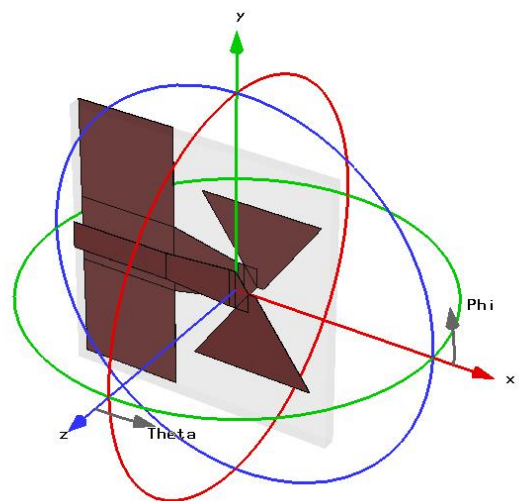
а)



б)

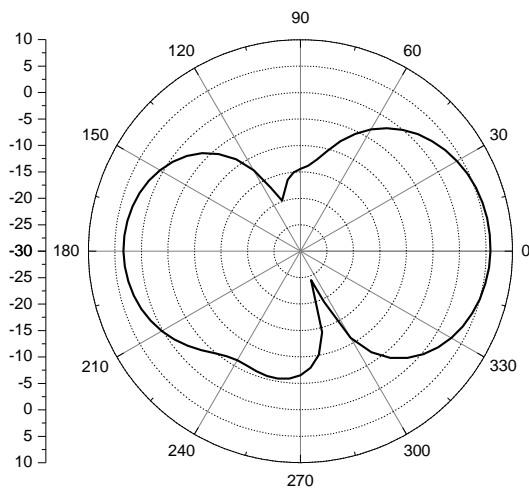


в)

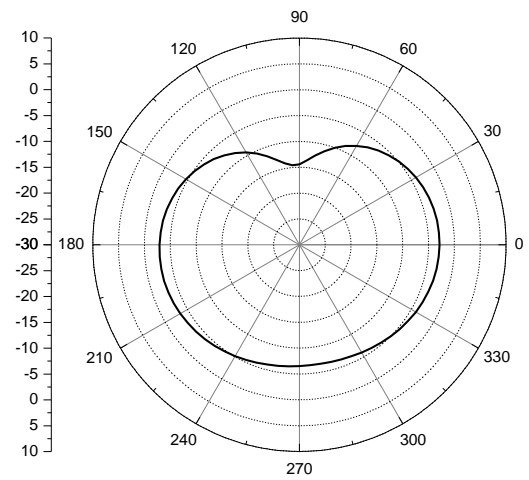


г)

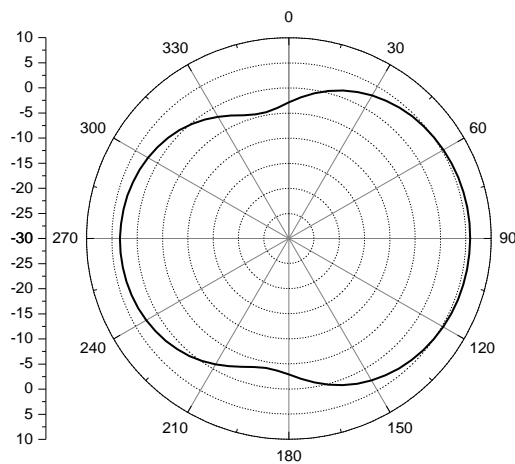
Рис. 5.7. а), б), в) диаграмма направленности образца 1 в трех перпендикулярных сечениях; г) трехмерное изображение конструкции исследуемой антенны



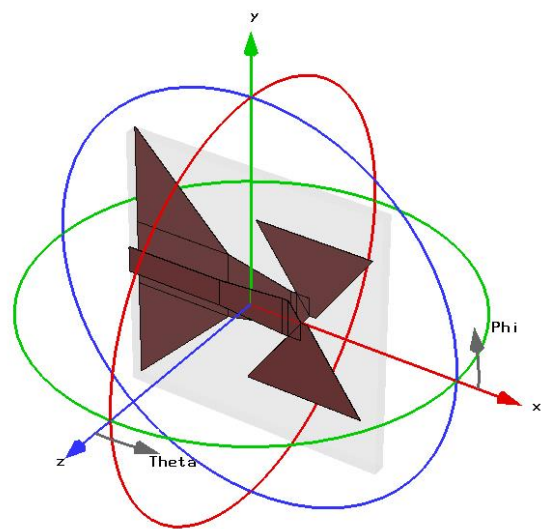
а)



б)



в)



г)

Рис. 5.8. а), б), в) диаграмма направленности образца 2 в трех перпендикулярных сечениях; г) трехмерное изображение конструкции исследуемой антенны

5.3. Широкополосные и сверхширокополосные печатные монополярные антенны

5.3.1. Постановка задачи, требования на характеристики

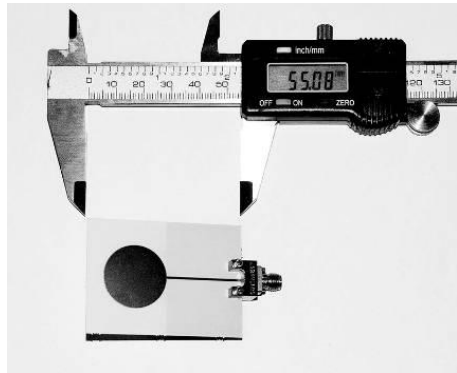
Печатные монополярные антенны, типичная конфигурация которых описана в разделе 1.4.2 и изображена на рис. 1.14, широко применяются для СШП систем, включая прямохаотические приемопередатчики. Исследованию свойств и поиску оптимальных топологий подобных антенн для различных случаев настройки и различных требований посвящена глава 3 данной работы. В этом разделе приведены разработанные автором антенны данного типа.

Был разработан ряд ненаправленных печатных монополярных антенны различных частотных диапазонов и с различной относительной шириной рабочей частоты [34; 75] для применения в сверхширокополосных приемопередающих устройствах беспроводной радиосвязи (см. таблица 5.2). Сверхширокий частотный диапазон 2,5–25 ГГц монополярной печатной антенны достигнут за счет оптимизации топологии антенны поддерживающих возбуждение серий резонансов (детально разобранных в главе 3) на смещенных друг относительно друга частотах в низкочастотной части диапазона и возбуждения мод Вивальди в высокочастотной части. Для обеспечения возможности эффективной работы антенны в области частот выше 10 ГГц в качестве материала подложки был выбран СВЧ-ламинат Rogers Ro 4003C [91], с одной стороны обладающий низкими потерями и слабой анизотропией свойств на СВЧ частотах по сравнению со стандартным ламинатом FR-4, а с другой стороны обрабатываемый в унифицированном с FR-4 технологическом процессе. Золочение металлизации печатной платы антенны позволяет защитить ее от окисления и обеспечивает одинаково удобное использование как припаиваемых соединителей коаксиально-микроразъемного перехода, так и прижимных конструкций [92]. Совокупность этих факторов позволила обеспечить хорошее совпадение расчетных и экспериментально измеренных характеристик антенны в таком сверхшироком диапазоне частот, как 2,5–25 ГГц (см. рис. 5.10а).

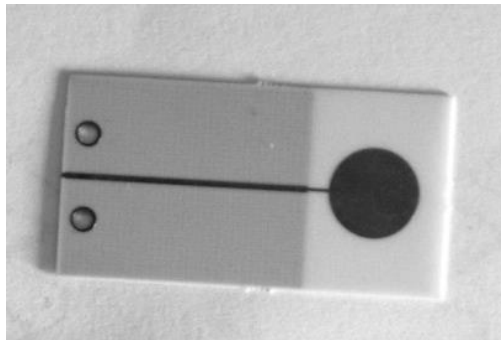
Более узкополосная настройка монополярной антенны диапазона 3–5 ГГц достигнута за счет эффективного подавления мод Вивальди, возбуждаемых на высокой частоте увеличением зазора между плечами монополя (несимметричного диполя), как детально показано в главе 3. Данная антенна также изготовлена на подложке Rogers Ro 4003C с золочением металлизации, и ее характеристики также были измерены с использованием многоразовых измерительных коаксиально-микроразомковых переходов [92] и векторного анализатора Rohde & Schwarz® ZV Vector Network Analyzer. Измерение (см. рис. 5.10б) подтвердило расчетные характеристики спроектированной антенны и примененный для ее проектирования подход, основанный на анализе собственных мод топологии антенны.

Таблица 5.2. Таблица параметров, разработанных печатных монополярных антенн

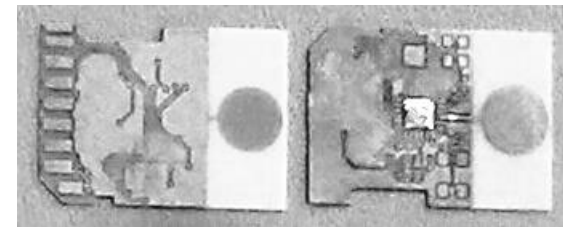
	Сверхширокополосная печатная монополярная антенна (рис. 5.9а)	Широкополосная печатная монополярная антенна (рис. 5.9б)	Печатная монополярная антенна для дозиметра (рис. 5.12)
Диапазон рабочих частот	2,5–25,0 ГГц	3,0–5,0 ГГц	0,8–8,0 ГГц
КСВН	< 2 при 2,5 ГГц < f < 25 ГГц	< 2 при 3,0 ГГц < f < 5,0 ГГц	< 2 при 1,4 ГГц < f < 8,0 ГГц
Направленность антенны	Ненаправленная (КНД < 5dBi)	Ненаправленная (КНД < 5dBi)	Ненаправленная (КНД < 5 dBi)
Поляризация	Линейная	Линейная	Линейная
Габаритные размеры подложки	Не более 50 × 40 мм	Не более 22 × 43 мм	Не более 85 × 50 мм
Габаритные размеры антенны	$w = 40$ мм; $l = 27$ мм; $\Delta = 0,25$ мм; $d = 22$ мм	$w = 22$ мм; $l = 27$ мм; $\Delta = 2,4$ мм; $d = 10$ мм	$w = 41,6$ мм; $l = 81,6$ мм; $\Delta = 0,9$ мм; $d = 36$ мм
Возбуждение	Микроразомковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом	Микроразомковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом	Микроразомковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом
Подложка	Rogers Ro 4003C ($\epsilon = 3,55$) с толщиной 305 мкм	Rogers Ro 4003C ($\epsilon = 3,55$) с толщиной 305 мкм	FR-4 (стеклотекстолит), 1 мм



