Казахский Национальный Университет имени аль-Фараби

УДК 621.396.67

На правах рукописи

КАРИБАЕВ БЕЙБИТ АБДИРБЕКОВИЧ

Электродинамические характеристики анизотропных фрактальных антенн

6D071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Диссертация на соискание степени
доктора философии (PhD)

Научные консультанты:

к.ф-м.н, КазНУ им.аль-Фараби Диханбаев К.К.

Professor Michael Shur, Department of solid state electronics and an electrical engineering, Rensselaer Polytechnic Institute, USA.

Республика Казахстан
Алматы, 2019

СОДЕРЖАНИЕ

ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ…… 3
ВВЕДЕНИЕ…….. 4
1 СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН…….. 10
1.1 Основные закономерности фрактальной геометрии…… 10
1.2 Анизотропный фрактал……. 17
1.3 Фрактальные антенны……... 21
1.4 Выводы по разделу…… 31
2 ОСНОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ТЕРИИ АНТЕНН…… 33
2.1 Характеристики и показатели качества антенн…….. 33
2.1.1 Основные соотношения…… 33
2.1.2 Анализ характеристик излучения антенн……... 35
2.2 Модель дипольной антенны и его излучение…… 41
2.3 Некоторые аспекты дипольной антенны конечной длины……... 45
2.4 Применение фрактальной геометрии в теории антенн…….. 47
3 ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОВОЛОЧНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА…….. 53
3.1 Резонансные частотные характеристики фрактальных антенн…… 53
3.2 Поляризация излучении…… 54
3.3 Диаграмма направленности ……. 54
3.4 Моделирование проволочных фрактальных антенн в среде HFSS….. 55
3.5 Измерения S11 параметра, КСВН и диаграммы направленности…… 58
4 РЕЗУЛЬТАТЫ И СРАВНЕНИЯ ……. 69
4.1 Резонансные частоты…… 69
4.2 Диаграмма направленности…….. 75
4.3 КСВН и входные сопротивления антенн…… 83
4.4 Среднее значение принятой мощности сигналов……... 90
ЗАКЛЮЧЕНИЕ…….. 95
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ……. 96
ПРИЛОЖЕНИЕ А…….. 107
ПРИЛОЖЕНИЕ Б…….. 108
ПРИЛОЖЕНИЕ В…….. 109

ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

В настоящей диссертации применяются следующие термины с соответствующими определениями.

Фракталы – геометрические объекты с дробной размерностью, обладающие свойством самоподобия.

Предфрактал – это самоподобная геометрическая фигура, каждый фрагмент которой повторяется в упрощённом виде при уменьшении масштаба конечное число раз.

Хаусдорфа (фрактальная) размерность – один из способов определения размерности множества в метрическом пространстве. Фрактальную размерность n-мерного множества можно определить с помощью формулы Хаусдорфа.

Фидер – электрическая цепь (линия передачи) и вспомогательные устройства, с помощью которых энергия радиочастотного сигнала подводится от радиопередатчика к антенне или от антенны к радиоприёмнику.

Входной импеданс антенны (входное сопротивление антенны) – отношение напряжения к силе тока на клеммах антенны.

Резонансная частота – частотно-избирательный отклик колебательной системы на периодическое внешнее воздействие, который проявляется в резком увеличении амплитуды стационарных колебаний при совпадении частоты внешнего воздействия с определёнными значениями, характерными для данной системы.

Диаграмма направленности (ДН) – графическое представление зависимости коэффициента усиления антенны или коэффициента направленног о действия антенны от направления антенны в заданной плоскости.

Коэффициент усиления (КУ) – отношение мощности на входе эталонной антенны к мощности, подводимой ко входу рассматриваемой антенны, при условии, что обе антенны создают в данном направлении на одинаковом расстоянии равные значения напряженности поля или такой же плотности потока мощности.

Коэффициент направленного действия (КНД) – отношение квадрата напряженности поля, создаваемого антенной в данном направлении, к среднему значению квадрата напряженности поля по всем направлениям.

Ширина ДН – это угол между двумя направлениями в пределах главного лепестка, в которых амплитуда напряжённости электромагнитного поля составляет уровень 0,707 от максимального значения (или уровень 0,5 от максимального значения по плотности мощности).

Коэффициент стоячей волны (**КСВ**, от англ. standing wave ratio, SWR) – отношение наибольшего начения амплитуды напряжённости электрического ил и магнитного поля стоячей волны в линии передачи к наименьшему.

ZhF – Анизотропный фрактал Жанабаева.

MF – Изотропный фрактал Минковского.

KF – Треугольный фрактал Коха.

ВВЕДЕНИЕ

Общая характеристика работы

Работа посвящена экспериментальному и теоретическому исследованию проволочной антенны на основе анизотропного фрактала (фрактал Жанабаева, далее – «ZhF»), а также сравнению основных электродинамических и радиотехнических характеристик данной антенны с другими фрактальными антеннами, имеющими изотропные, треугольные структуры. Результаты проведенных физических экспериментов, компьютерного симулирования описаны и сопоставлены теоретической моделью. Получена формула для описания всех поколений ZhF фрактала с использованием ступенчатых функций Хэвисайда. Построена теория, позволяющая сопоставлять частотные, пространственные характеристики различных фрактальных антенн. Уникальная структура антенны на базе ZhF фрактала и связанная с ней максимальная эффективность характеристик дает возможность применять ее для широкого спектра прикладных задач в области использования антенно-фидерных устройств.

Актуальность темы

Важным элементом любых приемо-передающих беспроводных устройств являются антенны, от типа и конструкций которых сильно зависит качество передачи и приема информации. В настоящее время основная часть беспроводных приемно-передающих радиофизических устройств телекоммуникации и связи функционирует в области высоких частот. Поэтому мобильные устройства и другие приемо-передатчики, предназначенные для различных технологий беспроводной связи, требуют использования широкополосных, малогабаритных антенн.

Освоение широкой полосы спектра частот обусловлено современными тенденциями в развитии беспроводной связи, повышения скорости передачи информации, повышения уровня помехозащищенности, а также защищенности передаваемой информации. Современные электронные радиоустройства имеют тенденцию миниатюризации, предъявляющее соответствующие требования ко всем видам электронных компонентов, в том числе и к антеннам. При этом параллельно предусматривается повышение производительности малогабаритных радиоустройств. Существует большой интерес к созданию инновационных конструкций многодиапазонных антенн для беспроводной связи. Интеграция материалов с конструкции антенн по-прежнему привлекает внимание, особенно в уменьшении размеров и повышении их характеристик.

В последнее время особое внимание уделяется фрактальным антеннам в области радиотехники и телекоммуникаций, о чем свидетельствуют многочисленные научные публикации [1-10]. К примеру, в наиболее известных журналах в области антенных устройств «IEEE Transactions on antennas and propagation» и «IEEE Antennas and wireless propagation letters» ежегодно публикуются не менее 8-10 статей, не учитывая другие научно-технические журналы, которые могут опубликовать статьи по этой теме. Прежде всего, это

связано с тем, что антенны на основе геометрических фракталов обладают весьма интересными свойствами в области многодиапазонности по сравнению антеннами с формами Евклидовой геометрии, базирующей объектами целочисленной размерности. Самоподобность фрактальной структуры позволяет таким антеннам резонировать на несколько частотных диапазонах, а исполненные в виде патч (полосковых) имеют сверхширокую полосу пропускания [11-15]. Исследователи и разработчики в области антенно-фидерных устройств рассматривают фрактальную геометрию, как одним из технических решением проблемы миниатюризации при создании малогабаритных устройств беспроводных связи. В результате многочисленных экспериментов и моделирования установлено, что антенны с фрактальными формами позволяют получить практически те же электрические и радиофизические характеристики, что и традиционные, но при намного меньших размерах [16-22]. Компактность со сохранением ее характеристик достигается из-за эффективного заполнения плоскости за счет деления структуры антенны на сегменты, так называемые предфракталы, из которых, в свою очередь появляются новые предфракталы и таким образом до заполнения всей плоскости. Из анализа работ видно, что миниатюризация антенны наиболее эффективно реализуется лишь для несколько начальных номеров итерации (появления предфракталов) фрактальной структуры (до 4-5), приближаясь к определенному пределу.

Появление и стремительное развитие нового направления (90-е годы XX века) формировал область фрактальной электродинамики (термин был введен D.L. Jaggard). Кроме научных интересов имеют место и практические приложения для решения ряд задач телекоммуникаций и радиолокации. Одним из таких является компания “Fractal Antenna Systems” – мировой лидер в области радиочастотных и электромагнитных инноваций [www.fractenna.com].

Несмотря на огромное количество публикации и проделанных исследовательских работ, возникает естественный вопрос, какая именно топология фракталов может обеспечить эффективность электродинамических, радиофизических характеристик? Известны исследования антенн на основе изотропных (типа Минковского), треугольных (типа Коха) и других промежуточных (между чисто изотропными и анизотропными) фракталов. В работе Жанабаева З.Ж. [23] был предложен новый геометрический фрактал, так называемый «анизотропный фрактал», у которого деформация (фрактализация) элементов происходит только в одном направлении. Следует отметить, что термин «анизотропный фрактал» используется также в другой поздней работе [24], где рассматривается пористая среда, имеющая различные возможные фрактальные размерности в разных направлениях. В данной диссертационной работе рассматривается фрактализация сплошной среды лишь в одном направлении с конкретной размерностью. С точки зрения специфики топологии у антенны на базе этого фрактала интуитивно обнаруживается возможность реализации более лучших характеристик направленности излучения, более простой технологии автоматизации сборки-раскрытия антенн и т.д.

Анализ литературных источников показывает, что создание и внедрение новых видов антенн является актуальной, а применение фрактальной геометрии для решения данной проблемы становится перспективным, кроме того исследования в данном направлении проводятся только зарубежными авторами.

Исследование, проделанное в рамках данной работы, связано с перспективными направлениями современной радиотехники и телекоммуникации, где используются новые поколения антенн и методы оценки характеристики.

Целью работы является экспериментальное исследование электродинамических, радиотехнических характеристик диполь антенны на основе ZhF фрактала, сопоставление ее эффективности по сравнению с другими фрактальными антеннами, а также теоретическое объяснение выявленных закономерностей.

Задачи исследования

1 математически описать структуру ZhF фрактала;

2 провести расчеты по теоретическим моделям, описывающие электродинамические параметры и направленные свойства проволочных фрактальных диполь антенн с учётом размерности фрактальных структур;

3 экспериментально исследовать, измерить и сопоставить с теоретическими электродинамические и радиотехнические характеристики проволочных антенн с разными фрактальными формами;

4 экспериментально подтвердить корректность измерений по отношению сигнал/шум, принятых фрактальными антеннами;

5 оценить ширину диаграмм направленности фрактальных антенн и основное направление их излучения;

6 объяснить физический смысл теоретической модели, используемой для расчетов.

Объекты исследования: проволочные диполь антенны на основе следующих фрактальных кривых до третьего номера предфрактала: ZhF фрактал, изотропный фрактал Минковского (MF) и треугольный фрактал Коха (KF).

Предмет исследования:

Электродинамические, электрические, направленные и частотные свойства фрактальных антенн в диапазоне 0,1÷ 3,0 ГГц, описываемые закономерностями фрактальной геометрии; особенности формы и направленности главных лепестков диаграмм направленности и их теоретические объяснения.

Метод исследования

1 теоретическое и численное исследование моделей, описывающее направленные и частотные характеристики проволочных фрактальных антенн;

2 компьютерное 3D моделирование (simulation) электрических и направленных свойств проволочных фрактальных антенн методом конечного элемента в программной среде HFSS Ansoft - High Frequency Structural Simulator;

3 экспериментальное исследование и определение характеристик антенн с помощью программно-аппаратного комплекса высокочастотных измерительных приборов и устройств (анализатор спектра, СВЧ генератор, векторный анализатор цепей и широкополосная рупорная антенна);

4 обработка, анализ и сопоставление полученных результатов вышеперечисленных методов исследований с целью выявления наиболее эффективного вида фрактальной антенны.

Основные положения, выносимые на защиту

1 Анизотропный геометрический фрактал ZhF и его предфракталы, имеющие локальную фрактальную размерность аналитически описываются через ступенчатые функции Хэвисайда.

2 Резонансные частоты проволочных фрактальных антенн (ZhF, MF, KF), полученные теоретически для n+1, n предфракталов и измеренные экспериментально соответствуют в пределах погрешности не более 3-5%.

3 Проволочные фрактальные антенны являются узкополосными с повышенной шириной диаграмм направленности. Ширина ДН антенны ZhF превышает ширину антенна на MF, KF не менее, чем в 1,5 раза.

4 Среднее значение принятой мощности радиоволн на резонансных частотах ZhF антенны в перпендикулярном и параллельном режимах приема сигнала больше на 10-15%, чем для MF и KF антенн при одинаковых регулярных длинах и расстояниях до излучателя.

Научная новизна работы заключается в том, что впервые

1 предложен новый вид фрактала ZhF для конструирования антенн, выведено его аналитическое уравнение, которое описывает все уровни предфрактала.

2 экспериментально и теоретически показано, что частотные характеристики проволочных фрактальных диполь антенн, зависят от дробной размерности самой фрактальной структуры.

3 выявлены режимы поперечного (нормального) и осевого излучения диаграмм направленности проволочных фрактальных антенн на первых двух резонансных частотах.

4 выявлено смещение резонансов проволочных фрактальных антенн в область низких частот с ростом номера предфрактала.

Теоретическая и практическая значимость работы

Благодаря большой плотности элементов (предфракталов) и их миниатюрности, кроме этого из-за многодиапазонных и относительно широкополосных свойств, перспективно применение антенн на базе фрактальных кривых в средствах устройств беспроводной связи, радиолокации, радионавигации, а также в спутниках малого и среднего размера. Впервые показаны и объяснены режимы поперечного и осевого излучения проволочных фрактальных антенн с прямоугольными предфракталами.

А также практическая значимость работы заключается в обоснованной эффективности и возможной универсальной применимости предложенной новой фрактальной антенны на основе фрактала ZhF, имеющей локальную

фрактальную размерность, тогда как Хаусдорфа размерность остальных геометрических фракталов постоянная. Данная специфичность позволяет в антенне содержать разные длины излучателя и даст технологические преимущества при изготовлении с точки зрения их автоматического раскрытия и складывания.

Результаты созданной теоретической модели проволочных фрактальных антенн могут служить для более глубокого дальнейшего детального изучения, исследования, так как общая теория фрактальных антенн на данный момент в мире практически не развита. Это объясняется трудностью теоретических решений уравнений Максвелла для фрактальных токов и практическим отсутствием соответствующих теоретических разработок и результатов, обусловленные неприменимостью дифференциалов и интегралов к фракталам. Предложенная модель предоставляет возможность учитывать основные закономерности фрактальной геометрии. Таким образом, установленные в данной работе теоретические и экспериментальные закономерности имеют прикладное значение для совершенствования антенной техники.

Материалы исследования, а также использованные и созданные программно-аппаратные комплексы для получения излучательных свойств рассматриваемых антенн в ходе работы, ключевые моменты 3D моделирования в среде программных пакетов и полученные результаты могут быть в дальнейшем использованы в учебных процессах при подготовке специалистов в области антенно-фидерных устройств и в дальнейших научных исследованиях.

Источниками исследования являются основные теоретические положения фрактальной геометрии, антенно-фидерных устройств, электричества и магнетизма, а также результаты оригинальных научных работ, приведенных в списке использованных источников.

Личный вклад автора заключается в том, что основные результаты физического эксперимента, численного анализа и компьютерных расчетов, моделирования были получены лично соискателем. Постановка задач и обсуждение результатов проводились совместно с научными консультантами.

Достоверность результатов

Достоверность научных выводов работы подтверждается воспроизводимостью экспериментальных результатов, соответствием данных компьютерного моделирования с экспериментальными результатами, согласованностью полученных результатов с теоретическими предпосылками и выводами, полученными другими авторами в близких по содержанию работах, использованием апробированных методик численного анализа.

Апробация работы

По материалам диссертационной работы опубликовано 15 печатных работ, в том числе 7 – в изданиях, рекомендуемых Комитетом по контролю в сфере образования и науки МОН РК, 1 – в рецензируемом журнале (Journal of engineering sciences and technology (JESTEC)), 5 публикаций в сборниках тезисов докладов на международных конференциях, в т.ч. 1 зарубежной (6th

International Conference on Telecommunications and Remote Sensing. Delft, Netherlands) и 1 доклад в сборнике международной конференции (The IEEE 12th International Conference «Application of Information and Communication Technologies».- Almaty, Kazakhstan).

Связь темы диссертации с планами научных работ

Диссертационная работа выполнена в соответствии с планами фундаментальных научно-исследовательских работ КН МОН РК «Грантовое финансирование научных исследовании» по теме «№3837/ГФ4 Разработка многодиапазонной фрактальной антенны для сверхширокополосных беспроводных систем» по приоритету: «Информационные и телекоммуникационные технологии»

Структура и объём диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка использованных источников и содержит два приложения. Работа изложена на 109 страницах машинописного текста, иллюстрируется 97 рисунком, приведено 57 формулы, 8 таблицы, список использованных источников содержит 142 наименований.

1 СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН

1.1 Основные закономерности фрактальной геометрии

В XVIII-XX веках была развита область математики, которая позже будет известна как фрактальная геометрия. В начале математика в основном занималась множествами и функциями, к которым могут применяться методы классического исчисления. Наборы или функции, которые не являются достаточно гладкими или регулярными, обычно игнорировались как «патологические» и не заслуживали изучения. Конечно, они рассматривались как частные случаи и лишь в редких случаях считались классом, к которому может быть применима общая теория. В конце XX века такое отношение изменилось. Было понято, что можно много сказать и стоит сказать о математике негладких объектов. Кроме того, нерегулярные множества обеспечивают намного лучшее представление о многих явлениях природы, чем фигуры классической геометрии, так как большинство объектов, встречающиеся в природе, такие как облака, горы, деревья, береговые линии и др. являются сложными и имеют неправильные формы, которые не могут быть изучены и количественно определены евклидовой геометрией. Многие естественные субстанции природы, которые нерегулярные и неупорядоченные в евклидовых терминах демонстрируют структуры внутри этой неоднородности. Эти структуры упорядочены так же, как и более простые объекты, состоящие из прямых линий. Такие объекты были названы фракталами (лат. fractus – дроблёный, сломанный, разбитый) и данный термин впервые был предложен Бенуа Мандельбротом в 1975 году для обозначения нерегулярных, но самоподобных сложных структур. Он дал следующее своё определение: «фракталом называется структура, состоящая из частей, которые в каком-то смысле подобны целому» [25]. Мандельброт также ввёл понятие «фрактальная геометрия». В некотором смысле, фрактальная геометрия – это прежде всего новый язык, используемый для описания, моделирования и анализа сложных форм, встречающихся в природе.

Одна из первых публикаций о фрактальных кривых – это статья Поль Пьера Леви «Плоские и пространственные кривые и поверхности, состоящие из частей, подобных целому» (1938), в которой описана кривая Леви (рисунок 1.1). Дальнейшее развитие связано с именами французских математиков Гастон Жюлиа и Пьер Фату.

Важными свойствами фрактальных кривых являются самоподобность, лакунарность и способность заполнять пространство. Когда объект состоит из более мелких копий исходной геометрии, он называется самоподобным. Самоподобный объект может быть описан как кластер, который в свою очередь состоит из более мелких кластеров. Таким образом, по всей геометрии объекта можно найти бесконечное количество похожих элементов. Лакунарность – это термин, который описывает пустое пространство в фрактальной геометрии. В математике термин «самоподобие» применяется для геометрических объектов,

которые можно разделить на ограниченное количество однотипных элементов. В таких объектах независимо от масштаба можно наблюдать их схожесть и однородность.

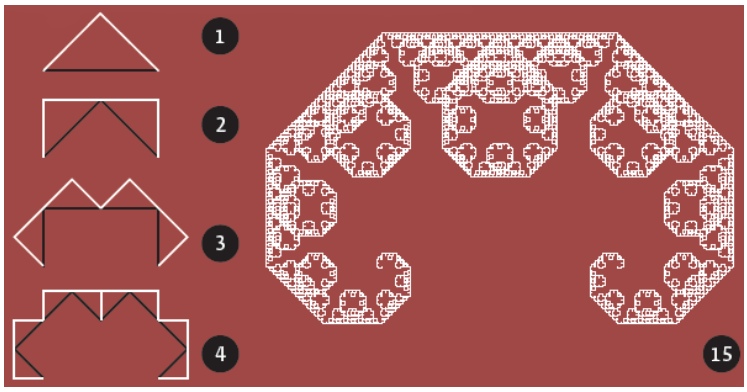
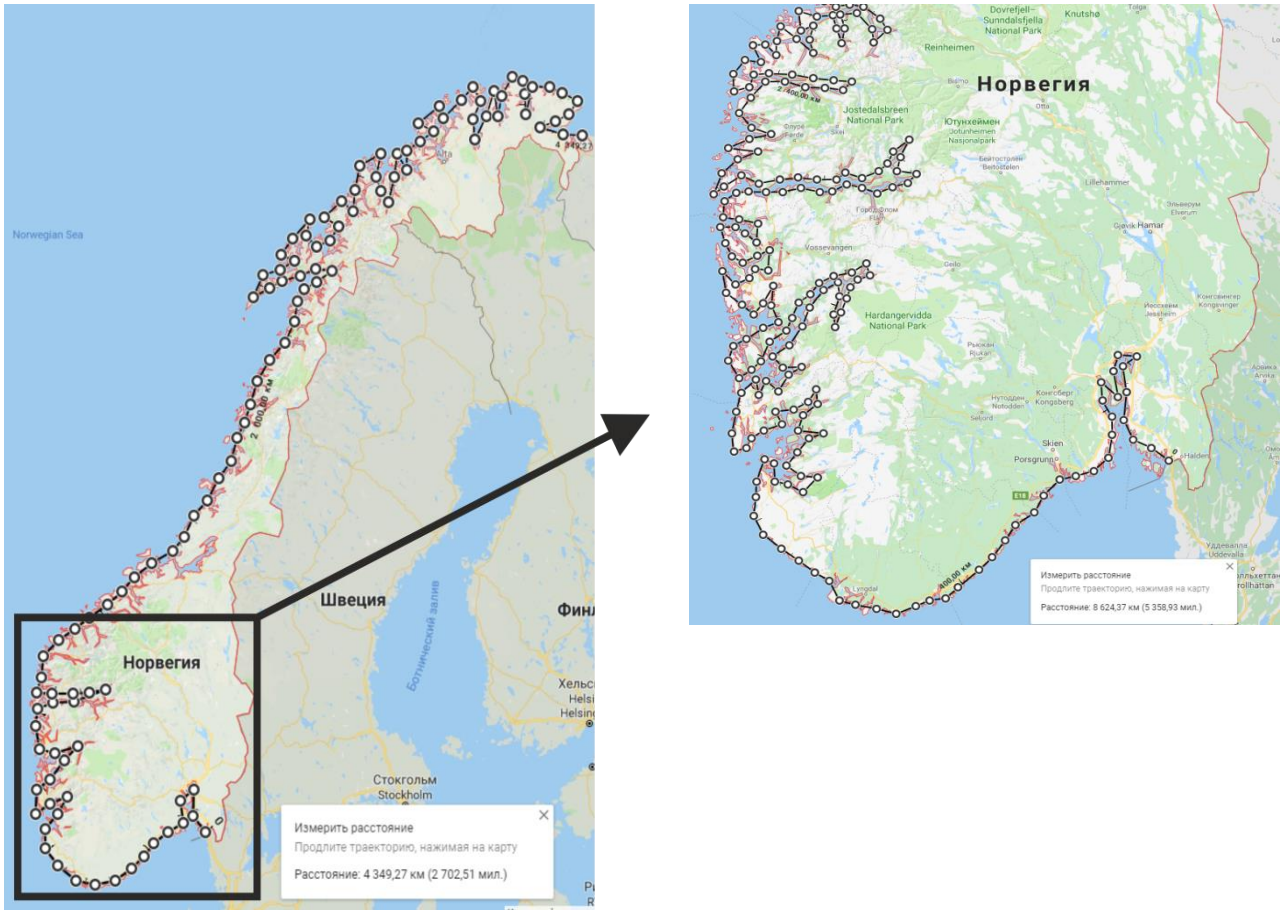


Рисунок 1.1 – Построение «кривой Леви»

Особенностью фрактальных структур является то, что они имеют нецелочисленную размерность. Как известно, размерность – это количество степеней свободы системы, т.е., это число независимых параметров или координат, необходимых для определения положения точки, которое должно находиться на объекте. Однако ранее понятие размерности являлось целочисленной величиной. Для успешного дальнейшего развития математикам потребовалось ввести новое понятие дробной размерности изучаемых геометрических множеств. Понятие дробной размерности опирается на анализ Евклидовой геометрии, известной также как топологическая размерность D_T. Таким образом, точка имеет топологическую размерность $D_T = 0$, прямые и окружности – $D_T = 1$, поверхность – $D_T = 2$, а размерность объемных тел равна $D_T = 3$.

Понятие дробной размерности началось с работ таких известных учёных как Пуанкаре, Лебег, Брауэр, Урысон и Менгер и связано с определением меры, исходя из геометрических соображений. Во второй половине XX века вопрос определения и измерения длин береговых линий некоторых стран был весьма актуален. По существующим данным того времени длины границ между странами Испании и Португалии были по-разному указаны, в одном источнике как 987, в другом – 1214 км, а между Нидерландами и Бельгией как 380 км и 449 км. Даже сейчас на крупномасштабных картах, которыми мы обычно пользуемся, не обозначены мелкие детали очертаний побережья. Например, длина береговой линии Норвегии по данным CIA World FactBook составляет 58 133 км [www.cia.gov], а по данным World Resources Institute 53 199 км [www.wri.org], свободная энциклопедия Википедия показывает 28 953 км с фьордами и заливами [www.wikipedia.org]. Такие разные показатели, в первую очередь, связаны с методологией измерения и, выбранные шаблоны и их размеры, определяют конечный результат. Например, в случае измерения по карте с помощью циркуля с шагом δ (в км) и числом шагов $N(\delta)$, которые необходимы для прохождения по карте из одного конца в другой конец всего

побережья можно определить длину $L = \delta N(\delta)$. На рисунке 1.2*а* показано побережье Норвегии с шагом $\delta \approx 40$ км, где итоговая длина составляет приблизительно $L = 4\,350$ км. Но это очень мало по сравнению вышеприведенными данными. Для еще более точного подсчета длины береговой лини можно выбрать шаг длиной 20 км и карту более крупного размера (рисунок 1.2*б*). В результате данного измерения было определено что длина равна $L = 8\,624$ км. При решении такого рода вопросов уточнения можно вносить бесконечно. Каждый раз, когда уменьшается длина шага, длина береговой линий будет разрастаться. Данное явление получило название «coastline paradox», т.е. парадокс береговой линии.



(а) (б)

а- при больших δ; б – при маленьких δ

Рисунок 1.2 – Береговая линия Норвегии (Google Maps)

Как видно из графика (рисунок 1.3) при уменьшении длины шага δ измеренная длина L возрастает [26]. Зависимость построена в дважды логарифмическом масштабе и демонстрирует, что при сокращении измеренная длина береговой линии не стремится к постоянному значению, а наоборот, измеренная длина описывается формулой

$$L(\delta) = a * \delta^{1-D}. \quad (1.1)$$

Для обычной кривой можно ожидать, что $a = L_N$ (при малых δ) и показатель D равен единице. Но для береговой линии Норвегии, как видно из графика, $D = 1{,}52$, т.е. береговая «линия-фрактал» с фрактальной размерностью D. Данные расчеты были сделаны Мандельбротом [27], и он в своей книге подобным образом отвечает на вопрос «Чему равна длина береговой линии Британии?». В ней проанализированы данные и определена, что береговая линия Великобритании имеет фрактальную размерность, равной $D \approx 1{,}3$. На рисунке 1.4 приведены схожие расчеты по другим линиям [26].

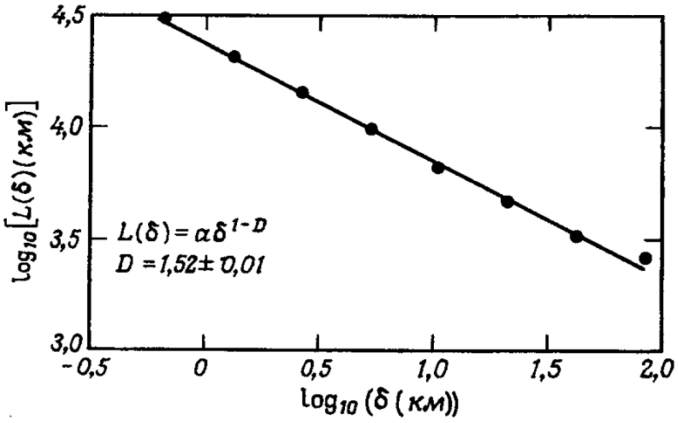


Рисунок 1.3 – Зависимость измеренной береговой линии L, изображенной на рисунке 1.2 от шага δ в логарифмических масштабах [26]

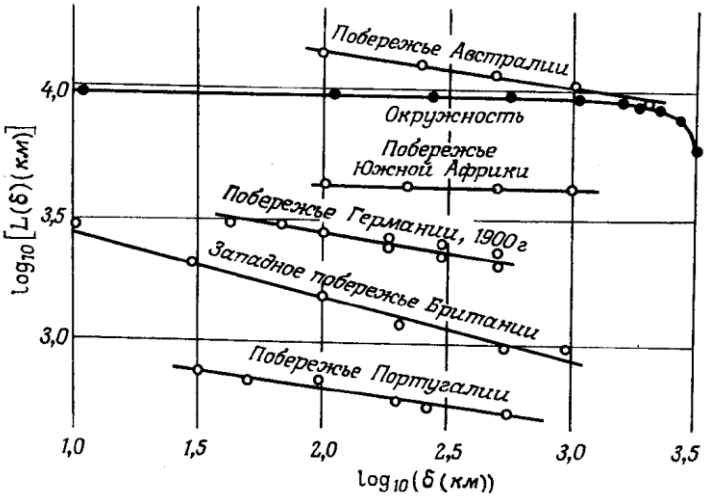


Рисунок 1.4 – Длина береговых линий L как функция шага δ [26]

Фрактальная размерность фрактального объекта определяется следующим образом:

$$D = \lim_{\delta \to 0} \frac{\log N(\delta)}{\log\left(\frac{1}{\delta}\right)} \quad (1.2)$$

где δ – масштабный коэффициент, N – минимальное количество элементов, которые образуют самоподобность структуры. Данное выражение называется формулой Хаусдорфа и в многих случаях вместо термина «фрактальная размерность» используется «Хаусдорфа размерность».

Фрактальных множеств принято разделять на геометрические (конструктивные) и алгебраические (динамические) группы [29]. Яркими примерами геометрических фракталов являются такие фракталы, как кривая Коха, салфетка Серпинского, Канторово множество, H-фракталы, фрактал Минковского, снежинка Коха, кривые Пеано, Гильберта и т.д. [26]. Эти фракталы строятся поэтапно, сначала изображается инициатор (основа), затем определенные части основы заменяются на фрагменты, в результате которого образуется генератор. В следующих этапах части уже построенной фигуры, аналогичным образом вновь заменяются на фрагменты.

Ниже вкратце рассмотрим некоторые из них.

Одним из классических математических множеств является Канторово множество, и оно строится следующим образом:

1. Выбирается отрезок в интервале [0,1].
2. Из исходного отрезка исключается средняя одна третья часть. В итоге остаются интервалы: $[0, \frac{1}{3}]$ U $[\frac{2}{3}, 1]$.
3. Из каждого оставшегося интервала удаляется средняя треть и повторяется это до нужных количеств итерации.



Рисунок 1.5 – Первые 5 итераций Канторова множества

После каждого *n*-го шага получются 2^n сегментов, длина каждого равна $\frac{1}{3^n}$. Длина множества равна 0:

$$L = \lim_{n \to \infty} \frac{2^n}{3^n} = 0. \quad (1.3)$$

Таким образом, «конечные точки» каждого интервала никогда не удаляются, а содержат бесконечное количество точек. Из структуры также можно заметить, что в одном интервале количество отрезков $N(\delta)$=2, δ=1/3, тогда Хаусдорфа размерность по формуле (1.2) будет равна $D = \log 2 / \log 3 \approx 0{,}6369$, т.е.

$0<D<1$. Это значит, что Канторово множество является и не точкой, и не прямой, а фракталом.

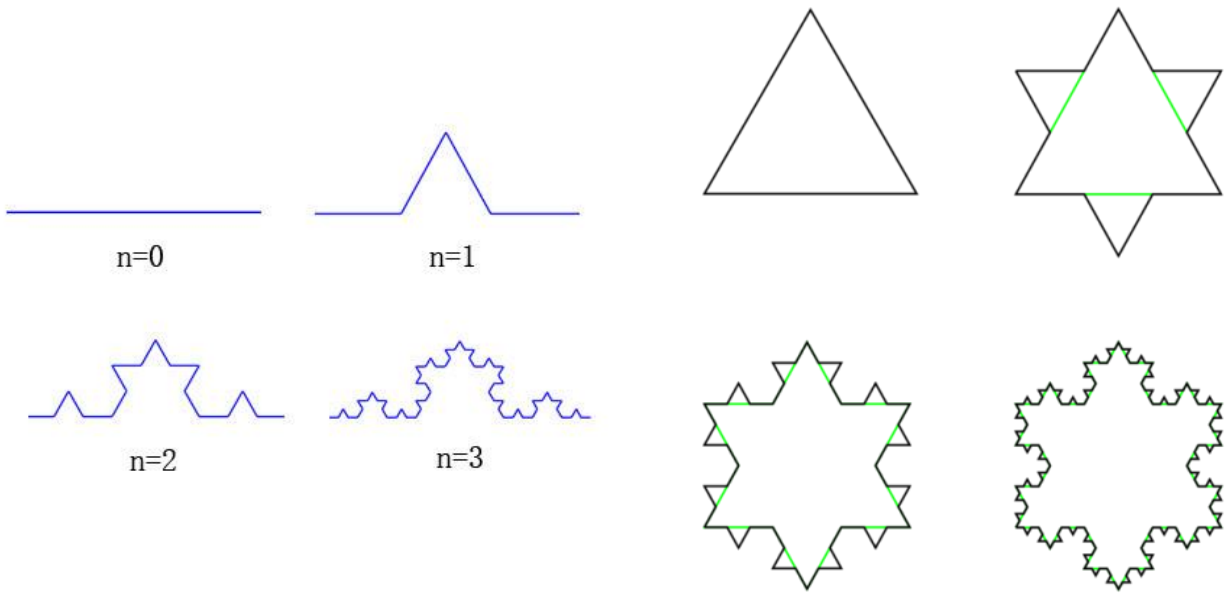
В 1904 году математик Х. Кох придумал простую непрерывную кривую, нигде не имеющий касательной. Алгоритм построения состоит из следующих этапов (рисунок 1.6 а):

1. Исходный единичный отрезок делится на три одинаковые части (n = 0).
2. Средний интервал длиной 1/3 заменяется равносторонним треугольником без этого сегмента (n = 1).
3. В следующих итерациях данная операция повторяется для каждого элемента предыдущей итерации.

Снежинка Коха, показанная на рисунке 1.6*б*, такая же, как и кривая Коха, за исключением того, что она начинается с равностороннего треугольника. Размерность данного фрактала равна $D = \log 4/\log 3 \approx 1{,}2618$.

Специальными случаями построения фракталов являются кривые, имеющие свойство так называемое «заполнить пространство». К таким фракталам относятся кривые Пеано и Гильберта [25-28]. Подобные хорошо известные «заполняющие пространство» кривые строятся итеративно, которые на каждом шаге приближаются к двумерной плоскости.

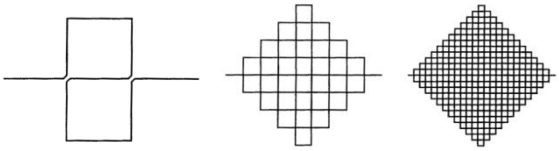
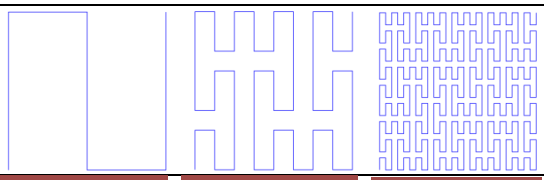
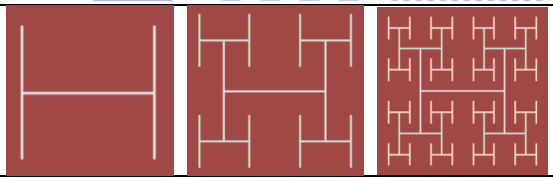
Таким образом, меняя основу и фрагменты, можно получить много различных геометрических фракталов с разными размерностями. В таблице 1 приведены некоторые примеры самых известных фракталов. Хорошими примерами алгебраических фракталов являются множество Мандельброта, множество Жюли, фрактал Галлея и фрактал Ньютона [25-28].