а)

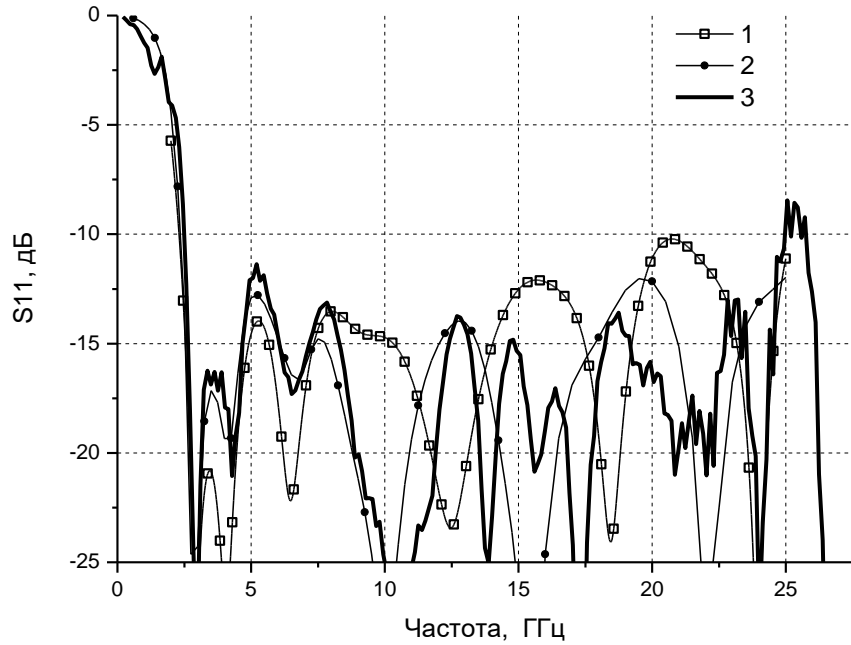


б)

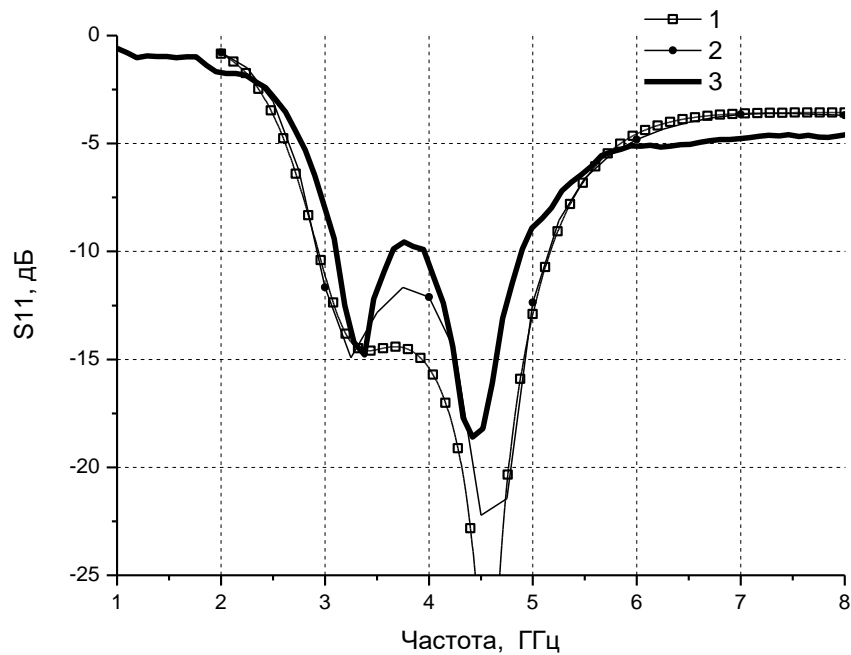


в)

Рис. 5.9. Фотографии экспериментальных образцов печатных монопольных дисковых антенн диапазонов:
а) 2,5–25 ГГц; б) 3–5 ГГц; в) 4–6 ГГц.



а)



б)

Рис. 5.10. Амплитудно-частотная характеристика входного согласования для двух печатных монопольных антенн диапазонов: а) 2,5–25 ГГц; б) 3–5 ГГц. Антенны выполнены на подложке Rogers Ro 4003С толщиной 305 мкм. Характерные размеры антенн представлены в таблице 1. Кривая 1 соответствует характеристике, полученной в результате электромагнитного моделирования в пакете САПР CST Microwave Studio, кривая 2 — в Ansys HFSS, кривая 3 — экспериментально измеренная.

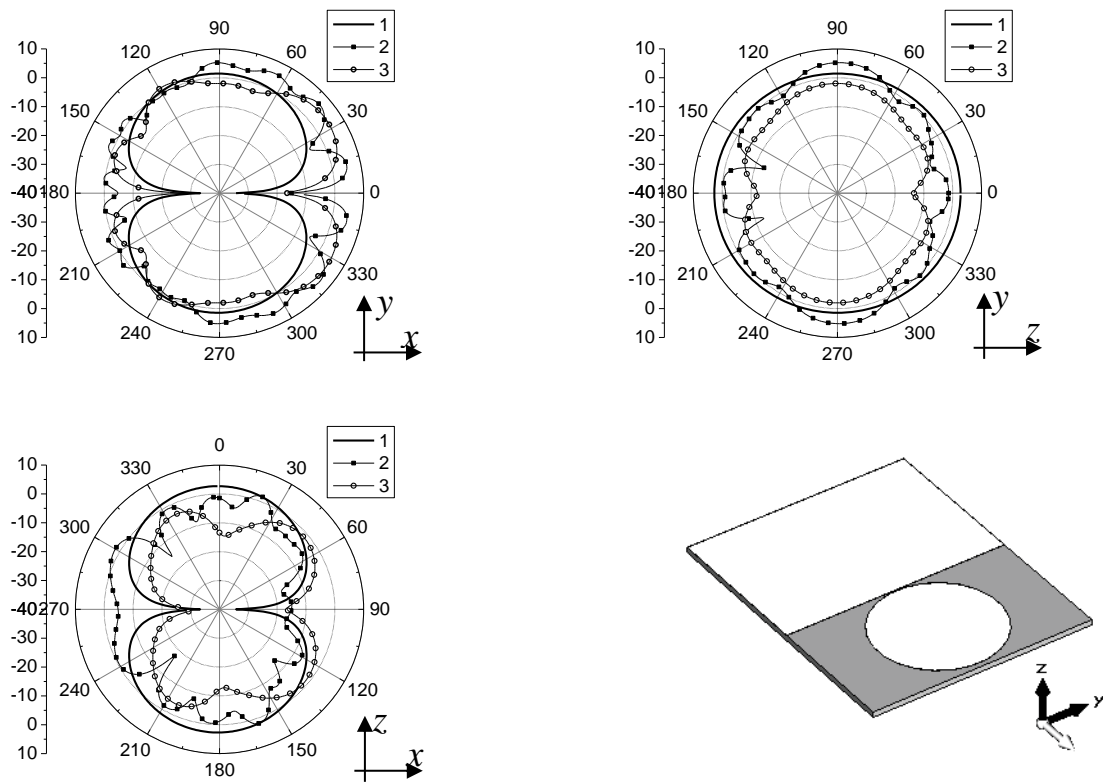


Рис.5.11. Диаграмма направленности печатной монополярной антенны диапазона 2,5–25 ГГц в трех взаимноперпендикулярных плоскостях на частотах: 2,5 ГГц (кривая 1), 25 ГГц (кривая 2) и 10 ГГц (кривая 3).

Хорошим примером еще одной разработанной антенны является антенна для персонального дозиметра электромагнитного излучения, который потребовал интегральной компоновки приемопередатчика. Отметим несколько ключевых требований, предъявляемые к антенне. Во-первых, это миниатюрность и компактность: полный размер устройства с корпусом не должен превышать габариты $50 \times 85 \times 10$ мм для этапа прототипирования, а для предпромышленного образца ограничения на габаритные размеры по толщине еще более строгие для выполнения устройства в форм-факторе пластиковой кредитной карты. Во-вторых, спектральный охват ключевых коммерческих стандартов радиосвязи от 800 до 8000 МГц накладывает требование по достижению сверхширокополосного режима работы антенны. В-третьих, направленные свойства: антенна должна быть ненаправленной, что определяется способом использования конечного устройства, оно должно быть постоянно с владельцем и может находиться в любом положении относительно источника излучения. Полный перечень технических требований, предъявляемых к антенне приведен в таблице 5.3.

Таблица 5.3. Технические требования, предъявленные к антенне на этапе проектирования

Частотный диапазон	От 0,8 до 8 ГГц
КСВН (в рабочем диапазоне частот)	2:1
КНД	Ненаправленная (КНД < 5 дБ)
Поляризация	Линейная
Материал подложки	FR-4 ($\epsilon = 4,2$)
Линейные геометрические размеры	Не более 85×50 мм

Отдельно стоит отметить, что требования, накладываемые на антенну, близки к фундаментальному пределу, а значит, трудно выполнимы на практике. Для подтверждения этого факта воспользуемся удобным соотношением для оценки нижней частоты рабочего диапазона СШП-антенны, выведенным ранее в работе [74] для случая печатных прямоугольных антенн с линейной поляризацией:

$$f_c \geq 0.72 \frac{c}{2\pi a} \sqrt[3]{(1 - \Gamma_{\max}^2) D_{\min}} \quad (5.11)$$

Из формулы (5.11) легко видеть, что с учетом габаритных размеров, предъявляемых к устройству, минимально возможная нижняя частота рабочего диапазона составляет $f_c \geq 0,75$ ГГц. А это значит, что требования по частотному диапазону поставлены достаточно жесткие, близкие к границе фундаментальных физических ограничений, которые можно получить от устройства такого размера и формы. На практике сложно достичь предельных характеристик в силу неидеальных характеристик реальной антенны, наличия несимметрии в конструкции печатной антенны, обусловленной наличием подложки, приемных цепей, погрешностями в изготовлении. Поэтому при проектировании в случае недостижения заданных первоначально требований решено было пожертвовать согласованием антенны и цепей детектора на нижней частоте рабочего диапазона.