а – первые три итерации кривой Коха; б – первые три итерации «снежинки Коха»

Рисунок 1.6 – Этапы построения фракталов Коха

Таблица 1 – Геометрические фракталы

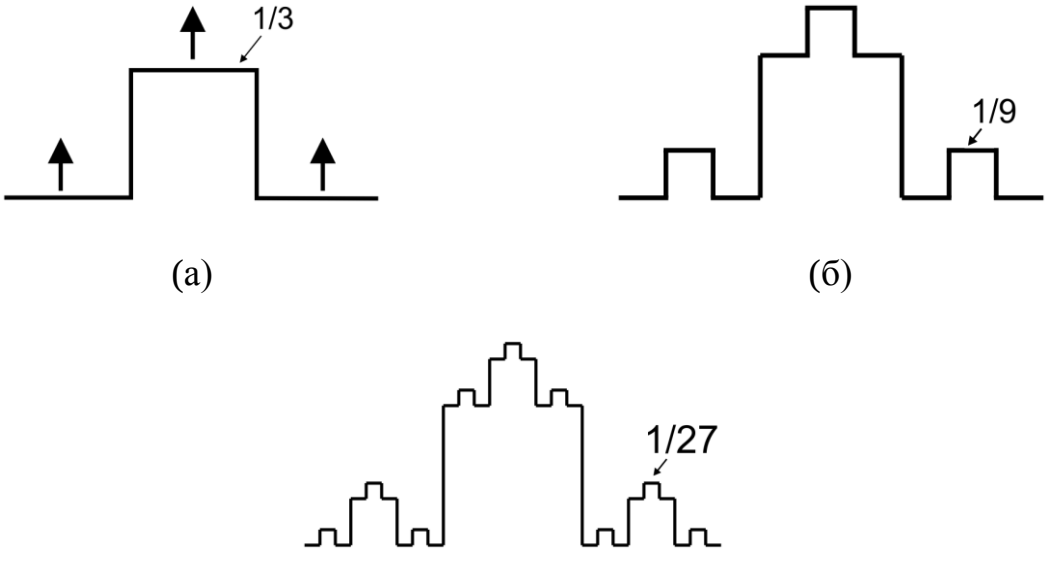
Название	Построение	Хаусдорфа размерность, *D*
Треугольник Серпинского		1,58
Ковёр Серпинского		1,89
Кривая Пеано		2,00
Кривая Гильберта		2,00
H-фрактал		2,00

Фрактальная геометрия сегодня охватывает физику, экономику, биологию, медицину, компьютерные науки и многие другие области. На сегодняшний день найдено всё больше и больше приложений фрактальной геометрии. Некоторые из текущих приложений – это, в частности, сжатие и улучшение изображений, компьютерная графика и специальные эффекты в фильмах, создание музыки и классификация шаблонов. Например, в сжатии графических данных, за счёт самоподобности можно запомнить только небольшой фрагмент рисунка или графического объекта, с помощью которых можно получить и восстановить остальные части, занимая гораздо меньше памяти, чем для хранения всего файла [29, 30]. За миллионы лет эволюции природа оптимизировала архитектуру биологических структур для эффективного распределения и использования энергии, и, в основном, почти в каждой структуре можно найти фрактальную форму. Во многих электромагнитных устройствах самоподобие и заполняющая плоскость фрактальной геометрии часто качественно связаны с её частотными характеристиками, т.е. многочастотным режимом работы или небольшим размером в полосах низких частот. Изучение различных по структуре геометрических фракталов представляет большой интерес при решении технологических задач, касающиеся миниатюрности приемо-передающих беспроводных устройств. Знание основных закономерностей фракталов, в свою очередь, необходимо для

понимания электромагнитных свойств эффективной антенны для их создания. Фрактальные антенны не соответствуют евклидовой геометрии. Их сложная структура создается путем воспроизведения базовой формы. В электромагнитном сообществе был интригующий вопрос о том, какое свойство фракталов, если оно есть, действительно полезно, особенно когда речь идет о разработке фрактальных антенных элементов? Некоторые связанные геометрии могут быть использованы для приближения к идеальному фракталу, которые полезны при построении антенн. В других случаях другие геометрии, такие как многоугольные или многоуровневые конфигурации, могут использоваться для построения антенн, которые могут приближаться к фрактальным формам, и извлекать некоторые из преимуществ, которые теоретически могут быть получены из математических абстракций.

1.2 ZhF фрактал и его аналитическая формула

Все существующие геометрические фракталы имеют определенные направления деформации. Многие из них, в основном, всенаправленные, то есть динамика появления следующих префракталов (итерация) развивается изотропно. В данном геометрическом фрактале первый предфрактал образуется следующим образом: исходный отрезок длиной L_0 делится на три одинаковые части и среднего из этих заменяем квадратом с длиной сторон L_0 /3 без этого элемента [31, 32]. С увеличением количества итерации П-образные части формируются только в одном направлении, при этом боковые звенья не деформируются (рисунок 1.7), а реализуются только в одном направлении. Размерность такого предфрактала $D = ln5/ln3 = 1{,}4649$.



(а) (б)

(в)

а– первая итерация; б – вторая итерация; в – третья итерация

Рисунок 1.7 – Структура ZhF фрактала

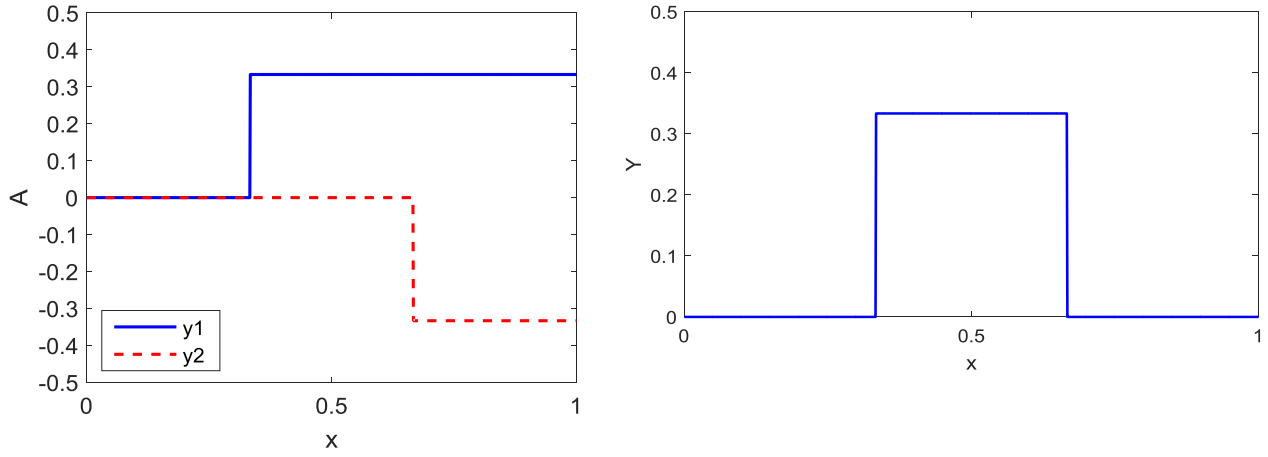
ZhF фрактал строится с помощью единичной ступенчатой функции Хевисайда:

$$\theta(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (1.4)$$

широко используемой в обработке сигналов. Для получения первой итерации фрактала (n = 1) необходимо суммировать две такие функции (рисунок 1.8), имеющие одинаковые значения A с противоположными знаками и смещенные на 1/3 и 2/3 часть от аргумента x:

$$y1 = A * \theta\left(x - \frac{1}{3}\right), \quad (1.5)$$

$$y2 = -A * \theta\left(x - \frac{2}{3}\right). \quad (1.6)$$



(а) (б)

а – y1 и y2 составляющие; б – форма сигнала после суммирования y1 и y2 составляющих

Рисунок 1.8 – ZhF фрактал при n=1

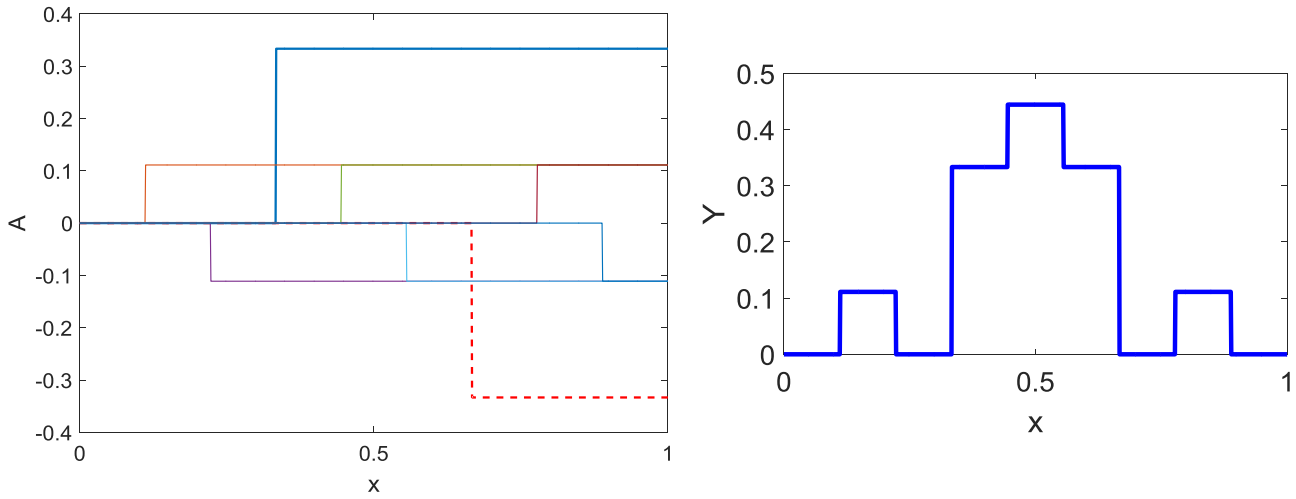
(1.5) и (1.6) можно записать в следующем обобщенном виде:

$$Y = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{A}{3^{n-1}}\right) \sum_{k=1}^{3^n} \left((-1)^{k mod(3)+1} \theta(x - \frac{k}{3^n})\right), k \neq 3s, \quad (1.7)$$

где n – номер итерации, $\theta(x)$ – функция Хевисайда, A, k – уровень и количество функции Хэвисайда, соответственно, s – целое число.

Во втором номере предфрактала сигнал состоит из 6 ($y1, y2, y4, y5, y7, y8$) отдельных функций Хэвисайда (рисунок 1.9 a), которые в результате

суммирования и с учетом двух составляющих первой итерации дают необходимую форму фрактала (рисунок 1.9 *б*). На рисунке 1.10 приведен смоделированный ZhF фрактал.



(а) (б)

а – 6 составляющих из функции Хэвисайда; б – форма сигнала после суммирования

Рисунок 1.9 – ZhF фрактал при *n* =2

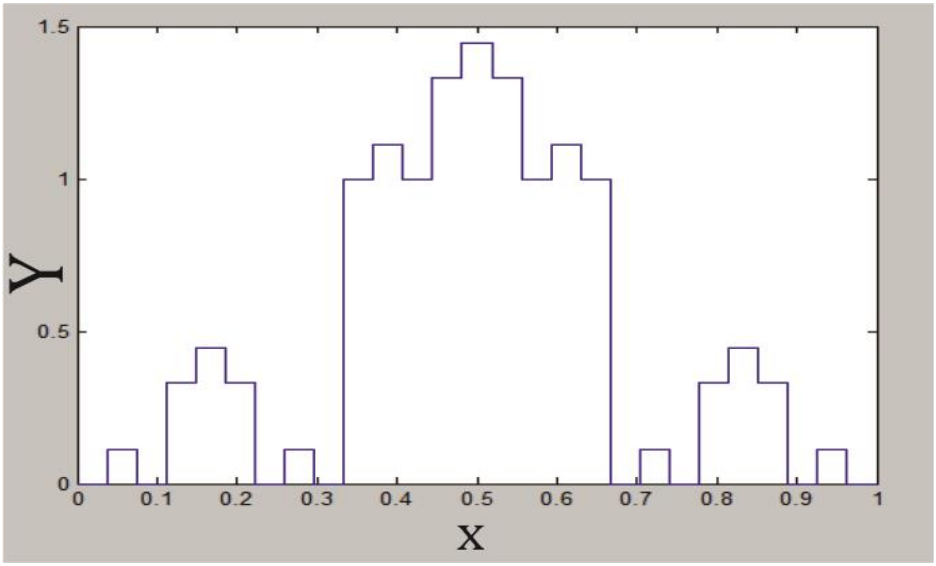
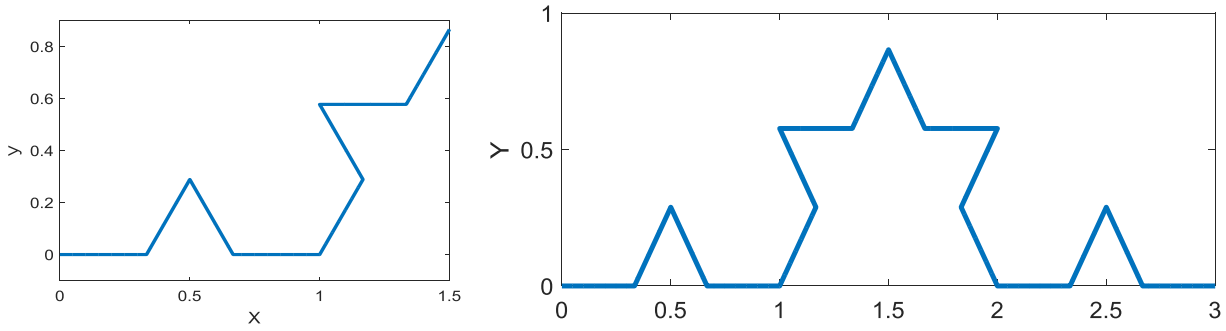


Рисунок 1.10 – ZhF фрактал, полученный в MatLab при *n* =3 по формуле (1.7)

Далее для сравнения кривой ZhF нам нужны классические кривые Коха (KF) и Минковского (MF), поэтому здесь мы коротко описали их и привели компьютерные модели. На рисунках 1.11 и 1.12 приведены вторые шаги предфракталов KF и MF, полученные методом рекурсии. В отличие от ZhF данные структуры формируются с повторением базовой формы, которая

называется генератором. Генератор, поворачивая систему координат (здесь на 60 градусов), и с помощью конкатенации объединяет исходное и повернутое компоненты (рисунок 1.11*а*). Повторяя данную операцию, получено второе поколение фрактала KF (рисунок 1.11 *б*).



(а) (б)

а – первое поколение фрактала и его копия, повернутая на 60^0; б – второе поколение

Рисунок 1.11 – KF, полученный рекурсивным методом

Таким же методом было построено следующее поколение фрактала MF (рисунок 1.12). Так, кривая может извиваться таким образом, чтобы эффективно заполнить почти весь лист. Эти свойства заполнения пространства приводят к кривым, которые электрически очень длинные, но вписываются в компактное физическое пространство.

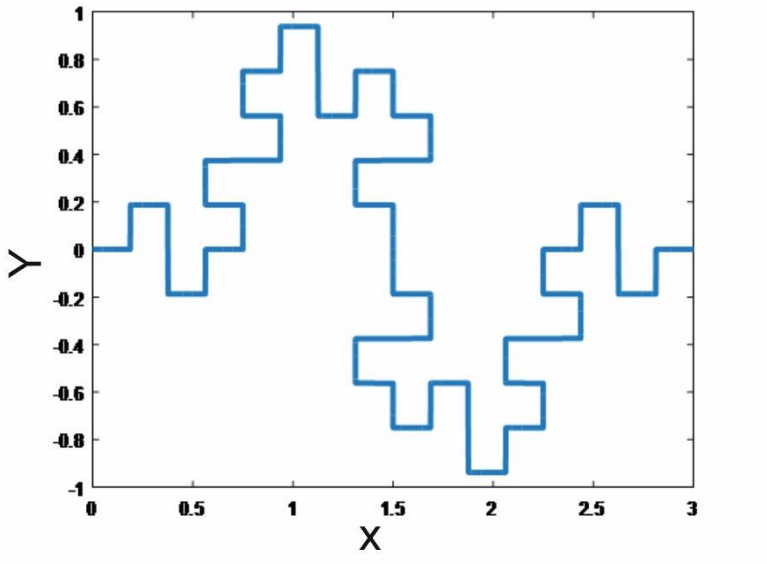


Рисунок 1.12 – Второе поколение MF, полученное рекурсивным методом

Таким образом, можно отметить следующие свойства, присущие большинству фракталов:

– имеют детализацию на сколь угодно малых масштабах;

– обычно определяются простыми рекурсивными процессами;

– слишком нерегулярны, чтобы быть описанными на традиционном геометрическом языке;

– имеют какое-то самоподобие.

Всё это является отличной базой для построения антенн, принципиально отличающихся своей геометрией от известных классических антенн. Главное их отличие – дробная размерность. Также они более компактны и обладают свойством многодиапазонности.

1.3 Фрактальные антенны

Недавние попытки нескольких исследователей по всему миру объединить фрактальную геометрию с электромагнитной теорией привели к появлению множества новых и инновационных конструкций антенн. Первые упоминания о возможности использования фрактальной геометрии в создании антенных решеток появились в работе Y. Kim и D. Jaggard [33]. В работе [34] представлен обобщенный подход к исследованию класс «частотно-независимых» антенн, которые опираются на недавно (1996) разработанную теорию фрактальной геометрии. В работах [35, 36] впервые экспериментально показана многодиапазонность антенны на основе треугольника Серпинского. Показано появление пяти резонансных частот связанных с наличием в таком же количестве треугольников, т.е. самоподобностью структуры образца (рисунок 1.13), а также приведены результаты по влиянию изменения углов треугольника на электродинамическое поведение антенны (рисунок 1.14). Особенности и преимущества проволочных дипольных антенн на базе кривой Коха по сравнению с линейными диполями были отмечены в работе N. Cohen [37]. В данной [37] работе рассмотрены «частотно-независимые» свойство фрактальных вибраторов с одинаковыми регулярными длинами, где они расположены в разных комбинациях.

Вышеотмеченные работы положили основу дальнейшего интенсивного исследования в области фрактальных антенн, а также их возможности в применении для различных технологий беспроводной связи. Во многих других работах использована фрактальная геометрия для разных типов антенн с целью улучшения их характеристик. В каждой из них авторы особо отмечают специфичность, преимущества или особенность по определенным параметрам. Особое внимание исследователей уделено на многодиапазонность полосы пропускания антенн [38-48], так как освоение новых частотных диапазонов является актуальной задачей из-за появления разных технологии и стандартов связи. Например, в [49] рассмотрена патч антенна с фрактальной формой для Bluetooth, UMTS, WLAN и WiMAX (рисунок 1.15). Показано, что наличие S-образного “ground plane” расширяет ширину полосы и улучшает импедансные характеристики (рисунок 1.16). В работе [50] авторы рассматривают антенну, которая по полосе пропускания охватывает следующие технологии: WLAN IEEE 802.11b, 802.15, PCS, GSM, DCS, IMT, UMTS и Wi-Fi, а также отмечают, что увеличение количество итераций способствует уменьшению значения

коэффициента отражения. В работах [51-59] описываются многодиапазонные полосковые антенны с различными фрактальными формами для технологии GSM-900 и GSM-1800, Zigbee и Wi-Fi. В работах [60, 61] рассмотрены полосковые GPS антенны с круговыми поляризациями, которые имеют маленькие размеры и хорошо соответствуют электродинамическим требованиям данной технологии.

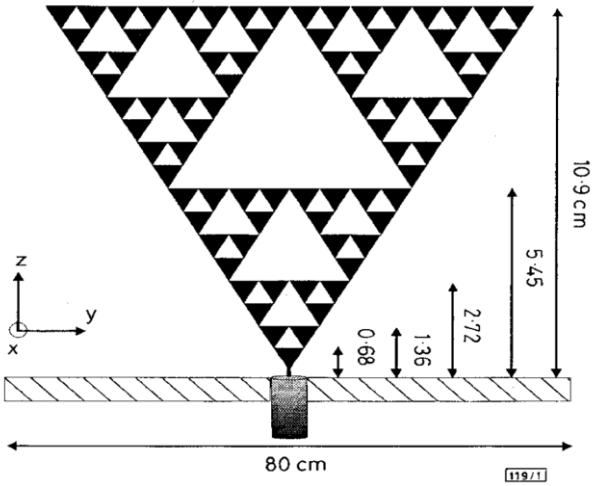


Рисунок 1.13 – Конструкция треугольника Серпинского с пятью резонансными частотами [35]

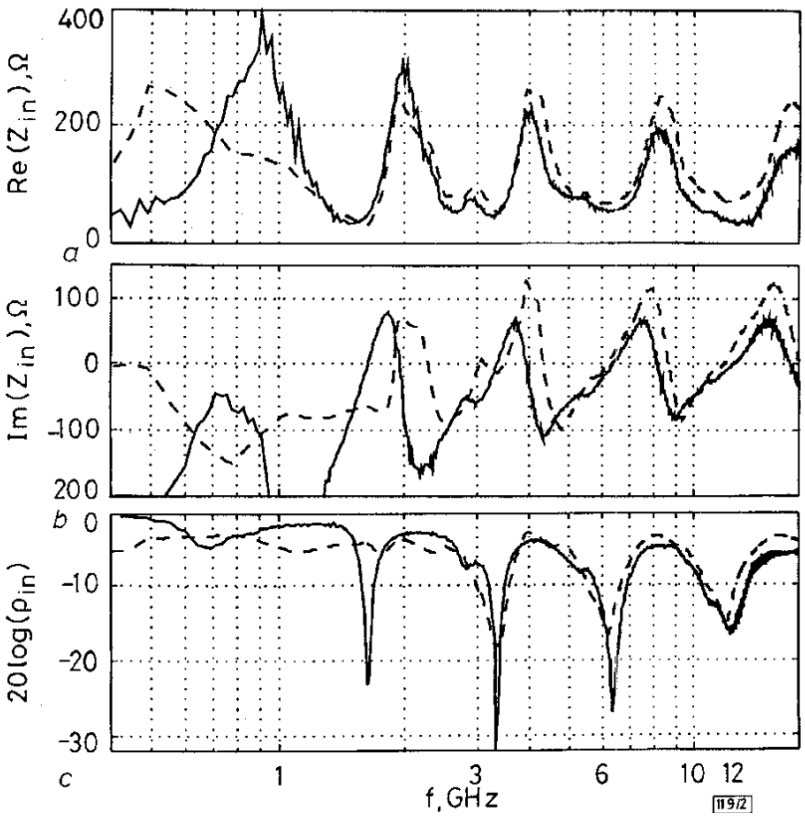


Рисунок 1.14 – Активное и реактивное составляющие антенны на базе треугольника Серпинского [35]

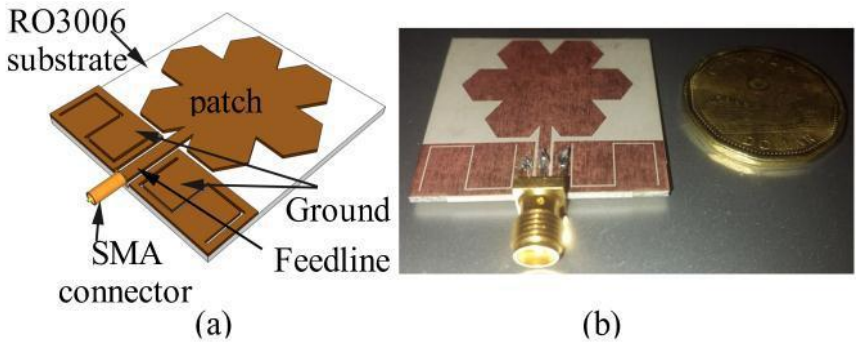


Рисунок 1.15 – Модель (a) и опытный образец (b) широкополосной фрактальной антенны [49]

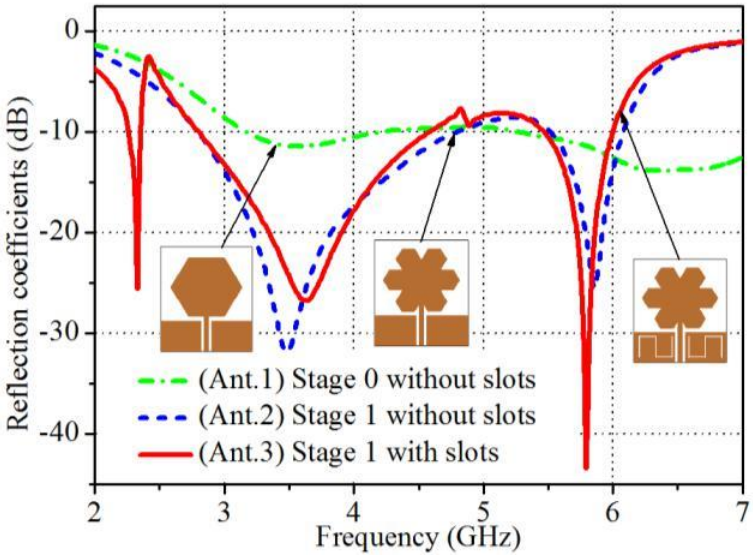
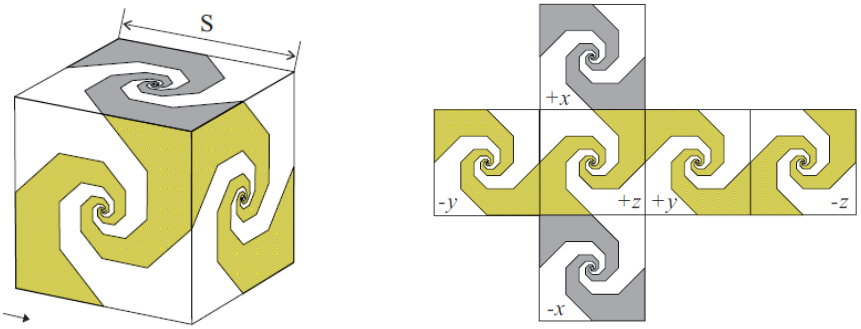


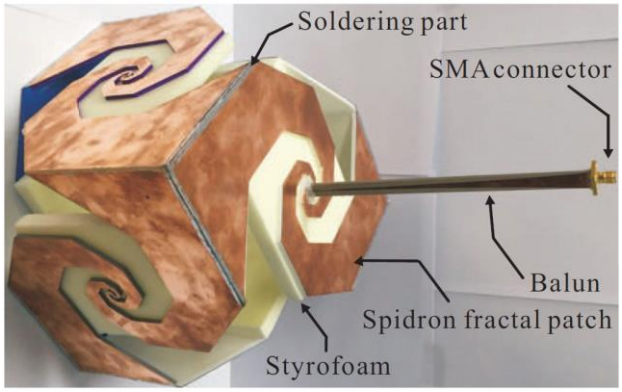
Рисунок 1.16 – Смоделированные коэффициенты отражения фрактальной антенны, изображенной на рисунке 1.15

Сверхширокополосная связь (UWB – Ultra wide band) представляет собой способ передачи информации, использующий высокочастотные импульсы с малой энергией [62]. В настоящее время преимущество данной технологий по скорости передачи данных по сравнению с узкополосной очевидно. Для такого вида связи необходимы соответствующие антенны, которые непрерывно покрывают от 2 ГГц до 10 ГГц по уровню мощности частотного диапазона. В работах [63-72] представлены сверхширокополосные фрактальные антенны в разных исполнениях. Особый интерес представляет работа [73], где спроектирована объемная антенна (3D куб) на основе «Спидрон» фрактала (рисунок 1.17). Полоса пропускания на уровне –10 дБ составляет 0,44 ГГц – 15,38 ГГц (рисунок 1.18), коэффициент усиления *G* варьируется в диапазоне 3,42 дБ – 9,29 dBi, диаграмма направленности является всенаправленной по всей полосе. Эти результаты показывают, что ширина полосы на уровне -10 дБ соответствует требованиям SWB (super-wideband). На рисунке 1.19 приведены

максимумы коэффициента усиления по частоте, где их значения варьируются от 3,42 dBi до 9,29 dBi.



(а) (б)



(с)

а-3D форма; б-в раскрытом виде; с- опытный образец

Рисунок 1.17 – Эскизы и форма антенны на базе фрактала «спидрон» [73]

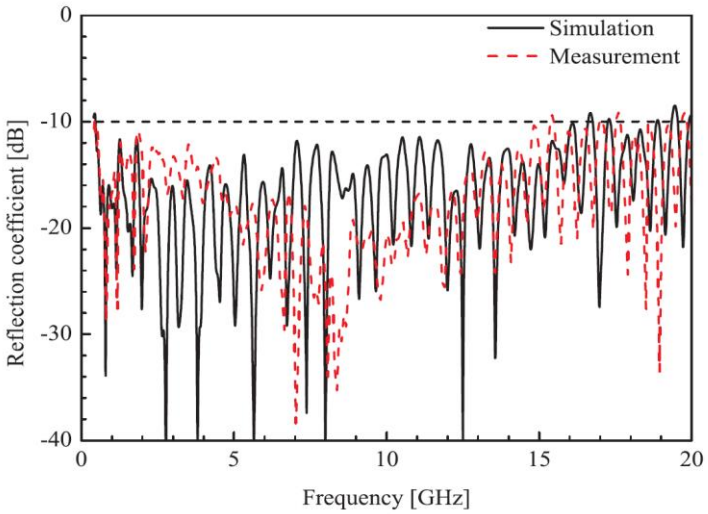


Рисунок 1.18 – Измеренный и смоделированный коэффициенты отражения по частоте антенны на базе фрактала «спидрон» в диапазоне 0,1-20 ГГц [73]

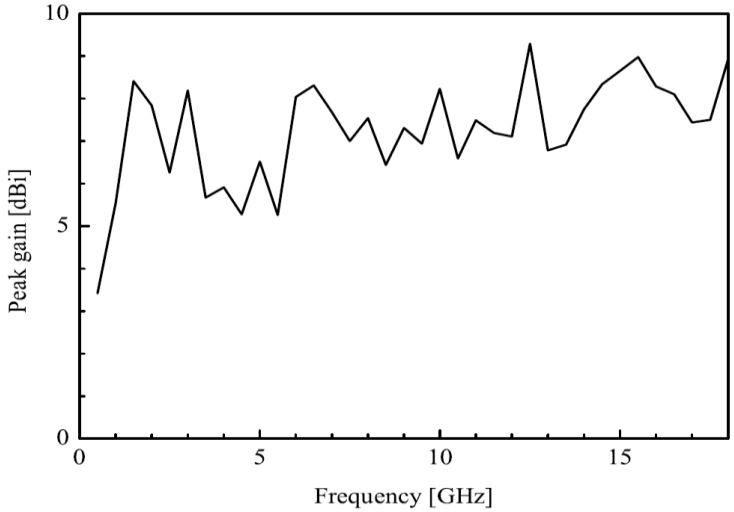


Рисунок 1.19 – Измеренные максимумы КУ антенны, изображенной на рисунке 1.17

Форма антенны, рассматриваемой в работе [74], состоит из двух портов и построена на базе множества Кантора и исполнена в виде патч для устройств системы когнитивного радио (рисунок 1.20). Авторы данной работы особо отмечают перестраиваемость конфигурации данной антенны и широкополосность, в пределах которой минимальный уровень коэффициента отражения –10дБ сохраняется в диапазоне от 2,7 ГГц до 10,6 ГГц (рисунок 1.21).

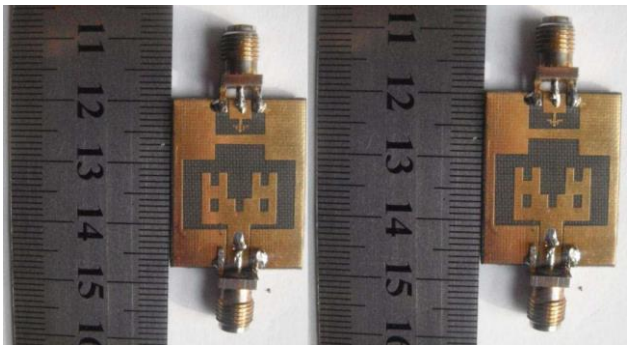


Рисунок 1.20 – Физическая модель антенны для системы когнитивного радиопередатчика [74]

Ярким примером линейной антенны, модифицированной фрактальной кривой, является антенна «волнового канала» или Яги-Уда. Классические Яги состоят из одного активного полуволнового вибратора и нескольких пассивных элементов (один – рефлектор, остальные – директоры) [75]. Антенны данного типа отличаются тем, что они имеют более направленные, узкие ширины ДН и высокие КУ. В работах [76, 77] рассматривается возможность создания подобных антенн на основе фрактальных кривых и описываются их особенности. Работа [78] посвящена разработке логопериодической антенны на

базе фрактала Коха для СВЧ диапазона (рисунок 1.22). Результаты данной работы показывают, что размеры антенны уменьшаются на 7% при первой итерации, на 26% – при второй итерации.

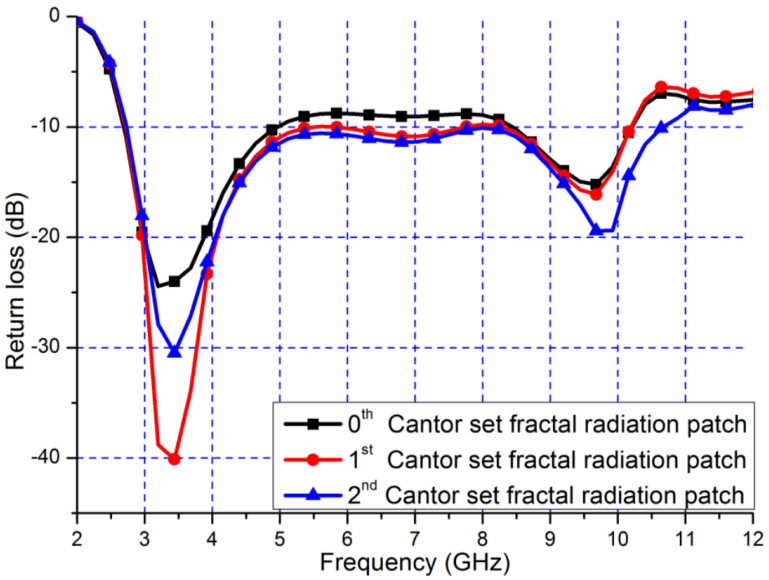


Рисунок 1.21 – Коэффициенты отражения СШП фрактальной антенны, изображенной на рисунке 1.20