Для выполнения поставленных требований была выбрана печатная монополярная антенна в интегральной компоновке с детектором радиоизлучения, характеристики которой могут быть достаточно близки к предельным [80]. Такое решение, с одной стороны, позволяет обеспечить сверхширокий диапазон рабочих частот, свойственный печатным монополярным антеннам [50], а с другой стороны, миниатюризировать итоговые габариты устройства за счет интегрального расположения цепей детектора на одном из плечей несимметричной дипольной антенны, изображенной на рис. 5.12 и называемой часто в литературе печатной «монополярной» антенной. Дополнительным преимуществом интегральной компоновки антенны и детектора на одной печатной плате является высокая воспроизводимость характеристик и дешевизна конструкции в силу отсутствия соединительных элементов и связанных с ними монтажных операций при производстве.

Сложность разработки подобных антенн связана с учетом эффектов взаимодействия (электромагнитной совместимости) цепей приемо-

передающей схемы, управления и питания с антенной структурой и, как следствие, отличаем характеристик итоговой интегральной антенны от идеальной антенны, антенны без приемо-передающих цепей. Дополнительная сложность связана с необходимостью применения мелкой сетки разбиения при электромагнитном моделировании интегральной антенны с приемо-передающими цепями, что, в свою очередь, требует серьезных вычислительных мощностей и значительного временного ресурса на расчет каждого из вариантов топологии, особенно с учетом итерационного характера процесса разработки и последующей оптимизации интегральных антенн. Для решения задачи разработки антенн с учетом взаимного влияния антенны и цепей детектора проектирование устройства и печатной интегральной антенны осуществлялось совместно, согласно предложенной ранее методологии [80].

Возбуждение структуры происходит в самом узком месте между экраном и площадкой. Антенна возбуждается копланарной волноведущей линией от приемопередатчика. Подробный анализ резонансных особенностей частотной характеристики входного импеданса печатной монополярной антенны и влияния на свойства антенны представлены в одной из наших предыдущих работ [50].

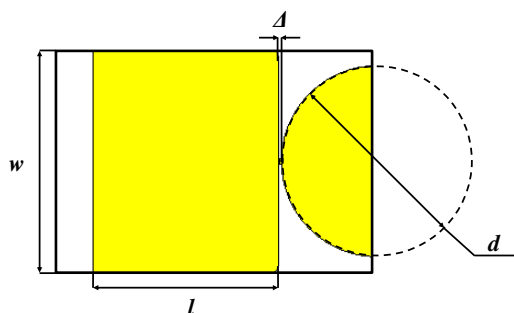


Рис. 5.12а. Типичная конфигурация печатной монополярной антенны.

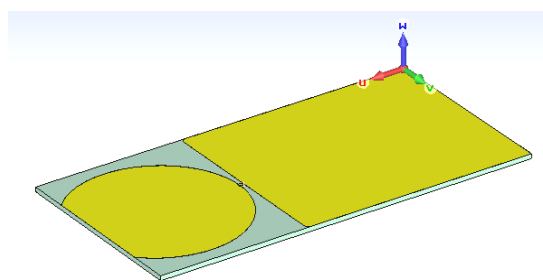


Рис. 5.12б. Спроектированная конфигурация идеальной печатной монополярной антенны без цепей приемопередатчика

На первых этапах были сформулированы технические требования к антенне, приведенные в таблице 5.3, и спроектирована идеальная уединенная антенна без цепей приемопередатчика (см. рис. 5.12б). Далее в результате электромагнитного моделирования структура была численно оптимизирована для получения наиболее оптимальных и устойчивых по отношению к основным геометрическим параметрам характеристик с точки зрения как частотного согласования, так и диаграммы направленности. Результаты численного моделирования идеальной антенны представлены на рис. 5.13 и 5.14.

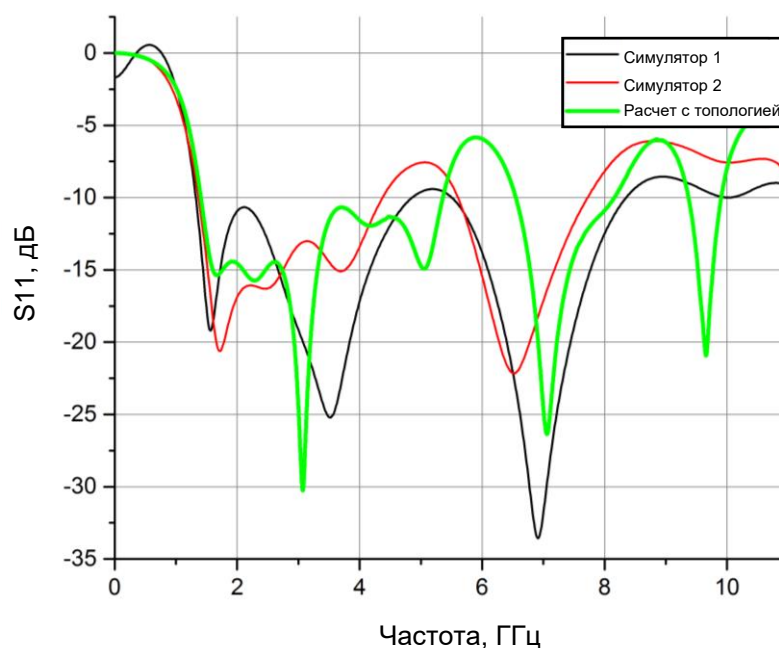


Рис. 5.13. Амплитудно-частотная характеристика входного согласования для разработанной монопольной антенны (идеальный случай, без расположения цепей приемопередатчика на земляном электроде)

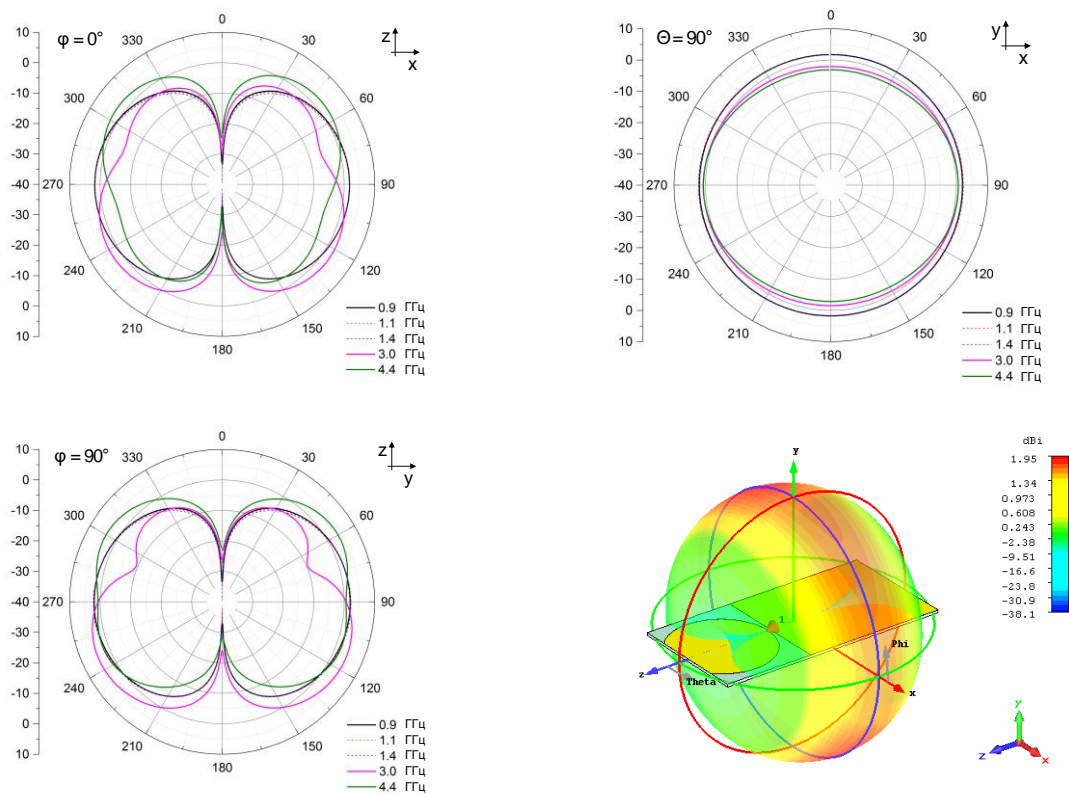


Рис. 5.14. Диаграмма направленности печатной монопольной антенны для персонального дозиметра электромагнитного излучения в трех взаимно перпендикулярных плоскостях на частотах 0,9 ГГц, (кривая 1), 1,1 ГГц (кривая 2), 1,4 ГГц (кривая 3), 3,0 ГГц (кривая 4) и 4,4 ГГц (кривая 5).

Дальнейший анализ токов, возбуждаемых в антенной структуре (см. рис. 5.20), показал, что, так как основная возбуждаемая мода продольная, топология схемы приемопередатчика не должна изменять эффективную длину земляного плеча антенны. А значит, во-первых, стоит избегать длинных поперечных разрезов, а во-вторых, непосредственного укорочения длины антенны за счет размещения разъемов и так далее. Несколько вариантов (итераций) топологии схемы приемопередающего устройства были разработаны с учетом этих рекомендаций. Итоговая топология устройства приведена на рисунке 5.16.