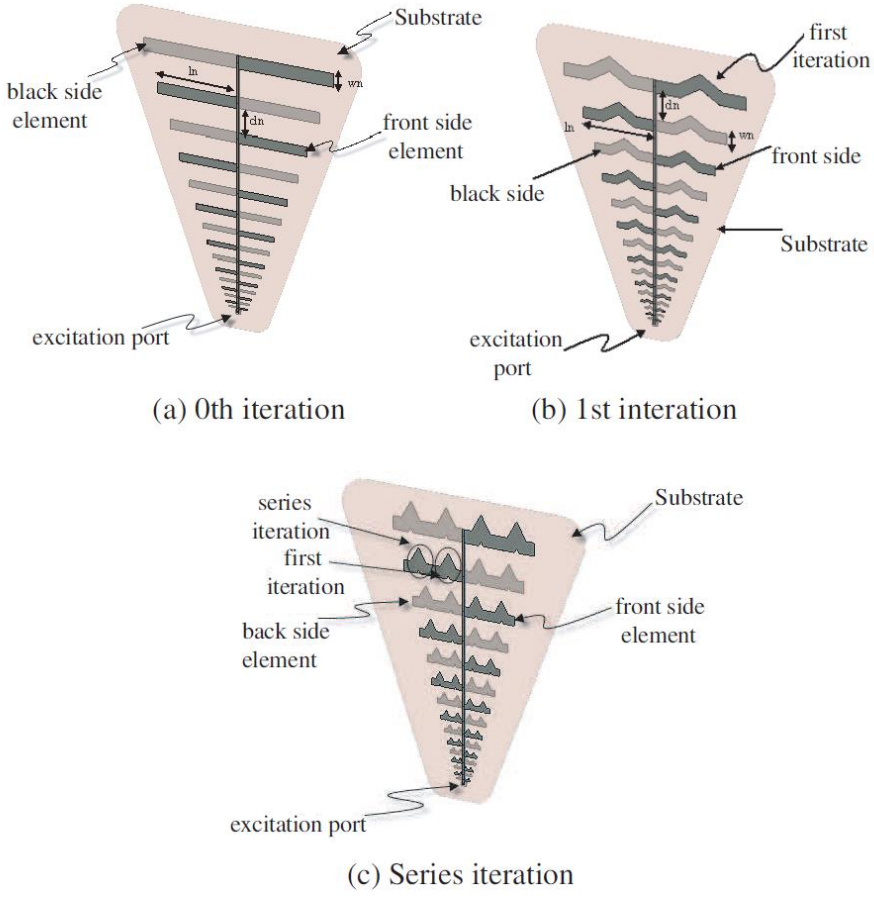
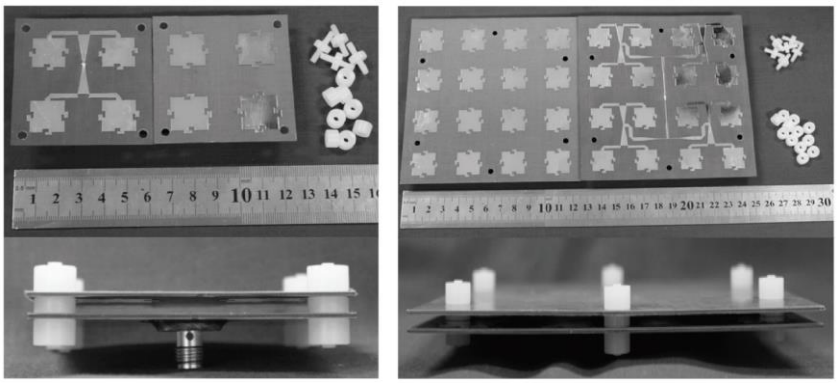


Рисунок 1.22 – Логопериодическая антенна на базе фрактала Коха до трех итерации [78]

Фрактальные кривые можно использовать в антенных решётках (АР). Принципиальной особенностью АР, состоящей из отдельных излучающих элементов, является возможность управления её ДН [79-81]. Для изменения ориентации луча достаточно изменить сдвиги фаз. Радиоволны, излучаемые каждой отдельной антенной суммируются для увеличения мощности, излучаемой в желаемых направлениях, подавляются в других направлениях. Как правило, чем больше число используемых отдельных элементов антенн, тем выше коэффициент усиления. В работах [82-88] исследованы подобные антенны с фрактальными элементарными излучателями. В работе [89] рассмотрен АР с формой фрактала Пеано в двух вариантах: прототипы с 2х2 и 4х4 элементами (рисунок 1.23). В статье приведены результаты основных характеристик: полосы пропускания – 24% и 19%, на рабочей частоте 5,8 ГГц КУ составили 13дБ и 18дБ, КПД – 91% и 90% соответственно (рисунок 1.24).



(а) (б)

а-с элементами 2х2; б-с элементами 4х4

Рисунок 1.23 – Опытные образцы антенных решеток на базе фрактала Пеано

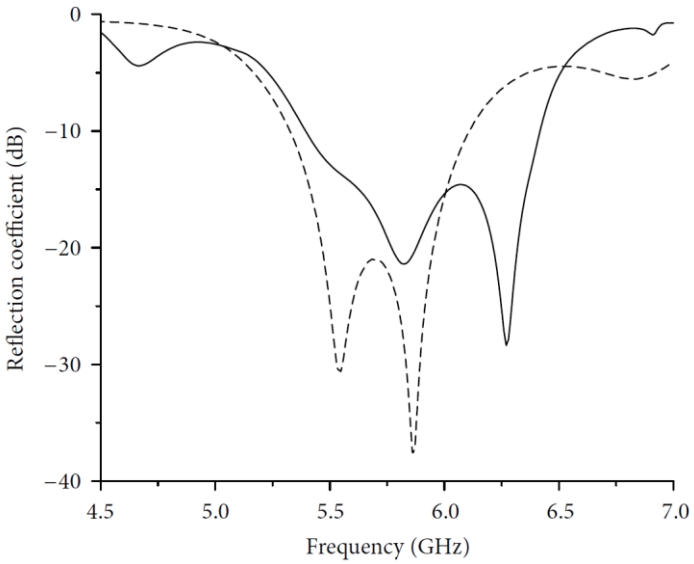
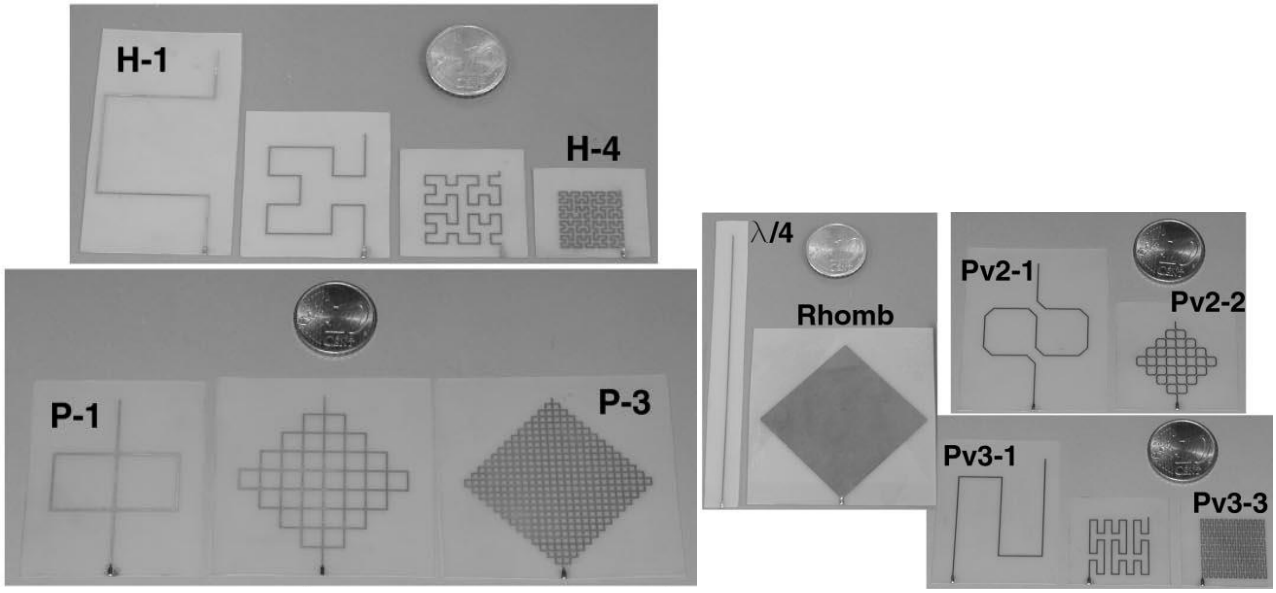


Рисунок 1.24 – Коэффициенты отражения антенных решеток 2х2 (штриховая линия) и 4х4 (сплошная линия).

Применение фрактальной структуры также помогает в решении проблемы миниатюризации антенн приемо-передающих устройств [7, 11, 16, 18, 19, 90-94]. В работе [95] описана гибкая компактная фрактальная антенна с размером 11x11мм для биомедицинских приложений, в [96, 97] – миниатюрные антенны для сверхширокополосных технологий. В работе [98] представлен модифицированный вид фрактала (dual-reverse-arrow fractal DRAW) на 40% меньше размера, чем треугольная патч антенна. Несмотря на очевидную эффективность фрактальной структуры для антенн в плане компактности и миниатюрности также существуют позиции, в которых их действенность вызывают сомнения. Например, в работе [99] проанализированы характеристики полосковых монопольных антенн с фрактальными кривыми, заполняющие пространство. Авторами отмечено, что эффективность миниатюрной монопольной антенны не может оцениваться только с точки зрения уменьшения его размера по сравнению со стандартным монополем, показано, что данный параметр интересен в некоторых приложениях, тогда как важными являются их добротность (параметр, определяющий ширину резонанса), эффективность излучения и несовместимость «пространство заполняющих» предфракталов для разработки эффективных миниатюрных антенн. Рассмотренные в данной [99] работе фрактальные множества имеют всенаправленную структуру, которая равномерно заполняет поверхность подложки-диэлектрика (рисунок 1.25).



(H1-H4) – фрактал Гильберта до четвертого поколения; (P1-P3) – фрактал Пеано до третьего поколения

Рисунок 1.25 – Изготовленные монополь антенны [99]

В современных высокоскоростных беспроводных локальных вычислительных сетях и др., существует необходимость повышения пропускной способности канала [100], где важным составляющим

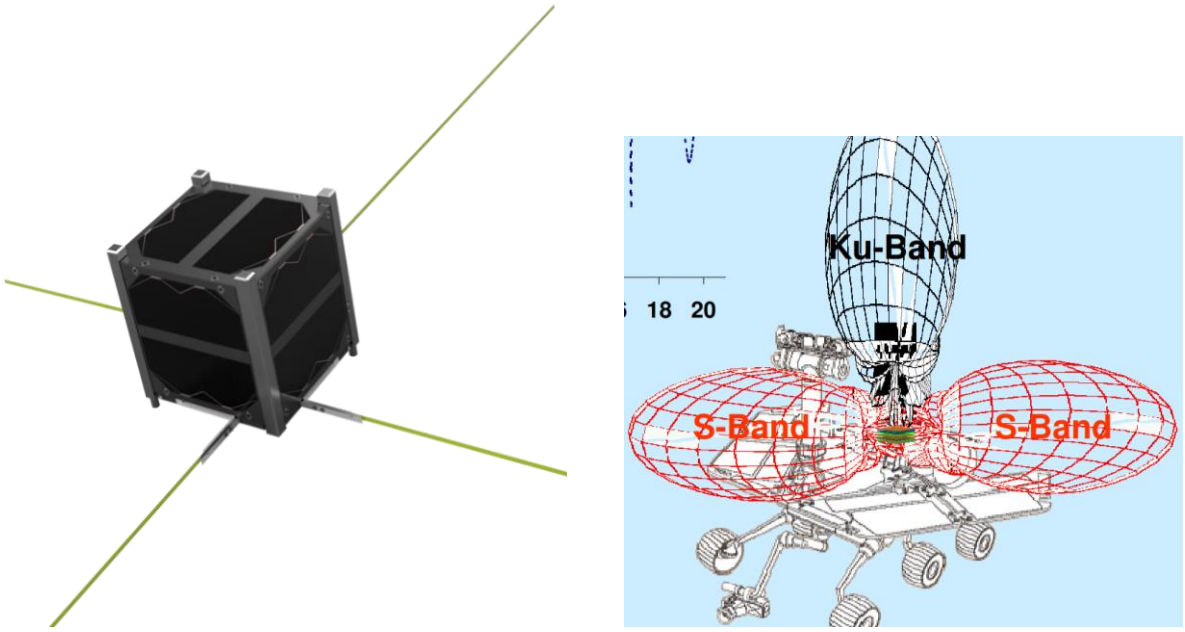
является полоса пропускания канала. Расширяя полосы частот спектра и за счет высокого уровня отношения сигнал-шум (SNR) можно увеличить пропускную способности канала. Однако, возможность применения таких методов ограничена из-за требований биологической защиты, ограниченной мощности приемо-передатчика и электромагнитной совместимости.

В последнее десятилетие антенная технология MIMO (multiple-input-multiple-output) начала широко применяться в технологиях беспроводной связи, особенно в комбинациях 2x2 и 4x4 (Wi-Fi роутерах) для связи четвертого поколения 101-105]. Также она является одним из важных элементов, которая получило название «massive MIMO» ещё нереализованной технологии пятого поколения. Передача и приём одной той же информации с помощью нескольких идентичных антенн позволяет уменьшить шумовые компоненты сигнала, а это, в свою очередь, даёт возможность увеличить пропускную способность канала связи. Подобные антенны, реализованные на основе фрактальных кривых выделяются особой эффективностью [106-109]. В работе [110] спроектирована фрактальная микрополосковая MIMO антенна размером 136 мм × 136 мм для 4G, 5G приложений и устройств диапазона C. Авторы работы [111] предлагают двухдиапазонную, компактную антенну для стандартов UMTS и LTE. Рассматриваемый в данной статье копланарный волновод разработан с помощью объединения фракталов Коха и Серпинского. Характеристики: 80% ширины полосы по сравнению с рабочей частотой 1,81–3,17 ГГц с компактным размером 25 × 35 мм.

Фрактальные антенны можно использовать и для малых спутников. Малые спутники составляют от одной десятой до одной сотой массы и стоимости обычных спутников. Хотя обычные спутники более мощные, с высокой скоростью передачи данных и предлагают лучшие частотные характеристики с точки зрения EIRP и G/T, но они очень дорогие и трудоемкие. Поэтому, в отрасли комических аппаратов наблюдается тенденция миниатюризации, так как малые спутники Земли являются оптимальным решением для задач некрупного масштаба. В свою очередь, развитие современных малых спутников обусловлено следующими причинами: финансовыми и политическими, а также технологическими достижениями в маломощной микро и наноэлектронике. Они могут значительно снизить стоимость миссии и сделать космос более доступным. Особенно спутники формата Cubesat [112-114] широко внедряются и успешно эксплуатируются в глобальной системе спасения, биологических исследованиях, оповещениях о глобальных пожарах в различных континентах земного шара. В данных аппаратах из-за маленького размера 10x10x10см (1U) усложняется расположение необходимых блоков и модулей, в том числе и антенны соответствующей по размеру, электрическим и частотным характеристикам [115]. Традиционные линейные штыревые диполь/монополь антенны, которые используются в действующих прототипах требуют дополнительных действий, автоматизации и ресурсы. Это в конечном итоге влияет на производительность самой системы. В настоящее время спутники формата CubeSat для частоты 420

МГц используют стандартные полуволновые ($\lambda/2$) вибраторы длиной 36 см, при размере 10х10см самого спутника. Можно сделать так, чтобы регулярная длина фрактальной антенны для этой же частоты составила всего 14 см. Данная длина антенны не превышает размеров спутника при ее диагональном расположении [116].

Обзор последних разработок в данной сфере показал, что антенные конструкции на основе геометрических фракталов имеют размер, геометрию и характеристики, соответствующие стандартам структуры и требованиям малых спутников [117, 118]. Фрактальная геометрия в плане миниатюризации позволяет реализовать антенны в минимальных размерах с улучшением их характеристик. В работе [116] использован второй предфрактал «квадратного Коха» в виде патч диполь антенны для спутников малого размера, что подтверждает эффективность фрактальных антенн в технологическом и конструктивном плане.



(а) (б)

а – штыревая монополь антенна для CubeSat [112]; б – ДН антенны планетохода [119]

Рисунок 1.26 – Антенны космических аппаратов

В [119] приведён обзор используемых антенных технологий для приложений NASA (National Aeronautics and Space Administration), в том числе технологии для будущих миссий и их разработки для космических, наземных аппаратов. Автор Miranda Felix A. отмечает необходимость компактной антенны с диаграммами направленности, которые строго взаимно перпендикулярны по направлению максимального излучения на разных

резонансных частотах. На рисунке 1.26 приведена ДН такой антенны из [119] для планетаходов «Земля-Земля» (surface-to-surface) при частотном диапазоне S и «Земля-Орбита» (surface-to-orbit) при Ku. Антенны с такими характеристиками могут применяться для технологий беспроводной связи в различных отраслях, где осуществляются связь непосредственно между аппаратами и станциями в отдельных частотах. Одним из таких является глобальный спутниковый интернет, который реализуется с помощью сети низкоорбитальных спутников в диапазонах Ka, Ku и V.

1.4 Выводы по разделу

В данном разделе приведены основные закономерности и особенности фрактальной геометрии и их разновидности. Сделан краткий обзор современных работ, посвященных исследованию энергетических характеристик фрактальных антенн разного исполнения, в виде проволочный, патч (полосковый) антенны, антенной решетки и MIMO. Авторами отмечены специфичность (малогабаритность, многодиапазонность, относительная широкополосность) определенного вида фрактала и антенны, созданной на базе рассматриваемых ими кривых.

Для исследования выбор фрактального множества не представляет каких-либо сложностей, так как спектр фрактальных множеств достаточно широк – множество Мандельброта, Юлия, салфетка Серпинского, снежинка Коха, древо Кейли, двойной дракон, фрактал Минковского и Канторова пыль. Все они характеризуются дробной размерностью и самоподобием. Но, ни в одной работе не встречается сопоставление фрактальных антенн между собой. Поэтому, возникает необходимость выявления и создания более эффективных антенн на основе фрактала по электродинамическим, частотным и электрическим характеристикам и оптимальных по размеру. Также в этом разделе рассмотрен более подробно предлагаемый анизотропный фрактал и его аналитическое описание. Показана особенность построения его с помощью формулы, где основной функцией является функция Хэвисайда, тогда как классические, часто используемые в качестве базы для антенн другими исследователями кривые Коха и Минковского строятся только рекурсивным алгоритмом.

Из анализа литературы по фрактальным антеннам можно сделать вывод, что на сегодняшний день не существует строгой электродинамической теории, объясняющей необычные свойства структур, построенных на основе фрактальных множеств. Но все попытки использовать геометрические фракталы в реальных задачах по разработке компактных антенн подразумевают под собой ограничение числа итераций построения фрактала, что по сути означает использование предфрактала, где под предфракталом следует понимать структуру или множество, имеющее свойство самоподобия в конечном масштабе. Также анализ исследований показал, что можно обобщить преимущества фрактальной технологии следующим образом:

– фрактальные кривые полезны для получения широкодиапазонные антенны;

– размер фрактала важен для проектирования небольших антенн в различных технологиях связи;

– самоподобие полезно при проектировании многочастотных антенн и применяется при проектировании многоканальных антенн и массивов.

В целом, термин «технология фрактальной антенны» используется для описания техник антенн, которые основаны на таких математических концепциях, которые позволяют получить антенны нового поколения с некоторыми характеристиками, которые раньше считались невозможными.