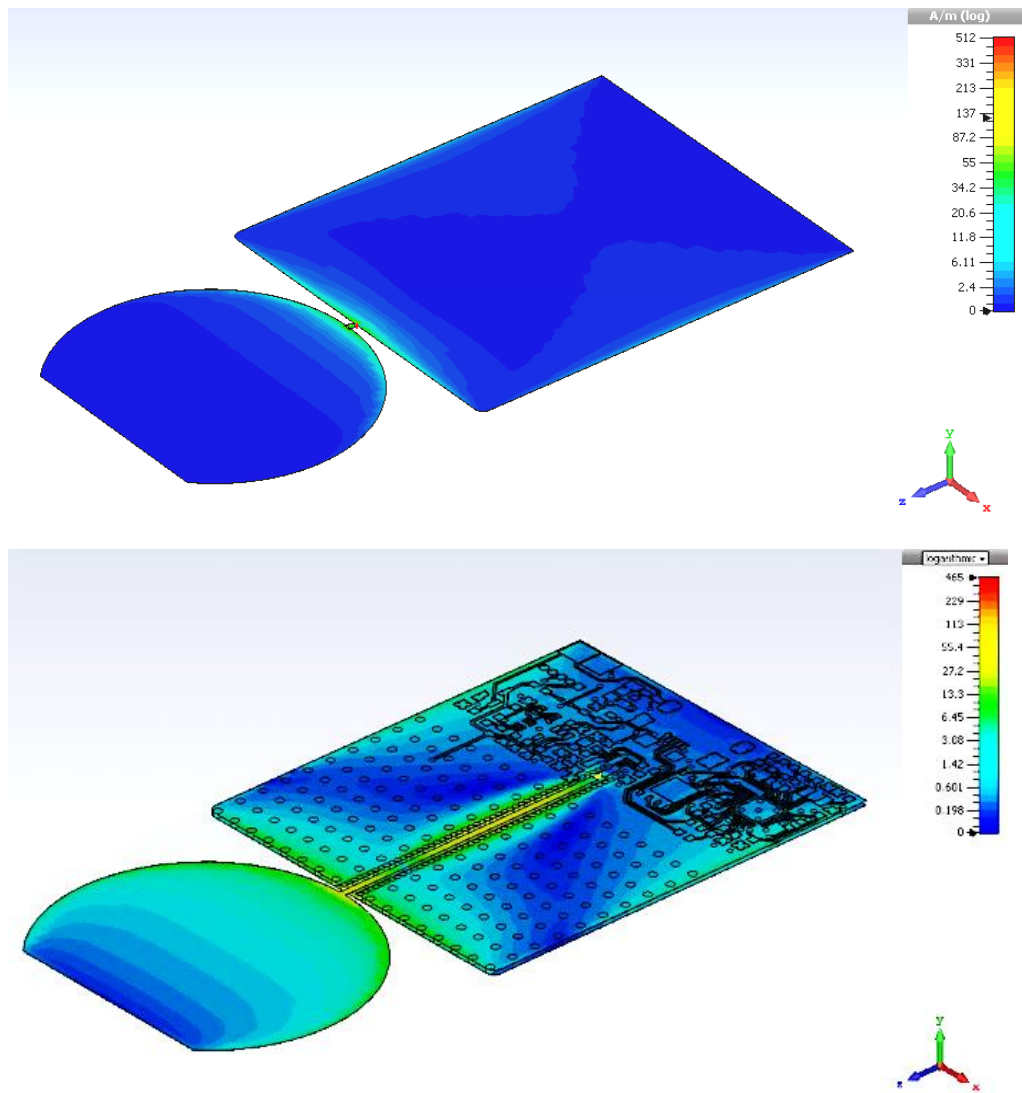


Рис. 5.15. Диаграмма распределения поверхностных токов для структуры на частоте 3 ГГц

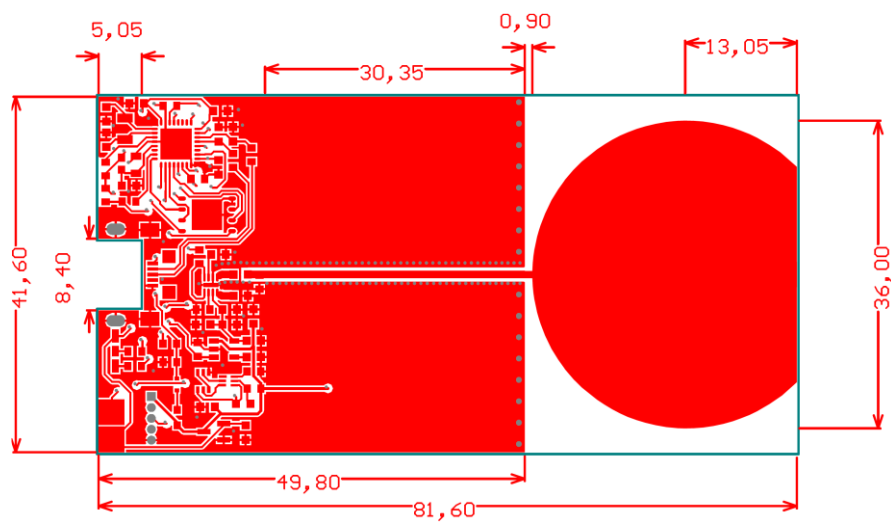


Рис. 5.16. Итоговая полная топология устройства, включающего как антенну, так и приемопередатчик

Таблица 5.4. Итоговые габаритные и электродинамические результаты антенны

Диапазон рабочих частот	0,8–8,0 ГГц
КСВН	< 2 при $1,4 \text{ ГГц} < f < 8,0 \text{ ГГц}$
Направленность антенны	Ненаправленная (КНД $< 5 \text{ dBi}$)
Габаритные размеры платы устройства	$l = 81,6 \text{ мм}$; $w = 41,6 \text{ мм}$; толщина металлизации $d = 35 \text{ мкм}$
Габаритные размеры диска антенны	$d = 36 \text{ мм}$
Габаритные размеры питающего полоска	$w = 0,8 \text{ мм}$; $l = 0,9 \text{ мм}$
Возбуждение	Копланарной линией, $Z = 50 \text{ Ом}$
Подложка	FR-4 (стеклотекстолит), 1 мм

Полученные результаты численного электродинамического моделирования антенны были подтверждены экспериментальными измерениями опытных и промышленных образцов.

5.4. Широкополосная перевернутая F-образная печатная антенна

Перевернутая F-образная антенна является наиболее распространенной на сегодняшний день топологией в беспроводных устройствах связи и коммуникации, включая все основные стандарты сотовой связи. Антенна относится к классу антенн бегущей волны и представляет собой резонатор, открытый с одной стороны и закороченный с противоположной на некотором расстоянии от точки возбуждения. Обычно подобные антенны имеют достаточно узкий частотный диапазон: так, относительная ширина полосы стандарт GSM-900 составляет всего 8 % (890–960 МГц). При этом характерный размер антенны составляет порядка половины длины волны. Требования миниатюризации накладываемые разработчиками мобильных портативных устройств, достигается за счет сворачивания антенны. Перевернутая F-образная антенна была исследована как общепринятый стандарт. Основные результаты, на которые были направлены исследования, — это экспериментальное подтверждение возможности настройки антенны на более широкий диапазон частот.

Таблица 5.5. Таблица параметров разработанной перевернутой F-образной печатной антенны

	«F-образной» печатная антенна (рис. 5.1)
Диапазон рабочих частот	4,0– 6,0 ГГц
КСВН	< 2 при $4,0 \text{ ГГц} < f < 6,0 \text{ ГГц}$
Направленность антенны	Ненаправленная (КНД $< 5\text{dBi}$)
Поляризация	Линейная
Габаритные размеры подложки	Не более $29,7 \times 21,6$ мм
Габаритные размеры антенны	$w = 3,5$ мм; $l = 21,6$ мм,
Возбуждение	Микрополосковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом
Подложка	FR-4 (стеклотекстолит, $\epsilon = 4,2$) с толщиной 300 мкм

Для достижения более широкой полосы частот, а именно 4–6 ГГц (см. таблицу 5.5), был применен ряд мер, заключающийся в увеличении ширины щелевого резонатора и его берегов. Сложность настройки на заданный диапазон также заключалась в ограничении на габаритные размеры антенны. При этом сворачивать антенну было нежелательно, чтобы не усложнять структуру и не менять поляризационные свойства антенны. Итоговая топология перевернутой F-образной антенны представлена на рис. 5.17.

Следует заметить, что земляной экран антенны в современных беспроводных устройствах является в то же время и земляным экраном электронного устройства. В нашем случае размеры земляного экрана определялись габаритными размерами печатной платы приемопередатчика, который требовалось интегрировать на одну подложку с антенной.

Результаты численного моделирования характеристик антенны представлены на рис. 5.18 и 5.19. Сравнение расчетной и экспериментально измеренной частотных зависимостей согласования по входу (см. рис. 5.18) подтвердило правильность используемого при проектировании антенны подхода. Эффект сужения диапазона рабочих частот у экспериментального образца относительно численной модели можно попытаться объяснить наличием СВЧ-разъема и токов, текущих по его внешней поверхности. Изучение ДН антенны (см. рис. 5.19) подтвердило ее ненаправленные

свойства. В пределах диапазона рабочих частот ДН достаточно стабильна и не зависит от частоты.

Дополнительно был произведен расчет характеристик антенны, выполненной на одной подложке с топологией приемо-передающего модуля (см. рис. 5.20) для проверки электромагнитной совместимости. В качестве материала подложки был использован стеклотекстолит FR-4 толщиной 0,3 мм и технология металлизации 0,035 мм. Итоговый результат удовлетворил поставленным требованиям к антенне (см. рис. 5.21).

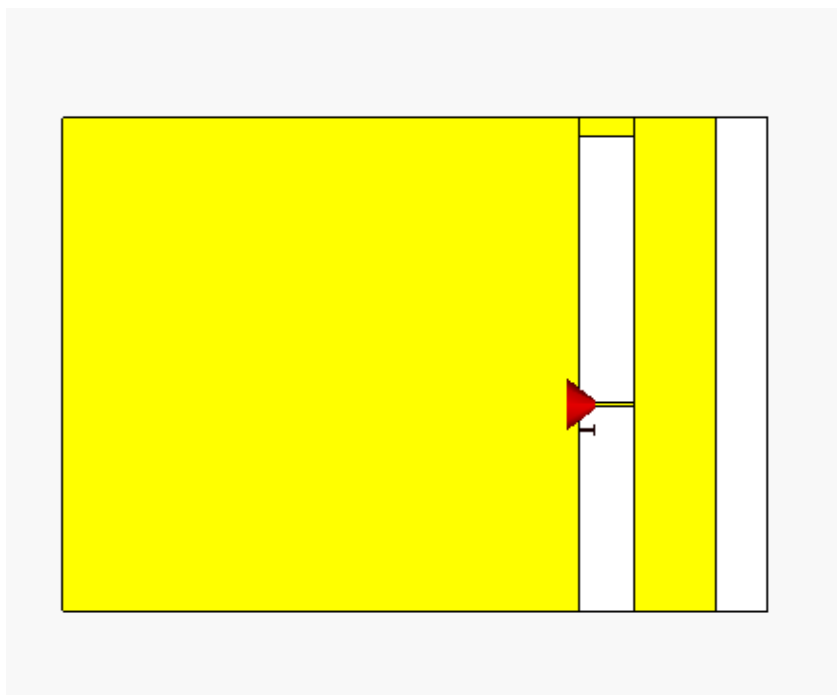


Рис. 5.17. Топология перевернутой F-образной антенны диапазона 4–6 ГГц

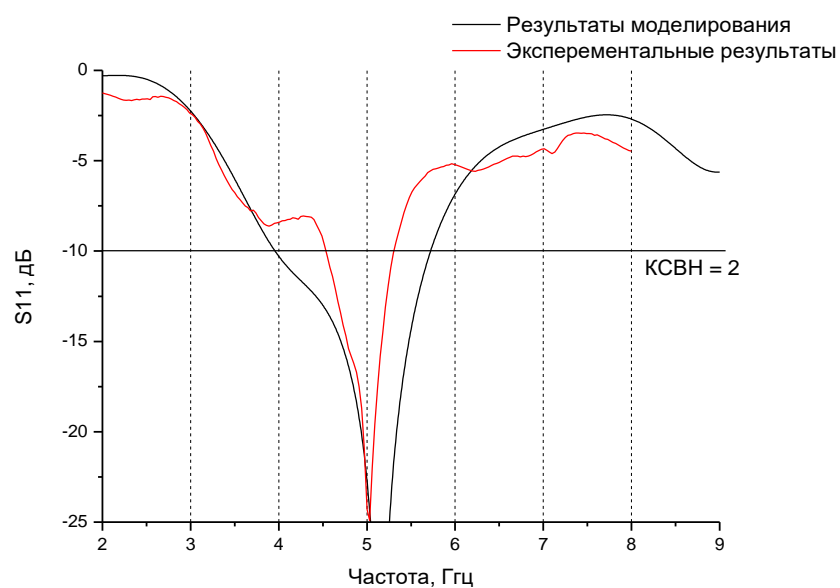
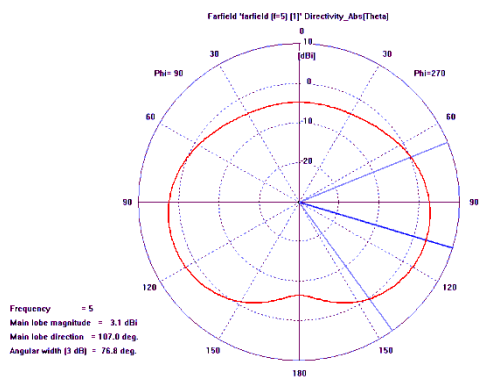
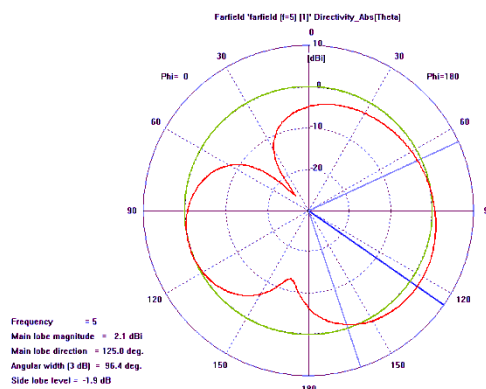


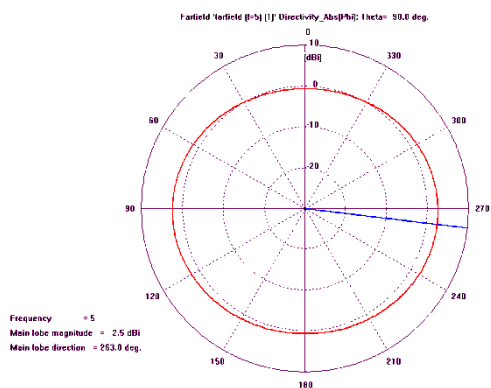
Рис. 5.18. Частотная зависимость входного согласования (отражения от входа) печатной перевернутой F-образной антенны диапазона 4–6 ГГц



а)



б)



в)

Рис. 5.19. Диаграмма направленности перевернутой F-образной антенны диапазона 4–6 ГГц рассчитанная для центральной частоты 5 ГГц в трех взаимно перпендикулярных сечениях

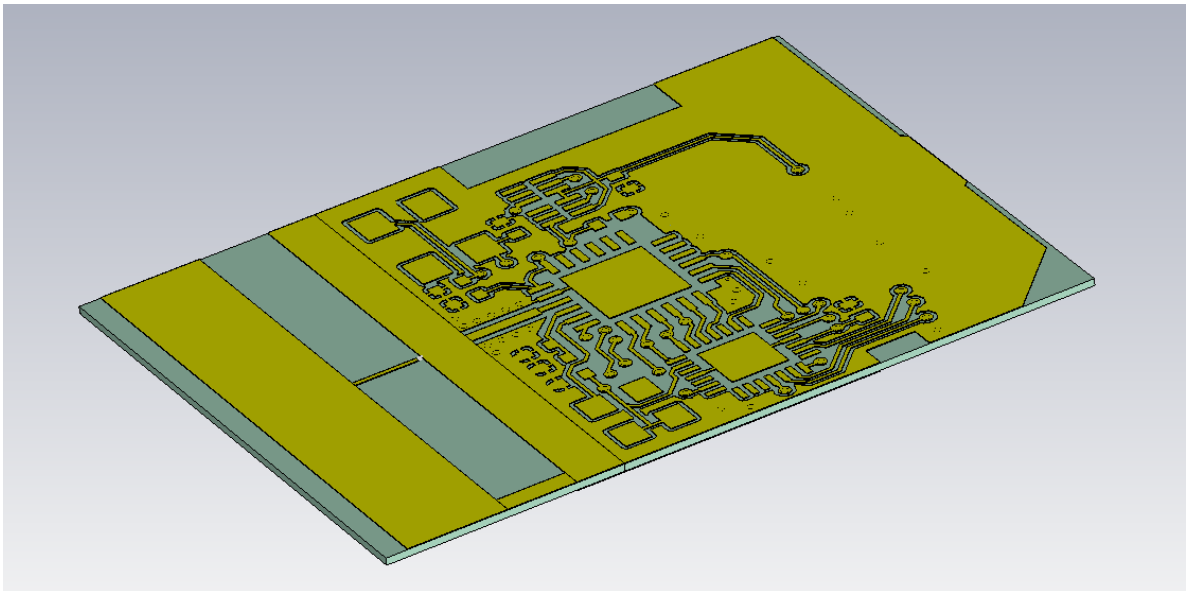


Рис. 5.20. Итоговая полная топология устройства, включающего как антенну, так и приемопередатчик

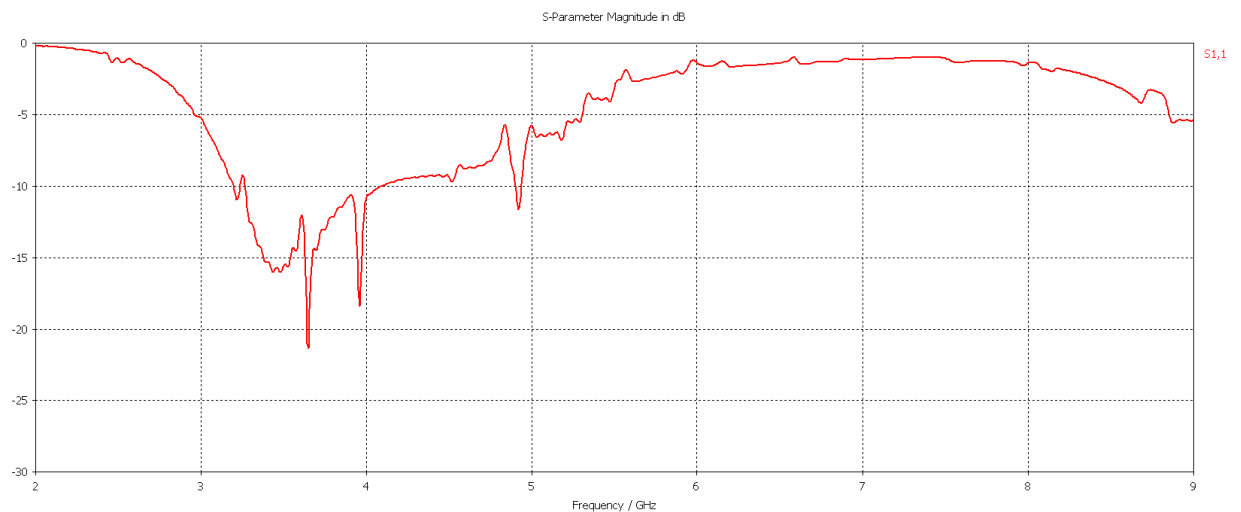


Рис. 5.21. Частотная зависимость входного согласования (отражения от входа) печатной перевернутой F-образной антенны для полной топологии устройства, включающего как антенну, так и приемопередатчик.

5.5. Проволочная спиральная антенна

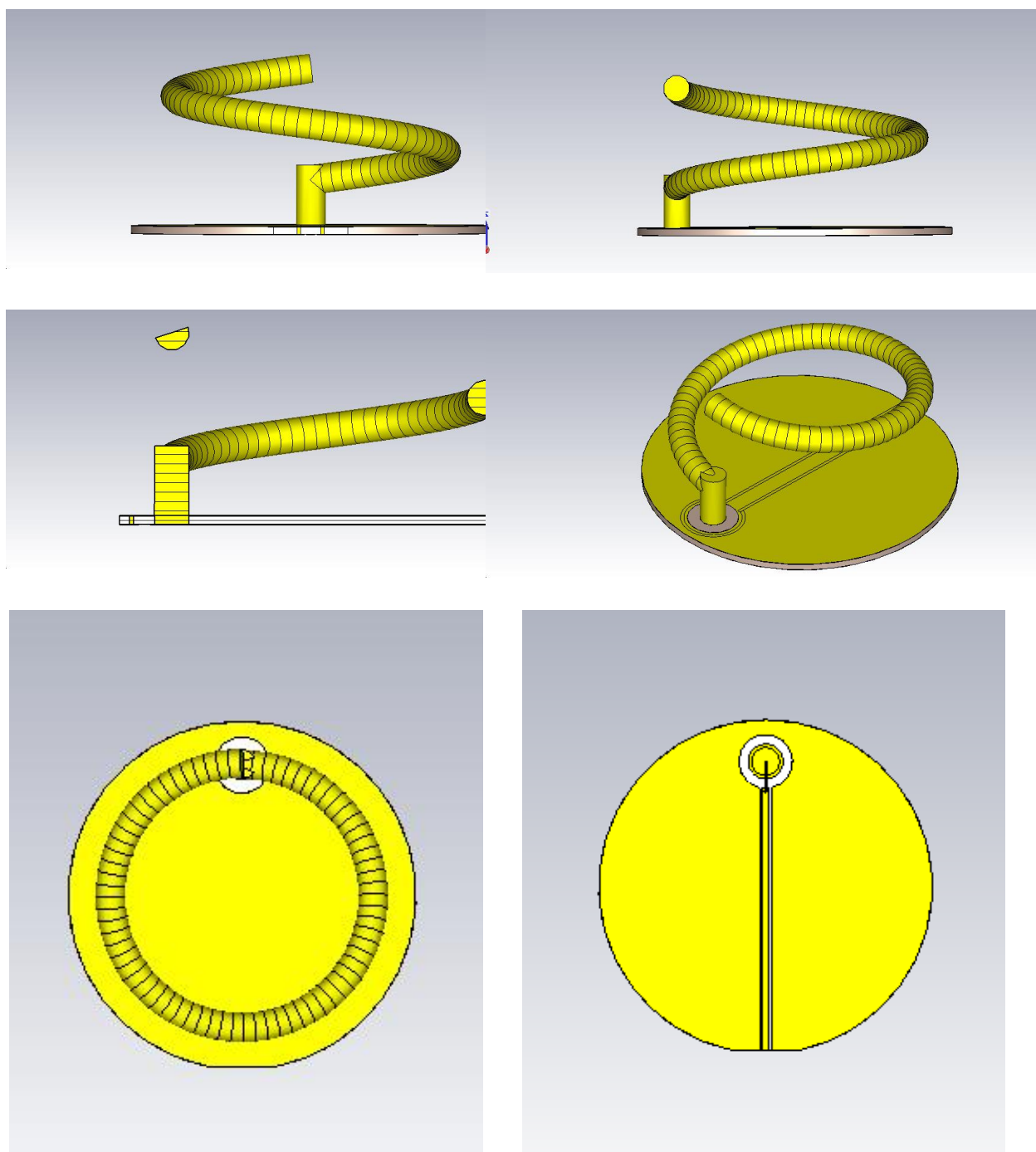
Для ячейки приемника радиосвета [84–85] была разработана одновитковая проволочная спиральная антенна диапазона 3–5 ГГц (см. рис. 5.22).