2 ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

Для систем беспроводной связи антенна является одним из наиболее важных компонентов. Антенна необходима для излучения и приёма сигналов, и, следовательно, ее характеристики являются ключом к работе всей радиосистемы. Если характеристики антенных устройств плохие, это ограничит производительность всей системы, поэтому увеличение их производительности очень важна. Понимание базовой теории антенн поможет получить максимум от любой антенной системы.

На основании геометрической структуры антенны могут быть классифицированы на линейные антенны, антенны апертурного типа, микрополосковые антенны, антенные решетки, отражающие антенны, линзовые антенны. Есть несколько основных тем, которые являются общими для всех типов антенн и которые являются частью базовой теории антенн. В этой главе представлены основные теоретические принципы работы антенн. В качестве примеров анализа антенны, основные её параметры и характеристики излучения получены для дипольных антенн, так как в радио и телекоммуникациях дипольная антенна является наиболее широко используемым классом антенн. Электрический размер антенны – это физический размер, определенный относительно длины волны. Далее рассмотрим основные характеристики дипольных антенн.

2.1 Характеристики и показатели качества антенн

2.1.1 Основные соотношения

Антенна представляет собой устройство для преобразования электромагнитного излучения в пространстве в электрические токи в проводниках или наоборот, в зависимости от того, как он используется для приёма или передачи, соответственно. Обычно легче рассчитать свойства передающих антенн, поэтому существующая теория антенн построена вокруг таких антенн, но принцип взаимности позволяет использовать их и для приёмных антенн, так как большинство характеристик передающей антенны (например, ее диаграмма направленности (ДН)) остаются неизменными, когда антенна используется для приёма.

Теория даёт возможность описать и определить базовые параметры антенн такие, как ДН, сопротивление излучения, входное сопротивление антенн, которые вытекают из уравнений Максвелла:

$$rot\,\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \tag{2.1}$$

$$rot\,\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \tag{2.2}$$

$$div\,\vec{B} = 0, \tag{2.3}$$

$$div\,\vec{D} = \rho, \tag{2.3}$$

где *rot* – векторный оператор, который описывает вращение трехмерного

векторного поля, $\vec{j}$ – вектор плотности тока, $\partial\vec{D}/\partial t$ – производная по времени вектора электрического смещения $\vec{D}$, $\partial\vec{B}/\partial t$ – производная по времени вектора магнитной индукции $\vec{B}$, $div\,\vec{D}$ – так называемая плотность источника, а ρ – плотность заряда. Уравнение (2.1) является законом Ампера, в основном утверждает, что любое изменение электрического поля с течением времени вызывает магнитное поле. Уравнение (2.2) является законом индукции Фарадея, который описывает, что любое изменение магнитного поля во времени вызывает электрическое поле. Два других уравнения относятся к закону Гаусса. (2.3) утверждает, что любое магнитное поле является соленоидом и (2.4) определяет, что ток смещения через поверхность равен инкапсулированному заряду. Из уравнений Максвелла и так называемых материальных уравнений

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E},\ \vec{j} = \sigma \cdot \vec{E},\ \vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \tag{2.5}$$

можно вывести дифференциальное уравнение второго порядка

$$rot\ rot\vec{F} + \sigma\mu\frac{\partial\vec{F}}{\partial t} + \mu\varepsilon\frac{\partial^2\vec{F}}{\partial t^2} = 0, \tag{2.6}$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды, σ – электропроводность материала, μ – проницаемость материала и $\vec{F}$ обозначает $\vec{E}$ или $\vec{H}$. Если предположить, что проводимость среды, в которой распространяется волна, очень мала ($\sigma \to 0$) и если ограничить все сигналы синусоидальными сигналами с угловой частотой ω, можно получить волновое уравнение:

$$rot\ rot\vec{F} - \omega^2\mu\varepsilon\vec{F} = 0. \tag{2.7}$$

Простейшее решение этого уравнения известно как плоская волна, распространяющаяся в однородном пространстве без потерь. Для этой волны применяется следующее условие: векторы напряженности электрического и магнитного поля перпендикулярны друг другу и взаимно к направлению распространения. Следовательно, напряженность электрического и магнитного полей связана друг с другом через сопротивление свободного пространства $E = Z_0 \cdot H,\ Z_0 = 120\pi\Omega \approx 377\Omega$.

Передающая антенна преобразует выходную радиочастотную энергию, создаваемую радиопередатчиком, в электромагнитное поле, излучаемое в пространстве. Приёмная антенна полностью изменяет этот процесс. Она преобразует электромагнитное поле в радиочастотную энергию, которая передается на радиоприемник. С математической точки зрения этот подход даёт всё необходимое для решения задач, однако в некоторых случаях получить точные решения весьма сложно, а иногда невозможно. Поэтому приближенные решения к реальным значениям во многих случаях являются достаточными для технических применений.

Длина волны синусоидальной формы волны, движущейся с постоянной скоростью, $\lambda = \frac{v}{f}$, $v = c_0 \approx 300\,000$ км/сек. Расстояние от антенны, где выполняются условия дальнего поля, зависит от размеров антенны по отношению к длине волны. Для антенн меньшего размера (например, полуволнового диполя) волновые фронты, излучаемые от антенны, становятся почти параллельными на гораздо более близком расстоянии по сравнению с электрически большими антеннами. Хорошим приближением для небольших антенн является то, что условия дальнего поля достигаются при $r = 2 \cdot \lambda$. Для более крупных антенн (отражающих антенн или антенных решеток), где размеры антенны L значительно больше по сравнению с длиной волны $L>>\lambda$, применяется приближение для дальнего поля $r \approx 2L^2/\lambda$.

Условия свободного пространства требуют прямой видимости между двумя задействованными антеннами. Следовательно, на пути между ними не должно быть никаких препятствий. Кроме того, чтобы избежать большинства эффектов, вызванных наложением прямых и отраженных сигналов, необходимо, чтобы первый эллипсоид Френеля (рисунок 2.1) был полностью свободен от препятствий.

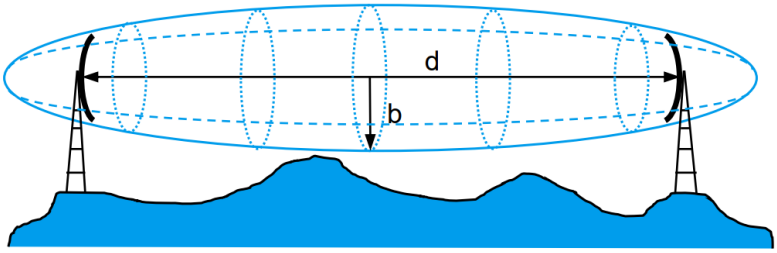


Рисунок 2.1 – Первый эллипсоид Френеля

Первый эллипсоид Френеля определяется как вращательный эллипсоид с двумя антеннами в его фокусных точках. Внутри этого эллипсоида разность фаз между двумя потенциальными путями составляет менее половины длины волны. Радиус b в центре эллипсоида можно рассчитать по формуле $b = 17{,}32\sqrt{\frac{d}{4f}}$, где b – радиус в м, d – расстояние между передатчиком и приемником, в км, а f – частота в ГГц.

2.1.2 Анализ характеристик излучения антенн

Поляризация антенны определяется направлением электрического поля $\vec{E}$. Различают 3 типа поляризаций. Линейная поляризация – вектор поля изменяется только по величине. Круговая поляризация – величина вектора поля постоянна, но направление изменяется и вращается вокруг направления распространения. Эллиптическая поляризация – величина и направление вектора поля изменяется, а его положение пика может быть описано эллиптическим уравнением. Когда однопроводная антенна извлекает (принимает) энергию из проходящей радиоволны, достигается максимальный

эффект углов, если антенна ориентирована в том же направлении, что и компонент электрического поля. Вертикальная антенна принимает вертикально поляризованные волны, а горизонтальная антенна принимает горизонтально поляризованные волны. Если поле вращается при движении волн в пространстве, существуют как горизонтальные, так и вертикальные компоненты поля, и волна эллиптически поляризована. Несоответствие поляризации возникает, когда поляризация приёмной антенны не равна поляризации входящей волны. На рисунке 2.2 дан обзор несоответствия поляризации и связанных потерь, налагаемых на принимаемый сигнал. Здесь V означает вертикальную, H – горизонтальную, LHC – левую круговую поляризацию и RHC – правую круговую поляризацию. Потери, возникающие при попытке приема линейно поляризованного сигнала с помощью антенны с круговой поляризацией, составляют 3 дБ (то же самое наоборот) – обычно этим можно пренебречь. Наиболее критичным является случай, когда используется поляризация ортогональной антенны, потому что затухание теоретически возрастает за все пределы. На практике большинство антенн имеет ограниченную развязку поляризации, так что потеря в реальности никогда не достигнет бесконечности.

Самая простая антенна – это изотропный излучатель (рисунок2.3), которого на практике не существует, но который представляет собой превосходную теоретическую модель. Изотропный излучатель, который является безразмерной точкой в пространстве, генерирует волны со сферическими волновыми фронтами, которые излучаются равномерно во всех направлениях. Когда к нему применяется идеально согласованная мощность передатчика P_s, то на расстоянии r это приводит к плотности излучения $S = P_s/4\pi r^2$. Плотность излучения (часто также известную как плотность мощности) также может быть определена в дальней зоне как произведение напряженности электрического и магнитного полей $S = E \cdot H$.

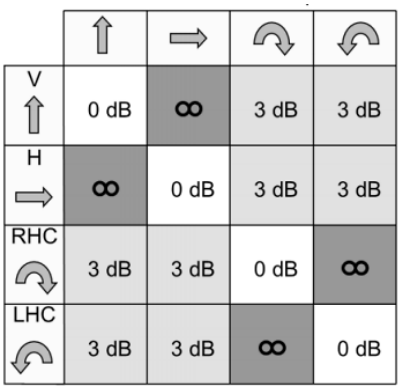


Рисунок 2.2 – Возможные потери из-за несоответствия поляризации

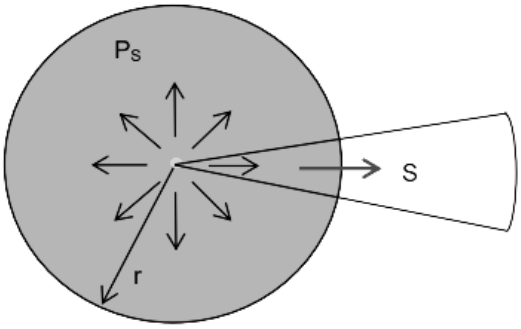
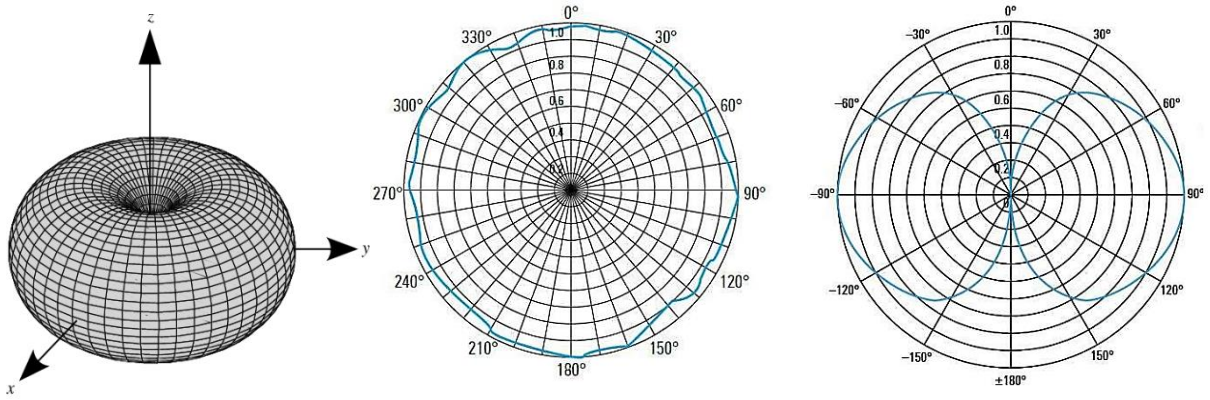


Рисунок 2.3 – Изотропный излучатель

Радиосигналы, излучаемые антенной, формируют электромагнитное поле с определенной диаграммой направленности в зависимости от типа используемой антенны. Эта диаграмма излучения показывает характеристики направленности антенны. Вертикальная антенна излучает энергию одинаково во всех направлениях (всенаправленная), горизонтальная антенна в основном двунаправленная, а однонаправленная антенна излучает энергию в одном направлении. Тем не менее, шаблоны обычно искажаются из-за соседних препятствий или особенностей местности. Таким образом, ДН важнейшая характеристика антенны, описывает угловую зависимость поля антенны в дальней зоне. Электрически короткий диполь в свободном пространстве имеет трехмерную ДН, показанную на рисунке 2.4*а*, с нулями в направлении оси антенны. Часто используют ДН в виде раздельных зависимостей амплитуды, фазы и поляризации поля от угловых координат. Горизонтальная диаграмма (рисунок 2.4*б*) показывает напряженность поля как функцию азимутального угла ϕ с фиксированным ϑ (обычно ϑ = 90 °). Вертикальная диаграмма (рисунок 2.4*в*) показывает напряженность поля как функцию ϑ для фиксированного значения ϕ (обычно ϕ = +/- 90° или 0°/180°).



(а) (б) (в)

а-3D нормализованная амплитудная диаграмма направленности; б-горизонтальная; в-вертикальная диаграммы

Рисунок 2.4 – Диаграмма направленности элементарной антенны

ДН реальных антенн имеет многолепестковый характер. Из ДН можно получить следующие дополнительные параметры (рисунок 2.5):

– уровень боковых лепестков, который является мерой отношения между главным лепестком и верхним боковым лепестком; он влияет на качество электромагнитной совместимости с ближайшими радиоэлектронными системами;

– ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности (HPBW) – это угол между двумя точками в главном лепестке диаграммы направленности антенны, которые ниже максимума на 3 дБ. Обычно он

определяется для обеих основных схем плоскостей;

– относительный уровень бокового лепестка – это отношение амплитуды напряжённости поля в направлении максимума бокового лепестка к амплитуде напряжённости поля в направлении максимума главного лепестка.

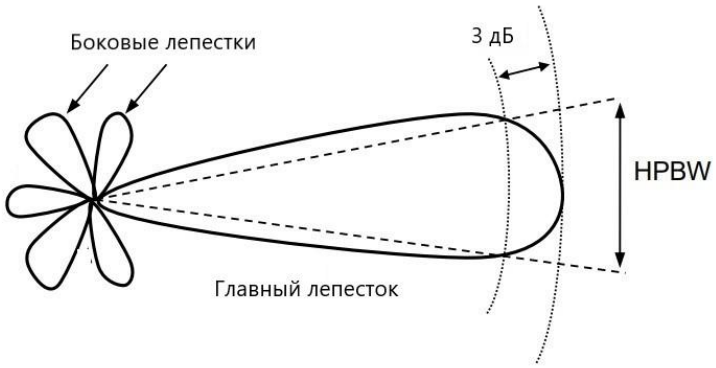


Рисунок 2.5 – Дополнительные параметры в диаграмме направленности

Коэффициент направленного действия (КНД) D определяется как отношение интенсивности $F_{\max}$ излучения, полученной в основном направлении излучения, к интенсивности излучения F_i, которая будет генерироваться изотропным излучателем без потерь с той же излучаемой мощностью P_t. Интенсивность излучения может быть заменена плотностью потока мощности, представленной вектором Пойнтинга $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$, где $\vec{S}$ перпендикулярно $\vec{E}$ и $\vec{S}$ и $\vec{E}$ перпендикулярно $\vec{H}$ в дальней зоне. Плотность потока мощности измеряется на одинаковом расстоянии r от антенн, тогда $D = F_{max}/F_i, \quad F_i = P_t/4\pi$.

В соответствии с КНД коэффициент усиления G представляет собой отношение интенсивности $F_{\max}$ излучения, полученной в основном направлении излучения, к интенсивности излучения F_{i0}, которая генерируется изотропным излучателем без потерь с той же входной мощностью P_{t0}

$$G = F_{max}/F_{i0}, \quad F_{i0} = P_{t0}/4\pi. \tag{2.8}$$

В отличие от КНД, коэффициент полезного действия (КПД) антенны учитывается в приведенном выше уравнении, поскольку

$$G = \eta \cdot D. \tag{2.9}$$

Для антенны с КПД η = 100% это означает, что усиление и направленность равны. На практике это вряд ли имеет место, поэтому усиление, которое можно легко определить во время измерений, является наиболее часто используемым параметром. Усиление и направленность часто выражаются в логарифмической форме:

$$g(dB) = 10 \lg G \text{ или } g(dB) = 10 \lg D.$$

Хотя определение усиления предполагает идеальное согласование между антенной и подключенным кабелем, а также приёмником или передатчиком, на практике это происходит редко. То, что измеряется в неидеально согласованной установке, называется практическим усилением антенны. Коэффициент усиления можно определить по практическому коэффициенту по следующей формуле:

$$G = G_{\text{практ}} \frac{1}{1-|r|^2}, \tag{2.10}$$

где величина несоответствия выражается величиной коэффициента отражения r.

Одним из наиболее значимых параметров антенны является ее входное сопротивление:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}. \tag{2.11}$$

Это полное сопротивление, присутствующее в точке питания антенны. Его действительная часть R_{in} может быть разделена на сопротивление излучению R_R и сопротивление потерь R_L: $R_{in} = R_R + R_L$. Довольно часто указывается точка питания антенны, а также часто максимальный ток. Две точки совпадают для некоторых, но далеко не для всех типов антенн. Мнимая часть X_{in} входного сопротивления исчезает, если антенна работает в резонансе. Электрически очень короткие линейные антенны имеют емкостные значения импеданса ($X_{in} < 0$), тогда как электрически слишком длинные линейные антенны могут быть распознаны по их индуктивной мнимой части ($X_{in} > 0$).