В качестве излучающего элемента был использован один виток медной проволоки толщиной $d = 4$ мм. Радиус витка спирали разработанной антенны составил $R = 18$ мм, а высота витка 15 мм, плюс дополнительный элемент проволоки для крепления к подложке высотой 6 мм. Таким образом, итоговая высота антенны над подложкой составила 21 мм. Итоговые параметры разработанной антенны представлены в таблице 5.5.

Возбуждение антенны производилось копланарной линией $Z = 50$ Ом, расположенной на противоположной стороне платы. На подложке по обеим сторонам от копланарной линии (на расстоянии 0,5 мм от края) были предусмотрены металлизированные отверстия диаметром 0,5 мм на расстоянии 1 мм друг от друга (от центра до центра) по всей длине волноведущей линии.

Таблица 5.5. Таблица параметров разработанной проволочной спиральной антенны для ячейки приемника радиосвета

Диапазон рабочих частот	3,0–5,0 ГГц
КСВН	< 2 при $3,0 \text{ ГГц} < f < 5,0 \text{ ГГц}$
Направленность антенны	Ненаправленная (КНД $< 5\text{dBi}$)
Габаритные размеры подложки	Диаметр диска $D = 48$ мм
Габаритные размеры антенны	Толщина проволоки $d = 4$ мм; радиус витка $R = 18$ мм; высота спирали $H = 21$ мм
Возбуждение	Микрополосковой линией (или копланарной линией), $Z = 50$ Ом
Подложка	FR-4 (стеклотекстолит, $\varepsilon = 4,2$) с толщиной 1 мм



Вид сверху

Вид снизу

Рис. 5.22. Топология разработанной одновитковой проволочной спиральной антенны диапазона 3–5 ГГц

Запитка антенны (см. рис. 5.23) происходит через коаксиально-копланарный переход. Центральный электрод коаксиала выполнен в виде металлизированного отверстия с диаметром, соответствующим диаметру проволоки, которое также служит для крепления проволоки к плате. Внешний экран коаксиала образован набором переходных металлизированных отверстий, расположенных на расстоянии 0,5 мм от кромки круга без металлизации радиуса $R = 3,9$ мм. Для согласования импеданса антенны с импедансом линии центральная контактная площадка выбрана радиусом $R = 2,5$ мм, а ширина питающей полоска $w = 0,2$ мм

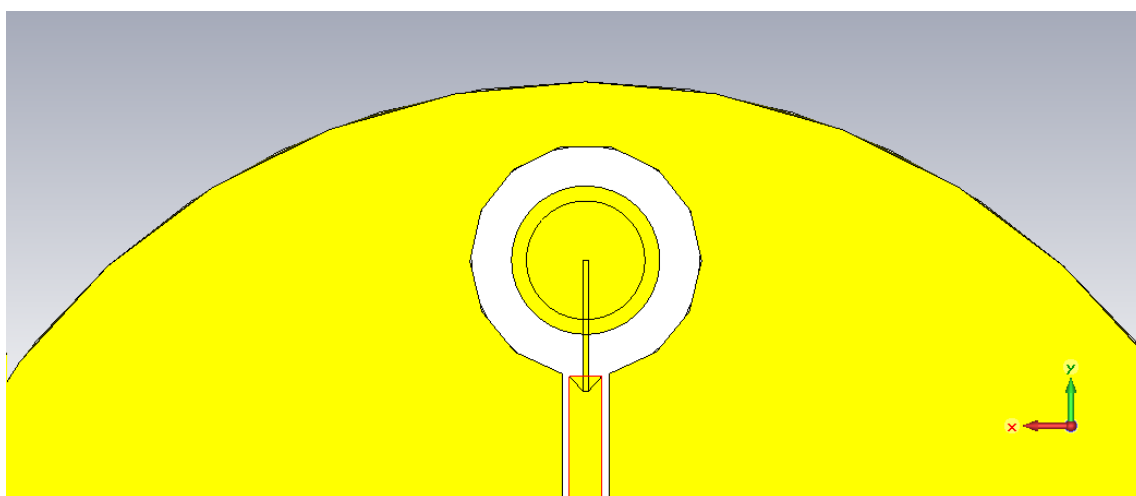


Рис. 5.23. Схема крепления с подложкой и запитки одновитковой проволочной спиральной антенны

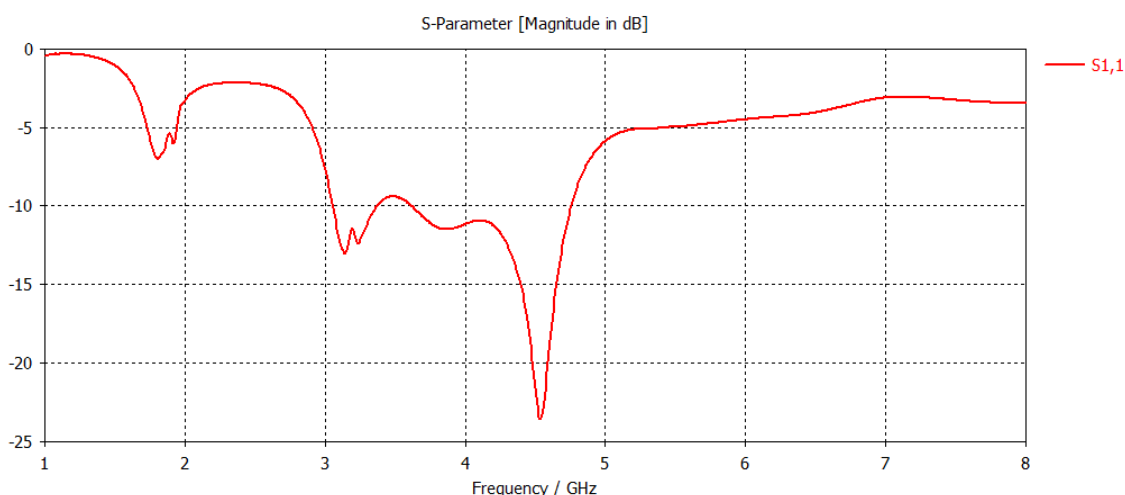


Рис. 5.24. Частотная зависимость входного согласования (отражения от входа) разработанной проволочной спиральной антенны для ячейки приемника радиосвета

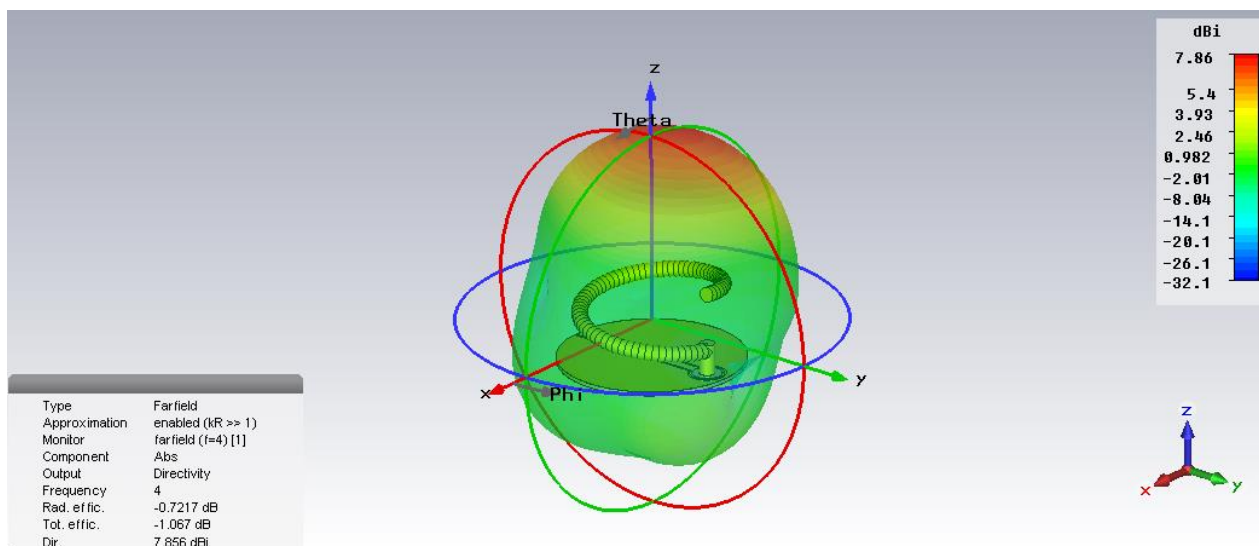


Рис. 5.25. Диаграмма направленности проволочной спиральной антенны для ячейки приемника радиосвета

5.6. Заключение и выводы

Автором были спроектированы более десятка различных антенн для приемопередатчиков на основе СШП хаотических сигналов, выборочные примеры которых представлены в данной главе, включая антенны с интегральной компоновкой, позволяющей сократить габариты устройства за счет расположения приемо-передающих цепей поверх топологии антенны (разделы 5.3, 5.4). Экспериментально измеренные характеристики разработанных антенн, совпадающие с расчетными, являются хорошим подтверждением применимости подхода к анализу свойств и проектированию интегральных антенн, описанному в главе 4.

Заключение

Основные результаты диссертационной работы:

1. Для СШП антенн получено ограничение на нижнюю частоту рабочего диапазона частот, которое определяется выражением, зависящим от геометрического размера, форм-фактора и требований к рабочей полосе частот.
2. Представлен подход к оценке электродинамических характеристик СШП-антенны при заданном геометрическом размере и, наоборот, предельного размера при заданных требованиях на электродинамические характеристики и геометрическую форму.
3. Объяснены СШП свойства печатной монополярной антенны через проведенный анализ собственных мод, возбуждаемых в структуре антенны. Выведено эмпирическое выражение для предельных характеристик (нижней частоты рабочего диапазона) печатной монополярной антенны, а также представлены рекомендации к проектированию антенн данного типа для различных требований на ширину рабочего диапазона частот.
4. Продемонстрирована возможность уменьшения размеров беспроводных устройств связи методом интегрального размещения цепей приемопередатчика внутри топологии печатной монополярной антенны.
5. На примере разработанных антенн для приемопередатчиков на основе СШП хаотических сигналов продемонстрирована применимость на практике предложенного способа анализа свойств и проектирования интегральных печатных антенн.

Публикации по теме диссертационной работы

1. **Uvarov A.V., Chybinskiy N.P., Uvarov A.V.** 3-5GHz Ultra-Wideband Omnidirectional Printed Circuit Antenna // Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium / Moscow, 2009, P. 1508–1512
2. **Уваров А.В.** Анализ электромагнитной совместимости печатной монополярной антенны со схемой приема-передающего блока, выполненного на одной подложке с антенной // Сборник трудов 53-й научной конференции МФТИ, Секция Прикладные информационные технологии / Долгопрудный, 2010, С. 148–149
3. **Уваров А.В., Уваров А.В., Дмитриев А.С.** Сверхширокополосная ненаправленная печатная монополярная антенна диапазона 2,5 – 25 ГГц // Сборник трудов III Всероссийская научная конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике», Секция Генерирование и излучение широкополосных и сверхширокополосных сигналов / Муром, 2010, С. 95–99
4. **Uvarov A.V.** Miniaturized conformal printed antennas for wireless communication based on chaotic transceiver: design and comparative analysis // Proc. of International Conference Foundations & Advances in Nonlinear Science / Minsk, 2012, P. 64–73
5. **Уваров А.В.** Комформные печатные антенны мобильных устройств беспроводной передачи данных: сравнительный анализ монополярной и перевернутой F-образной антенн // Сборник трудов 55-й научной конференции МФТИ, Секция Прикладные информационные технологии / Долгопрудный, 2012
6. **Уваров А.В.** Частотные характеристики печатной дисковой монополярной антенны // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, № 3, С. 103–109
7. **Уваров А.В., Уваров А.В.** Современные тенденции миниатюризации СШП-антенн мобильных устройств // Сборник трудов V Всероссийских

- открытых Армандовских чтений, Секция Широкополосные и сверхширокополосные системы / Муром, 2015, С. 220–224
8. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Герасимов М.Ю., **Уваров А.В.** Экспериментальная ячейка приемника радиосвета // Сборник трудов 26ой Международной Крымской Конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КРЫМИКО'2016) / Севастополь, 2016, С. 2908–2912
 9. **Uvarov A.V.**, Gerasimov M.Yu., Uvarov A.V. Designing a printed miniature antenna for 3-5 GHz range integrated on PCB with UWB direct chaotic transceiver module // Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium, Saint-Petersburg, 2017, PP. 2680–2687.
DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262206
 10. **Уваров А.В.**, Уваров А.В. Особенности метода проектирования печатной интегральной антенны на примере прямохаотического приёмопередатчика диапазона 3-5 ГГц // Сборник трудов VII Всероссийских открытых Армандовских чтений, Секция Методические и аппаратные вопросы радиолокации / Муром, 2017, С. 323–329
 11. **Уваров А.В.**, Уваров А.В. Анализ подходов построения электрически малой СШП печатной антенны диапазона 1-10 ГГц // Сборник трудов 60-ой Научной конференции МФТИ, Секция Радиофизики и радиоэлектронных информационных систем / Долгопрудный, 2017, С. 91–92
 12. Герасимов М.Ю., Дмитриев А.С., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Персональная дозиметрия электромагнитного излучения // Сборник трудов 10-й Международной научно-технической конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». Российское НТОРЭС им. А.С. Попова. / Суздаль 2017, С. 124–127

13. **Уваров А.В.**, Уваров А.В. Сравнительный анализ СШП печатных антенн и ограничений на их характеристики // Сборник трудов V Всероссийской микроволновой конференции / Москва, 2017, С. 5–8
14. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Ячейка приемника радиосвета // Радиотехника и Электроника, 2018, Т. 63, № 9, С. 947–952
DOI: 10.1134/S1064226918090085
15. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Экспериментальная ячейка приемника радиосвета // Письма в журнал технической физики, 2018, Т. 44, № 21, С. 81
DOI: 10.1134/S1063785018110081
16. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Приемник радиосвета с накоплением // Сборник трудов VIII Всероссийских открытых Армандовских чтений, Секция Современных проблем дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Муром, 2018, С. 602–608
17. Герасимов М.Ю., Дмитриев А.С., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Дозиметр электромагнитного излучения для персонального использования // Сборник трудов Международной молодежной научно-практической конференции «Путь в науку» / Ярославль, 2018, С. 186–192
18. **Уваров А.В.**, Герасимов М.Ю., Уваров А.В. О фундаментальных ограничениях сверхширокополосных антенн // Радиотехника и Электроника, 2019, Т. 64, № 3, С. 268–273
DOI: 10.1134/S1064226919030185
19. **Уваров А.В.**, Ицков В.В., Уваров А.В. Теория фундаментальных ограничений антенн. Подход разложения поля по сферическим модам. Обзор // Физические основы приборостроения, 2019. Т. 7. № 4 (30), С. 56–69, DOI: 10.25210/jfor-1804-056069
20. Андреев Ю.В., Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. и др. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной

динамикой, Глава 6. «Приемопередатчики на сверхширокополосных хаотических сигналах» // Техносфера, Москва, 2019

21. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Рыжов А.И., **Уваров А.В.** Микроволновая электромагнитная дозиметрия персонального экологического пространства. // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. №1 (35), С. 85–99, DOI: 10.25210/jfor-2001-085099
22. **Уваров А.В.** Физические ограничения сверхширокополосных антенн // Физические основы приборостроения. 2021. Т. 10. №2 (40), С. 66–75, DOI: 10.25210/jfor-2102-064073
23. **Уваров А.В.** Анализ характеристических мод, возбуждаемых в антенне типа «печатный монополь», 2021 (готова к публикации)

Список цитированной литературы

- [1] Schelkunoff S.A., A Mathematical Theory of Linear Arrays // Bell System Tech. 1943. J. 22. P. 80-107.
- [2] La Paz L., Miller G.A., Optimum Current Distributions on Vertical Antennas // Proc. of the IRE. 1943. P. 214.
- [3] Bouwkamp C.J., De Bruijn, N.G., The problem of optimum antenna current distribution // Philips Research Reports. 1945. Vol. 1. P. 1.
- [4] Wheeler H.A., Fundamental limitations of small antennas // Proc. of the IRE. 1947. P. 1479
- [5] Chu L.J., Physical limitations of omnidirectional antennas // Journal of Applied Physics. 1948. Vol. 19. P. 1163.
- [6] Best S.R., The performance properties of an electrically small folded spherical helix antenna // Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE. 2002. Vol. 4. P. 18-21.
- [7] Harrington R.F., Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency // J. Res. Nat. Bureau Stand. 1960. P. 1.
- [8] Collin R.E., Rothschild S., Evaluation of Antenna Q // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1964. P. 23.
- [9] Fante R.L., Quality Factor of General Ideal Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1969. AP-17. P. 151.
- [10] Stratton J.A., Electromagnetic Theory // McGraw-Hill. 1941. P. 410-420
- [11] Hansen R.C., Fundamental limitations in antennas // Proc. IEEE. 1981. Vol. 69. P. 170-182.
- [12] McLean J.S., A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1996. AP-44. P. 672.
- [13] Geyi W., Physical Limitations of Antenna // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2003. V. 51. No. 8.

- [14] Gustafsson M., Physical limitations on antennas of arbitrary shape // Proc. R. Soc. A. 2007. P. 2589.
- [15] Gustafsson M., Cismasu M., Jonsson B.L.G., Physical bounds and optimal currents on antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2012.
- [16] Cismasu M., Gustafsson M., Antenna Bandwidth Optimization with Single Frequency Simulation // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2014.
- [17] Gustafsson M., Tayli D., Cismasu M., Physical Bounds of Antennas // Handbook of Antenna Technologies. 2015.
- [18] Fante R.L., Maximum Possible Gain for an Arbitrary Ideal Antenna with Specified Quality Factor // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1992. V. 40. No. 12.
- [19] Yaghjian A.D., Best S.R., Impedance, bandwidth, and Q of antennas, Antennas and Propagation // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2005. Vol. 53. P. 1298-1324.
- [20] Gustafsson M., Nordebo S., Bandwidth, Q factor, and resonance models of antennas // Progress In Electromagnetics Research. 2006. V. 62. P. 1-20.
- [21] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М., Теоретическая физика. М.: Физматлит, 2005. С. 562.
- [22] Kleinman R.E. // Mechanics and Mathematical Methods – Series of Handbooks, 1986.
- [23] Коган Б.Л. // Сборник научно-метод. статей по прикладной электродинамике. М.: Высшая школа, 1980. Вып. 3. С.162.
- [24] Kramer V.A., Chen C.C., Lee M., Volakis L. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2009. V. 51. P. 57
- [25] Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А., Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // РЭ. 2011. Т. 56. № 9. С. 1094.
- [26] Ефимова Н.А., Калошин В.А., О согласовании симметричных ТЕМ рупоров // РЭ. 2014. Т. 59. № 1. С. 60.