Номинальное сопротивление (импеданс) Z_n – это эталонная величина. Обычно определяется как характеристическое сопротивление кабеля антенны, которому должен соответствовать импеданс антенны (как правило, $Z_n = 50$ Ом). Если импеданс антенны не равен импедансу кабеля и/или импедансу передатчика, возникает отражение. Эффект этой неоднородности лучше всего описан для случая передачи, когда часть мощности отражается и, следовательно, не достигает антенны. Однако то же самое произойдет с принимаемой мощностью от антенны, которая не полностью достигает приемника из-за несоответствия, вызванного той же неоднородностью. Для оптимальной работы импеданс передатчика Z_S должен соответствовать входному сопротивлению антенны Z_{in}. Максимальная мощность может передаваться только в том случае, если полное сопротивление передатчика является комплексным сопряжением полного сопротивления антенны и наоборот. Таким образом, применяется условие сопоставления $Z_{in} = Z_s^*$, где $Z_s = R_s + jX_s$. Если условие для согласования не выполняется, то некоторая мощность может отражаться обратно, и это приводит к созданию стоячих волн, которые характеризуются параметром, называемым коэффициентом стоячей волны напряжения (VSWR). VSWR определяется как отношение максимального и минимального напряжения на линии электропередачи. Однако также возможно рассчитать VSWR из токов или уровней мощности.

Другим параметром, тесно связанным с VSWR, является коэффициент отражения r. Он определяется как отношение амплитуды отраженной волны $V_{отр}$ к амплитуде падающей волны $V_{пад}$. Он связан с VSWR как $s = \frac{1+|r|}{1-|r|}$. Возвратные потери a_r выводятся из коэффициента отражения как логарифмическая мера:

$$a_r = -20\lg|r| = -20\lg\left(\frac{V_{\text{отр}}}{V_{\text{пад}}}\right) = -10\ \lg\left(\frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{пад}}}\right). \quad (2.12)$$

Таким образом, на самом деле существует несколько физических параметров для описания качества согласования импедансов; они могут быть просто преобразованы из одного в другой по мере необходимости.

Коэффициент антенны (часто также называемый коэффициентом преобразования) определяется как отношение напряженности электрического поля и измеренного выходного напряжения в точке его подачи:

$$K = \frac{\text{Напряженность электрического поля}}{\text{Выходное напряжение при 50 Ом}}. \quad (2.13)$$

Он используется в приемниках для отображения напряженности поля вокруг антенны, а не уровня напряжения сигнала. Часто более удобно использовать коэффициент антенны в логарифмической форме: $k = 20\lg K$. Типичные значения коэффициента антенны обычно указываются в документации антенны - либо в виде таблицы, либо в графическом формате. Если антенна была откалибрована, точные значения коэффициента антенны указаны в документе о калибровке антенны. Единица измерения логарифмической формы коэффициента антенны – дБ/м. В то время как для измерений напряженности поля в качестве характеристического значения антенны обычно используется коэффициент антенны, преобладающими терминами в общей конструкции антенны являются КУ и КНД. Поэтому часто оказывается полезным знать отношение $K = 9{,}73/\lambda \cdot \sqrt{G}$ для преобразования между коэффициентом антенны и практическим усилением, которое в логарифмической форме определяется как:

$$k = -29{,}8dB + 20\log\left(\frac{f}{MHz}\right) - g. \quad (2.14)$$

Полоса пропускания антенны (BW) определяется как диапазон используемых частот, в которых рабочие характеристики антенны по некоторым характеристикам соответствуют заданному стандарту. Параметр, наиболее часто принимаемый во внимание здесь, является согласованием импеданса (т.е. VSWR<1,5), но другие параметры, такие как усиление или уровень боковых лепестков, также могут здесь служить критериями полосы пропускания. Для широкополосных антенн определяется соотношение самой высокой и самой низкой используемых частот. Соотношение 2:1 называется

октавой, соотношение 10:1 – декадой.

$$BW = f_H / f_L, \tag{2.15}$$

где f_H – самая высокая используемая частота, а f_L – самая низкая полезная частота. Антенна является широкополосной, когда BW равна или больше 2. Существует также другое определение ширины полосы, которое действительно только для узкополосных антенн:

$$BW \text{ (в \%)} = \left(\frac{f_H - f_L}{f_C}\right) \cdot 100, \tag{2.16}$$

где f_C – центральная частота. Значения здесь могут варьироваться от 0 до 200% – на практике это определение используется только примерно до 100%.

2.2 Модель дипольной антенны и ее излучение

Дипольные антенны являются наиболее фундаментальной формой антенны, которая может быть реализована. Элементарным диполем (или вибратором Герца) называют тонкий проводник длиной dl, который меньше длины волны λ, вдоль которого амплитуда и фаза тока неизменны [120]. На рисунке 2.6*а* показано распределение тока в таких излучателях, и оно может быть получено теоретически, например, если между конечными точками диполя создать достаточную ёмкость.

Запишем выражения для комплексных амплитуд напряженности поля, создаваемого электрическим элементарным диполем, расположенным в изотропной среде (без потерь) вдоль оси z (рисунок 2.6*б*) на произвольном расстоянии r, которое намного больше, чем длина диполя:

$$dE_\theta = \frac{Z_B k^2}{4\pi}\left[-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3}\right] \sin\theta j e^{-jkr} Idz, \tag{2.17}$$

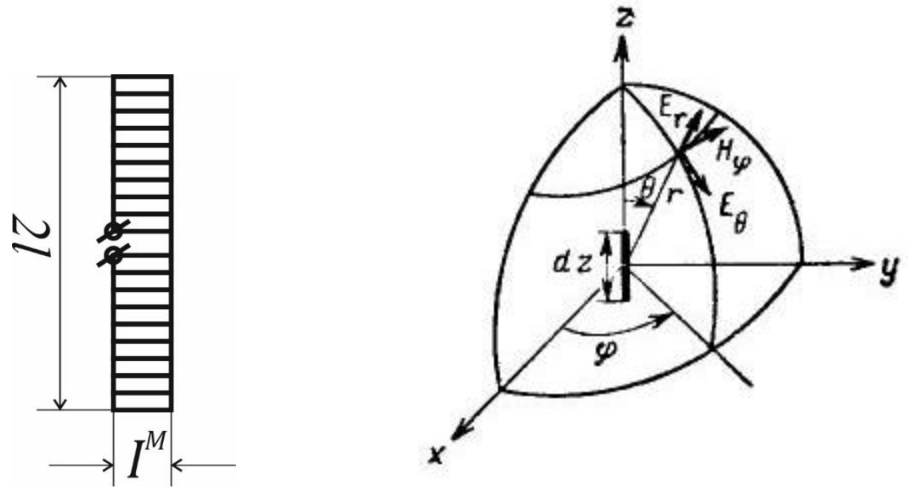
$$dE_r = \frac{Z_B k^2}{2\pi}\left[\frac{1}{(kr)^2} + \frac{j}{(kr)^3}\right] \cos\theta j e^{-jkr} Idz, \tag{2.18}$$

$$dH_\varphi = \frac{k^2}{4\pi}\left[\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2}\right] \sin\theta j e^{-jkr} Idz, \tag{2.19}$$

$$E_\varphi = H_r = H_\theta = 0, \tag{2.20}$$

где dE_θ и dE_r – меридиональная и радиальная составляющие напряженности электрического поля, В/м, соответственно; dH_φ – азимутальная составляющая напряженности магнитного поля, А/м; I – комплексная амплитуда тока, А; dz – длина диполя, м; Idz – момент тока диполя; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ_0 – длина волны в свободном пространстве; ε и μ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; Z – волновое

сопротивление среды, Ом; ε_a и μ_a – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; je^{-jkr} – фазовый множитель.



(а) (б)

а-распределение тока по длине элементарного электрического диполя; б-система координат и взаимное расположение векторов поля для электрического диполя.

Рисунок 2.6 – Расположение векторов поля для электрического диполя в дальней зоне [120]

При изучении антенн, расположенных в непоглощающих средах, в большинстве случаев необходимо знать только составляющие поля в дальней зоне, для которой $r \gg \lambda$. В этом случае остается только одна меридиональная составляющая электрического поля и азимутальная составляющая магнитного поля, определяемые выражениями:

$$dE_\theta = \frac{Z_B k \sin\theta}{4\pi r} je^{-jkr} = \frac{Z_B k I dz \sin\theta}{2\lambda r} je^{-jkr} Idz, \qquad (2.21)$$

$$dH_\varphi = \frac{k \sin\theta}{4\pi r} je^{-jkr} = \frac{Idz \sin\theta}{2\lambda r} je^{-jkr} Idz = \frac{dE_\theta}{Z_B}. \qquad (2.22)$$

Векторы ***E*** и ***H*** изменяются во времени с частотой тока в диполе и совпадают по фазе. При этом, вектора Пойнтинга и его мгновенное значение не меняются в одном направлении от излучателя в окружающее пространство. Энергия освобождается от антенны, распространяясь в свободном пространстве со скоростью света. Зона излучения, которая распространяется электромагнитная волна называют «дальней зоной».

Взаимное расположение векторов ***E*** и ***H*** показано на рисунке 2.7. Они лежат в плоскости, перпендикулярной направлению на источник излучения: вектор ***E*** лежит в плоскости, проходящей через ось диполя, а вектор ***H*** – в

плоскости, параллельной плоскости $x0y$. Такая картина поля является характерной для поперечной электромагнитной волны.

Выражения (2.21) и (2.22) показывают, что напряженность поля при заданной длине волны пропорциональна длине диполя dz, току I и обратно пропорциональна первой степени расстояния r. Это означает, что данная зависимость от расстояния является характерной для сферический волны в дальней зоне при распространении в среде без потерь. Множитель $exp(jkr)$ свидетельствует о том, что фаза поля во всех направлениях r, независимо от угла θ, меняется по линейному закону, т.е. волновые поверхности (поверхности равных фаз) являются сферическими.

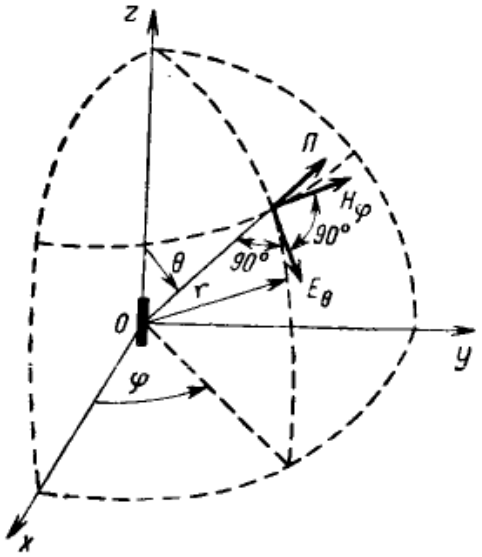
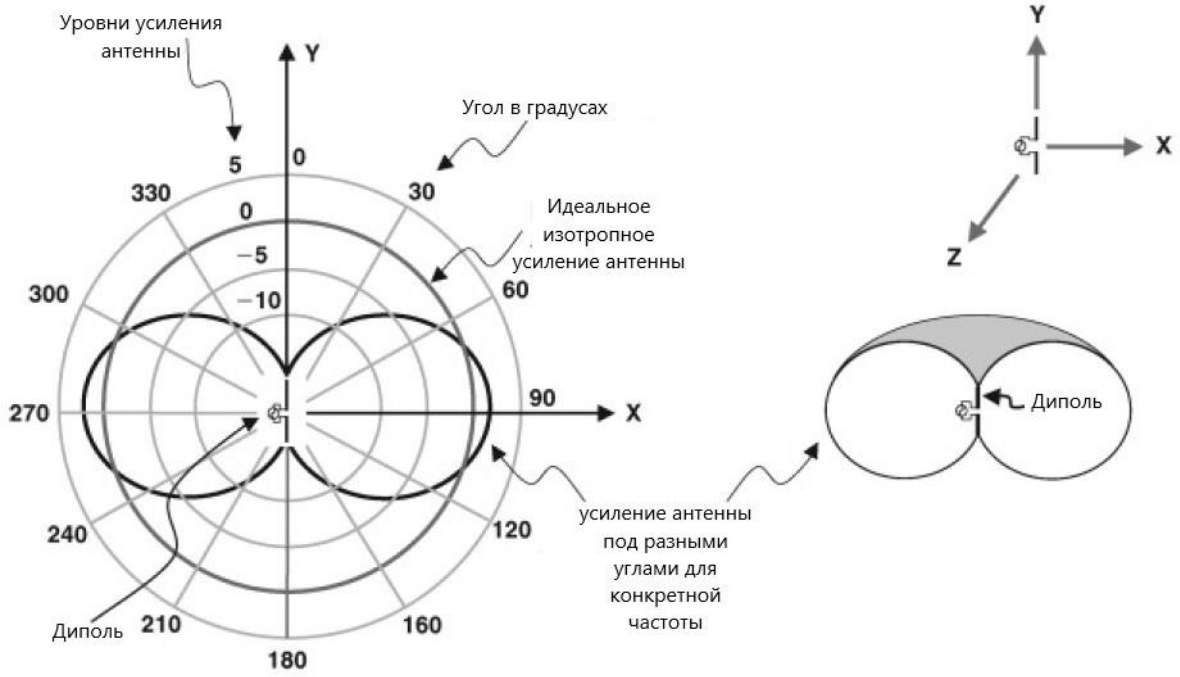


Рисунок 2.7 – Расположение векторов напряженности электрического и магнитного полей, а также вектора Пойнтинга в дальней зоне электрического диполя [120]

На рисунке 2.8*а* приведена типичная диаграмма направленности дипольной антенны в двух измерениях (*X* и *Y*). Диаграмма направленности в координатах *X*-*Z* близка к идеальной изотропной антенне. Диаграмма направленности диполя в трех измерениях (рисунок 2.8*б*) напоминает пончик и часто называется диаграммой направленности в форме пончика. Поляризация линейная. В диаграмме направленности диполя максимальное излучение получается в направлениях, перпендикулярных оси диполя, а вдоль оси диполь не излучает. Идеальная дипольная антенна, вдали от проводящих или диэлектрических материалов, может быть приблизительно смоделирована резистором 73 Ом. Если диполь реализован на печатной плате, тип диэлектрического материала и близость земли могут изменить сопротивление антенны. Сопротивление антенны можно настроить, изменив длину или форму проводов.

Некоторые простейшие типы проволочных антенн характеризуются параметрами, похожими на параметры элементарного диполя. Так, например,

прямолинейный проводник с током при длине его, не большей, чем половина длины волны, даже при неравномерном синусоидальном распределении тока по длине провода обладает диаграммой направленности, мало отличающейся от таковой для элементарного диполя.



(а) (б)

а- в двух измерениях X и Y; б-в трёх измерениях

Рисунок 2.8 – Диаграмма направленности дипольной антенны

Таким образом, теория излучения элементарного электрического диполя позволяет решить задачу о напряженности поля в дальней зоне, создаваемого тонким проводом произвольной формы с известным законом распределения тока по длине. Для этого провод разбивается на элементарные участки и каждый такой участок можно рассматривать как элементарный электрический диполь с известной ориентацией в пространстве и известным значением тока. Общее поле излучения антенны определяется суммированием полей, создаваемых отдельными элементами провода. В случае, если излучающий провод не лежит в одной плоскости, поле отдельных элементов проводов будет в точке наблюдения поляризовано в разных плоскостях.

Напряженность поля в дальней зоне тонкого прямолинейного провода длиной $2l$ с известным законом изменения тока по длине определяется по выражению, приведенное ниже, если расположить провод вдоль оси z системы координат, то общая напряженность поля выглядит следующим образом:

$$E = E_\theta = \int_{-l}^{l} \frac{30k \sin\theta}{r(z)} j e^{-ikr(z)} I(z) dz = j \frac{30k \sin\theta}{r} \int_{-l}^{l} I(z) e^{-ikr(z)}\, dz. \quad (2.23)$$

Вектор напряженности поля, создаваемого всеми элементами провода, будет равен геометрической сумме всех элементарных компонентов, т.е. при суммировании полей в рассматриваемой точке необходимо учитывать ориентацию каждого вектора в пространстве (поляризацию), а также его амплитуду и фазу. Такая задача в общем случае является довольно громоздкой, и её решение не выражается простыми формулами. Задача значительно упрощается в случае прямолинейного провода. Этот случай представляет значительный практический интерес.

2.3 Некоторые аспекты дипольной антенны конечной длины

Диполь конечной длины – это антенна, чей общий размер находится в диапазоне $3\lambda/2 > l \geq \lambda/2$, а его радиус a очень мал ($a \ll \lambda$). Для диполей мы предполагаем, что распределение тока является синусоидальным ($l > \lambda/10$). Ток должен быть нулевым на концах. По сути, мы используем распределение тока, которое находится на параллельной проводной линии электропередачи с открытой цепью. Предполагается, что, если конец такой линии передачи изогнут для формирования проволочной антенны, распределение тока вдоль изогнутой части практически не изменяется. Для очень тонкого диполя (в идеале нулевого диаметра) распределение тока можно записать как

$$I_e(x') = 0, y' = 0, z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_0 \sin\left[k\left(\frac{l}{2} - z'\right)\right], & 0 \leq z' \leq \frac{l}{2}, \\ \hat{a}_z I_0 \sin\left[k\left(\frac{l}{2} + z'\right)\right], & -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0. \end{cases} \quad (2.24)$$

Это распределение предполагает, что антенна питается от центра и ток исчезает в конечных точках ($z = \pm l/2$). Экспериментально было подтверждено, что ток в проволочной антенне с центральным питанием имеет синусоидальную форму с нулями в конечных точках. Выражение для полного электрического и магнитного полей дипольной антенны конечной длины с центральным питанием, определяется как

$$E_\theta \simeq \frac{j\eta e^{-jkr}}{2\pi r}\left[\frac{\left(\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)\right)}{\sin\theta}\right], \quad (2.25)$$

$$H_\varphi = \frac{E_\theta}{\eta}, \quad (2.26)$$

где k – волновое число) и η =120π – собственное волновое сопротивление. Параметр, который используется как «показатель качества» для направленных характеристик антенны может быть записан как:

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta,\Phi)|_{max}}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} F(\theta,\Phi)d\Theta d\Phi} = \frac{2F(\theta,\Phi)|_{max}}{\int_0^{\pi} F(\theta)d\Theta}, \quad (2.27)$$

$$F(\theta) = \left[\left(\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\Theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)\right) / \sin\Theta\right]^2.$$

Интенсивность излучения диполя можно найти как:

$$U(\Theta,\Phi) = \frac{r^2}{2} Re[E_\Theta H_\Phi^*] =$$
$$= \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2}\left[\left(\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\Theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\cos\Theta\right)\right) / \sin\Theta\right]^2. \qquad (2.28)$$

Распределение (2.24) предполагает, что антенна питается от центра и ток исчезает в конечных точках ($z = \pm\ l/2$) (см.рисунок 2.9). ДН таких диполей приведены на рисунке 2.10.