- [27] Milligan T. A., *Modern Antenna Design*, IEEE PRESS, A John Wiley & Sons, INC., Publication, 2005.
- [28] Klemm M., Troester G., EM Energy Absorption in the Human Body Tissues Due to the antennas, *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 62, 261–280, 2006.
- [29] Schantz H.G., A brief history of UWB antennas, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Volume 19, Issue 4, April 2004 Page(s): 22 – 26.
- [30] Akdagli A., Ozdemir C., Yamacli S., A Review of Recent Patents on Ultra Wide Band (UWB) Antennas, *Recent Patents on Electrical Engineering*, 2008.
- [31] Марков Г.Т., Сазонов Д.М., *АНТЕННЫ*. 2-е изд. М.: Энергия, 1975.
- [32] Вольман В.И., Пименов Ю.В., *Техническая электродинамика*. М.: Связь, 1971.
- [33] Balanis C. A., *Fundamental Parameters of Antennas*, in *Antenna Theory analysis and design*, 2nd ed., USA: John Wiley& Sons Inc., 1997
- [34] Uvarov Ant.V., Chybinskiy N.P., Uvarov Andr.V., 3-5GHz Ultra-Wideband Omnidirectional Printed Circuit Antenna // *Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Moscow, 2009
- [35] Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М., Панас А.И., Синякин В.Ю., Сверхширокополосная СВЧ приемопередающая платформа на основе хаотических сигналов // *Радиотехника*, 2007, №1, стр. 2-6
- [36] Ding Yi, Guang-Ming Wang, Zhong-Wu Yu, Compact UWB Printed Monopole Antenna // *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications*, pp. 612-614, IEEE, 2007
- [37] Ray K.P., Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications // *International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2008, Article ID 713858, pp. 2-4

- [38] Huey-Ru Chuang, Chi-Chang Lin, Yao-Chiang Kan, «A Printed UWB Triangular Monopole Antenna» // *Microwave Journal®*, January 2006
- [39] Liang J., Chiau C.C., Chen X., Parini C.G., «CPW-fed circular ring monopole antenna» // *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005 IEEE
- [40] Ntsanderh C., Azenui H., Yang Y. D., «A Printed Crescent Patch Antenna for Ultrawideband Applications» // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.6, 2007
- [41] Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З., К теории сверхширокополосных антенных решеток из TEM рупоров // *РЭ*, 2018, Т.63
- [42] Davis W.A., *Development of New Antennas and Applications: Applications of UWB Antenna Modeling*, Military Antenna Systems, September 20 - 21, 2005, Sheraton Crystal City, Arlington, VA.
- [43] Rumsey V.H., *Frequency-Independent Antennas*, IRE National Convention Record, vol.5, part 1, 1957, pp. 114-118.
- [44] Mushiake Y., *Self-Complementary Antennas*, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 34, no. 6, December 1992, pp. 23-29.
- [45] Mushiake Y., *A report on Japanese developments of antennas from Yagi-Uda antenna to self-complementary antennas*, 2003 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 4, 22-27 June 2003, pp. 841-844.
- [46] Johnson J., Wang H., *The Physical Foundation, Developmental History, and Ultra-wideband Performance*, 2005 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation, Washington, DC, USA, July 3-8, 2005.
- [47] Akdagli A., Ozdemir C., Yamacli S., *A Review of Recent Patents on Ultra Wide Band (UWB) Antennas*, *Recent Patents on Electrical Engineering*, 2008.
- [48] Fukuchi K., Sato K., Tate H., Takei K., *Film Type Wide-Band Antenna for Next-Generation Communication Systems at Frequency Range from 2.3 to 6 GHz*, *Hitachi Cable Review No.24*, August 2005.

- [49] Gustafsson M., Antenna Q – MATLAB script that computes physical bounds on Q and D/Q // 2010 <http://www.mathworks.se/matlabcentral/fileexchange/26806-antennaq>
- [50] Уваров А.В., Частотные характеристики печатной дисковой монополярной антенны // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 103
- [51] Kshetrimayum R.S., Pillalamarri R., Novel UWB printed monopole antenna with triangular tapered feed lines // IEICE Electronics Express, 2008, V. 5., №8. p. 242
- [52] Wu Q., Jin R., Geng J, Ding M., Pulse Preserving Capabilities of Printed Circular Disk Monopole Antennas With Different Grounds for the Specified Input Signal Forms // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2007, V. 55., №10, p. 2866
- [53] Ahmed O., Sebak A.R., A Printed Monopole Antenna With Two Steps and a Circular Slot for UWB Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, V. 7, p. 411
- [54] Liang J., Chiau C.C., Chen X., Parini. C.G., Study of a Printed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Systems // IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2005, V. 53, p. 3500
- [55] Ahmed O., Abumazwed A.A., Sebak A.R. // EuCAP, 2009, 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- [56] Deng H., He X., Yao B., Zhou Y. // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008
- [57] Yang Z., Li L., Wang H. // Proc. of Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008
- [58] Chan K.C.L., Huang Y. // Proc. of Conf. on Wideband and Multi-band Antennas and Arrays, 2005, IEE (Ref. No. 2005/11059)
- [59] John M., Ammann M. J., Optimization of Impedance Bandwidth for the Printed Rectangular Monopole Antenna // Microwave and Optical Technology Letters, 2005, V. 47, №2, p. 153

- [60] Gheethan A.A., Anagnostou D. E. // PIERS 2008, V. 4, №8, p. 811
- [61] Pawar S.S., Shandilya M., A Compact Wide band Printed LPDA Antenna for WLAN Applications in 5 GHz Band // Intern. Journal of Computer App., 2016, V. 136, №10, p. 18
- [62] Klempa O., Eul. H. // Proc. of the 2nd Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC'05, p. 183
- [63] Casula G.A., Maxia P., Mazzarella G., Montisci G., Design of a Printed Log-Periodic Dipole Array for Ultra-Wideband Applications // Progress In Electromagnetics Research, 2013, V. 38, p. 15
- [64] Hood A.Z., Karacolak T., Topsakal E., A Small Antipodal Vivaldi Antenna for Ultrawide-Band Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, V. 7, p. 656
- [65] Safatly L., Al-Husseini M., El-Hajj A., Kabalan K. Y. // PIERS Proc., 2012, Moscow, p. 220
- [66] Ma K., Zhao Z.Q., Wu J.N., Ellis M.S., Nie Z.P., Printed Vivaldi Antenna with Improved Radiation Patterns by Using Two Pairs of Eye-Shaped Slots for UWB Applications // Progress In Electromagnetics Research, 2014, V. 148, p. 63
- [67] Zhu F.G., Gao S., Compact Elliptically Tapered Slot Antenna with Nonuniform Corrugations for Ultra-wideband Applications // Radioengineering, 2013, V. 22, №1, p. 276
- [68] Perdana M.Y., Hariyadi T., Wahyu Y. // Proc. of IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering, V. 180, № 1
- [69] Yao L., Xiao J., Zhu H., Li N., Li X. // Proc. of ICMMT, 2016
- [70] Gopikrishna M., Krishna D.D., Aanandan C.K., Mohanan P., Vasudevan K., Compact linear tapered slot antenna for UWB applications // Electronics Letters, 2008, V. 44, №20, p. 1174
- [71] Kaur B., Solanki L.S. // Proc. of NCCN, 2012

- [72] Mehdipour A., Mohammadpour-Aghdam K., Faraji-Dana R, Sebak A.R., Modified Slot Bow-Tie Antenna for UWB Applications // Microwave and Optical Technology Letters, 2008, V. 50, №2, p. 429
- [73] Reza Z., Abdolali A. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2010. V.9.
- [74] Уваров А.В., Герасимов М.Ю., Уваров А.В., О фундаментальных ограничениях сверхширокополосных антенн // РЭ. 2019, Т. 64, № 3, с. 1–6
- [75] Уваров А.В., Уваров А.В., Дмитриев А.С., Сверхширокополосная ненаправленная печатная монополярная антенна диапазона 2,5 – 25 ГГц // Труды III Всероссийская научная конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике», Муром, 2010
- [76] Pillalamarri R., Panda J.R., Kshetrimayum R.S., Printed UWB Circular and Modified Circular Disc Monopole Antennas // International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol. 1, No. 3, May 2009
- [77] Ansys HFSS, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [78] CST Microwave Studio, <https://www.3ds.com/ru/produkty-i-uslugi/simulia/produkty/cst-studio-suite/>
- [79] Weiland T., A discretization method for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields: Electronics and Communication // AEÜ, Vol. 31, pp. 116-120, 1977
- [80] Uarov A., Gerasimov M., Uvarov A., Designing a printed miniature antenna for 3-5 GHz range integrated on PCB with UWB direct chaotic transceiver module // Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium, Saint-Petersburg, 2017
- [81] Богатых Н.А., Грачев Г.Г., Калошин В.А., Сверхширокополосный облучатель на основе полигонального микрополоскового рупора для планарных многолучевых антенн //РЭ, 2018, Т. 63. №

- [82] Дмитриев А.С., Попов М.Г., Рыжов А.И. Повышение дальности действия сверхширокополосных прямохаотических средств связи // Радиотехника и электроника. 2020, т. 65, №9, с. 902-910.
- [83] Дмитриев А.С., Ицков В.В., Рыжов А.И., Уваров А.В. Микроволновая электромагнитная дозиметрия персонального экологического пространства. // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. №1 (35), С. 85-99.
- [84] Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И. Разрешающая способность при получении изображений в искусственном радиосвете // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. №2 (35)
- [85] Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., Уваров А.В. Ячейка приемника радиосвета // Радиотехника и электроника. 2018, т. 63, № 9, с. 1-7.
- [86] Рыжов А.И., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Никеров Д.В., Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Чубинский Н.П. «Прохождение СШП хаотических сигналов диапазона 3–5 ГГц через стены зданий», Доклады 5 Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 21–25 ноября 2011 г., Москва, Россия, с. 447–451.
- [87] А. С. Дмитриев, А.В. Клецов, А.М. Лактюшкин, А.И. Панас, В. Ю Синякин, «Сверхширокополосная СВЧ приемопередающая платформа на основе хаотических сигналов» // Радиотехника, 2007, №1, стр. 2-6.
- [88] Dmitriev A., Laktushkin A., Andereyev Yu., Kletsov A., Kuzmin L., Sinyakin V. «UWB direct chaotic transceiver for wireless sensor networks» // 31 August – 3 September 2008, ICECS-2008, Malta
- [89] Андреев Ю.В., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Рыжов А.И. "Исследование возможности применения СШП-хаотических радиоимпульсов для сенсорных автомобильных сетей" // Материалы X международной школы-конференции «Хаотические автоколебания и образование структур» (ХАОС-2013). Саратов: ООО Издательский центр «Наука», 2013.

- [90] Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. Экспериментальное исследование СШП прямохаотической передающей панели // Доклады VIII Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», Москва, Россия, 24-25 ноября 2014, №1, т. 60, с. 371.
- [91] RO4003C Laminate spec. // <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>
- [92] Southwest connector spec. // <https://mpd.southwestmicrowave.com/product-category/end-launch-connectors/>