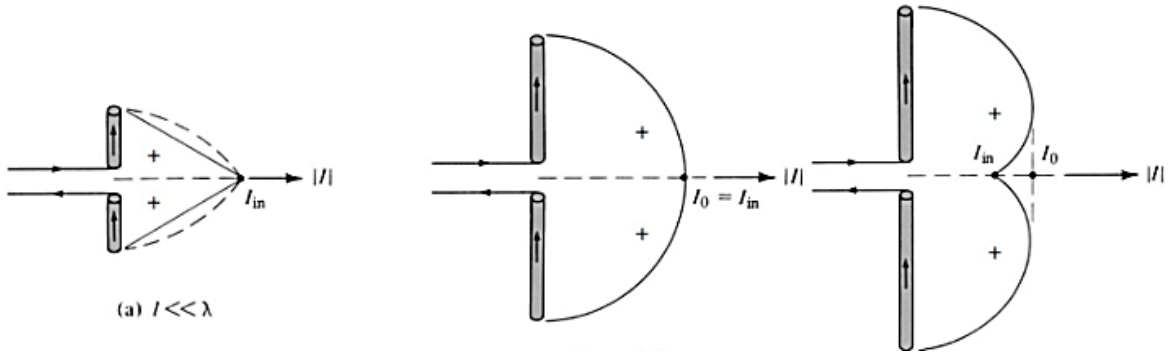


Рисунок 2.9 – Распределение тока для различной длины антенны

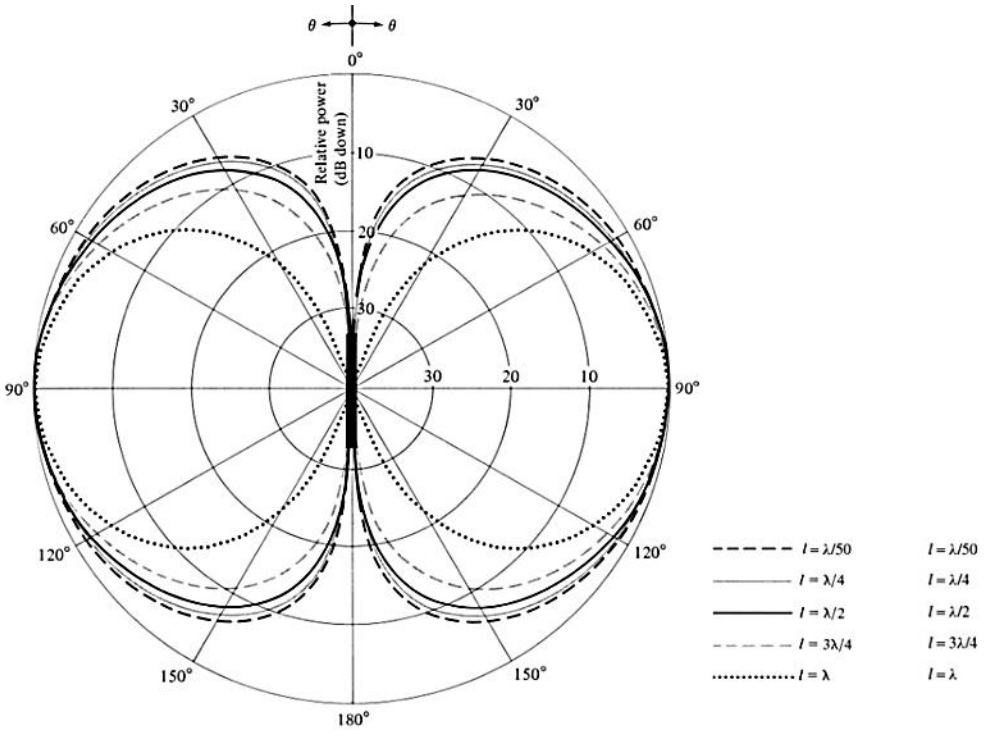
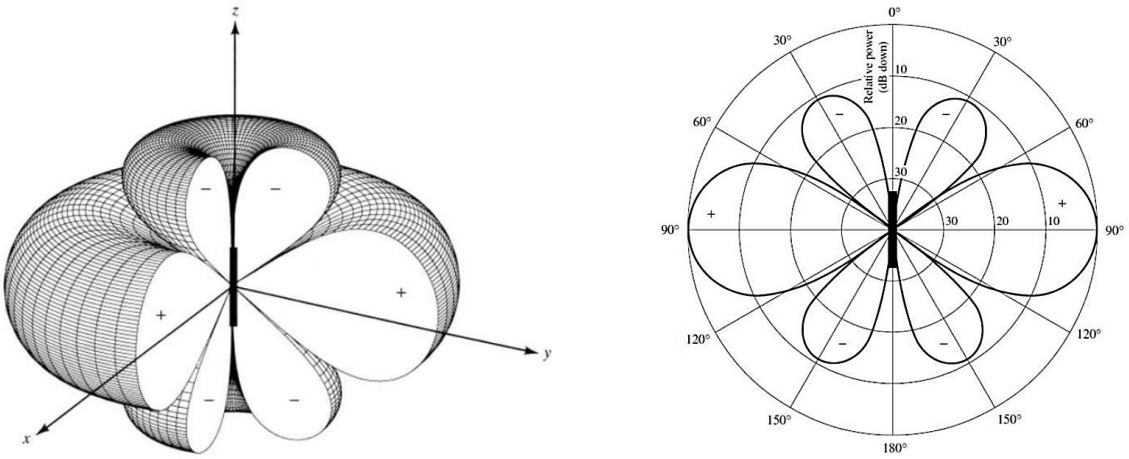


Рисунок 2.10 – Диаграммы направленности для антенн различной длины

Ширина луча по 3 дБ каждого равна

$l << \lambda$	ширина луча по 3 дБ = 90^0
$l = \lambda/4$	ширина луча по 3 дБ = 87^0
$l = \lambda/2$	ширина луча по 3 дБ = 78^0
$l = 3\lambda/4$	ширина луча по 3 дБ = 64^0
$l = \lambda$	ширина луча по 3 дБ = $47{,}8^0$

Если длина диполя увеличивается за пределы одной длины волны ($l > \lambda$), число лепестков начинает увеличиваться. Нормализованная диаграмма мощности для диполя с $l = 1{,}25\lambda$ показана на рисунке 2.11.



(а) (б)

а- трёхмерная диаграмма; б- двумерная диаграмма

Рисунок 2.11 – Амплитудные диаграммы для тонкого диполя с $l = 1{,}25\lambda$ и синусоидальным распределением тока

По определению, сопротивление излучения относится к максимальному току, который для некоторых длин ($l = \lambda/4$, $3\lambda/4$, λ и т.д.), который для некоторых длин не возникает на входных клеммах антенны, сама антенна сначала считается без потерь. Тогда мощность на входных клеммах приравнивается к мощности на максимуме тока.

Хочется отметить, что современные системы беспроводной связи нуждаются в антеннах с большей полосой частот и меньшими размерами. Фракталы обладают уникальными свойствами, такими как самоподобие и заполнение пространства. Понятия фракталов могут быть применены к проектированию низкопрофильных и многодиапазонных антенн. Далее рассмотрены некоторые методы расчета параметров антенн с применением новой фрактальной геометрии.

2.4 Применение фрактальной геометрии в теории антенн

Теория фрактальных антенн, как и в случае с обычной теорией антенн, построена на классической электромагнитной теории. Теория фрактальной антенны использует современную (фрактальную) геометрию, которая является естественным продолжением евклидовой геометрии. Недавние попытки нескольких исследователей по всему миру объединить фрактальную геометрию с электромагнитной теорией привели к появлению множества новых и инновационных конструкций антенн. Хотя известно, что общей теории фрактальных антенн до сих пор не существует, во многих работах теоретически описываются отдельные фрактальные антенны, но результаты исследований не имеют универсального характера.

Исследования в области фрактальной антенной техники были в основном сосредоточены в двух областях: первая касается анализа и проектирования элементов фрактальной антенны, а вторая касается применения концепций фракталов при проектировании антенных решеток. Фракталы не имеют характерного размера, и, как правило, состоят из множества копий самих себя в разных масштабах. Эти уникальные свойства фракталов были использованы для разработки нового класса конструкций антенных элементов, которые являются многополосными и компактными по размеру. С другой стороны, фрактальные массивы представляют собой подмножество утонченных массивов, и они обладают несколькими весьма желательными свойствами, включая многополосные характеристики. Фрактальные элементы и массивы также являются идеальными кандидатами для использования в реконфигурируемых системах. В данном разделе рассмотрены некоторые теоретические выкладки и попытки описания параметров фрактальных антенн в разных работах.

Взаимодействия электромагнитных волн с фракталами, точнее с проводниками имеющие фрактальные структуры рассматривались в работах [123, 124]. Появление резонансных частот в монополе Серпинского, приведенного в работе [125] определяется следующей формулой:

$$f_n = 0.26\frac{c}{h}\delta^n, \tag{2.29}$$

где c – скорость света в вакууме; h – высота одного префрактала; $\delta = 2$ – логарифмический коэффициент масштаба; n – целое число.

Одним из распространенным видов расчета параметров фрактальных антенн является метод на основе итерационной модели линии передачи. Распределение тока в такой антенне показывает, что основная часть плотности тока сосредоточена в узлах и кромках треугольников, которые составляют фрактальную структуру. В работе [126] с помощью данного метода описано поведение антенн Серпинского с углами 30, 60 и 90 градусов (рисунок 2.12). Способ, которым создается салфетка Серпинского, можно представить как итерационный процесс с обратной связью, где ряд самоподобных преобразований многократно применяется к основополагающему элементу.

Для салфетки Серпинского требуются три подобных преобразования, каждое из которых заключается в уменьшении масштабного коэффициента в 2 раза и повороте относительно оригинала. Именно такой процесс на основе введения матрицы [S] и использовался в [123, 124] при определении итерационной модели линии передачи (рисунки 2.13 и 2.14). Для салфетки Серпинского в виде трехпортовой сети основополагающим элементом был принят равнобедренный треугольник.

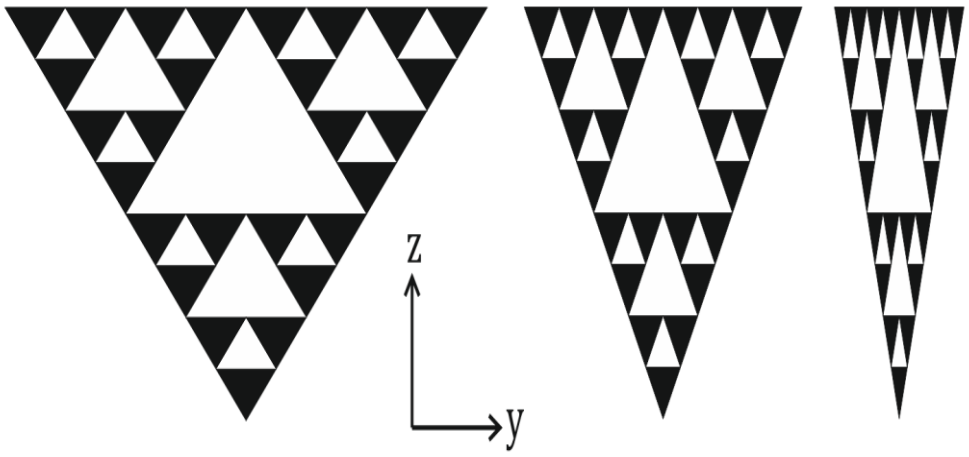
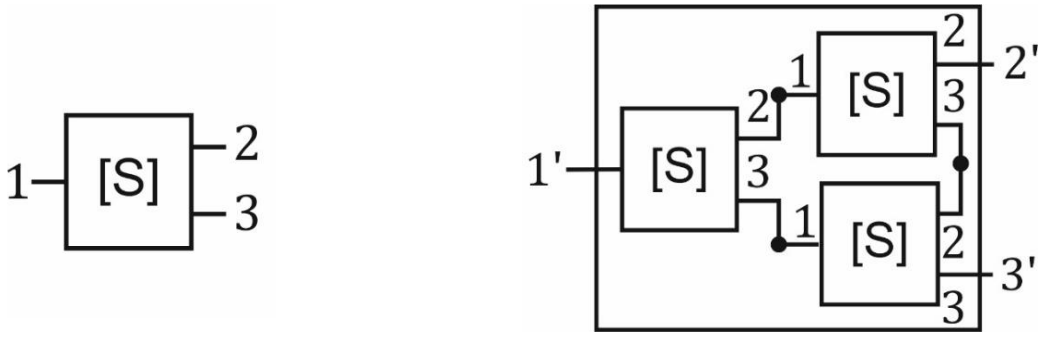


Рисунок 2.12 – Вид салфетки Серпинского с углами в 90, 60 и 30 градусов соответственно

В связи с симметрией и соотношением взаимности матрица [S] имеет структуру:

$$[S] = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \gamma & \delta \\ \beta & \delta & \gamma \end{bmatrix}. \qquad (2.30)$$



(а) (б)

а- одна S матрица; б-сеть из трех S матриц

Рисунок 2.13 – Итерационная модели линии передачи в виде S матрицы [126]

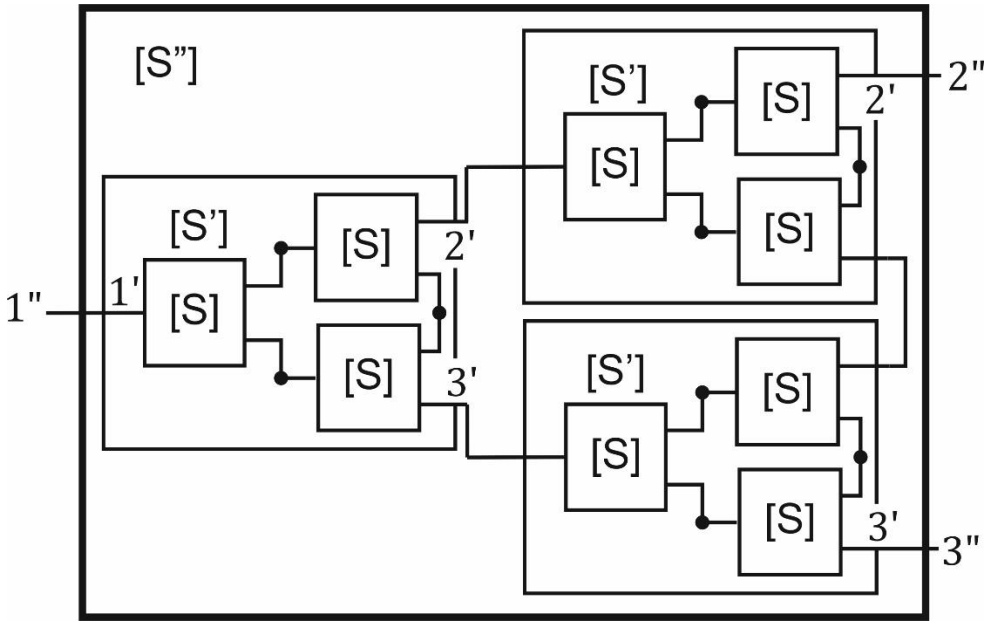


Рисунок 2.14 – Сеть из девяти S матриц

Как следует из (2.30), необходимы четыре элемента для того, чтобы полностью описать сеть. Задав одну итерацию, определим следующий и так далее. Довольно после длинного анализа можно показать [126, 127], что компоненты итерации $[S_{n+1}]$ определяются следующим образом:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n + 2\beta_n^2\left(\alpha_n + \frac{\beta_n^2}{1-\gamma_n}\right)\frac{1}{1-(\gamma_n+\delta_n)[\alpha_n+\beta_n^2(1-\gamma_n)^{-1}]}, \quad (2.31)$$

$$\beta_{n+1} = \left(1 + \frac{\delta_n}{1-\gamma_n}\right)\frac{\beta_n^2}{1-(\gamma_n+\delta_n)[\alpha_n+\beta_n^2(1-\gamma_n)^{-1})]}, \quad (2.32)$$

$$\gamma_{n+1} = \gamma_n + \frac{\beta_n(E_nH_n+G_n)+\delta_n(G_nB_n+H_n)}{1-B_nE_n}, \quad (2.33)$$

$$\delta_{n+1} = \frac{\beta_n(E_nC_n+F_n)+\delta_n(B_nF_n+C_n)}{1-B_nE_n}, \quad (2.34)$$

где параметры B, C, E, F, G, H определяются в виде

$$B = \left(\gamma + \frac{\delta\alpha+\gamma\beta^2}{1-\alpha\gamma}\right)\frac{\beta}{1-\gamma^2-\beta^2(\delta+\gamma^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}, \quad (2.35)$$

$$C = \frac{[\delta + \beta^2\gamma(1-\alpha\gamma)^{-1}]}{1-\gamma^2-\beta^2(\delta+\gamma^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}, \quad (2.36)$$

$$E = \frac{\beta[\gamma + \delta(\alpha\delta+\gamma)]}{1-\alpha\gamma-\delta(\alpha^2\delta+\beta^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}, \quad (2.37)$$

$$F = \frac{\beta\delta(1-\gamma)}{1-\alpha\gamma-\delta(\alpha^2\delta+\beta^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}, \quad (2.38)$$

$$G = \frac{\beta[\gamma + \delta^2(1+\alpha)(1-\alpha\gamma)^{-1}]}{1-\alpha\gamma-\delta(\alpha^2\delta+\beta^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}, \quad (2.39)$$

$$H = \frac{\delta[\gamma + \beta^2(1+\gamma)(1-\alpha\gamma)^{-1}]}{1-\gamma^2-\beta^2(\delta+\gamma^2)(1-\alpha\gamma)^{-1}}. \quad (2.40)$$

Входной коэффициент отражения Г терхпортовой сети, когда её выходы 2 и 3 при нагрузках характеризуется величинами Γ_2 и Γ_3, равен

$$\Gamma_{in} = \alpha + \frac{\beta^2}{D_1}\Gamma_2\left(1+\frac{\delta\Gamma_3}{1-\gamma\Gamma_3}\right) + \frac{\beta^2}{D_2}\Gamma_3\left(1+\frac{\delta\Gamma_2}{1-\gamma\Gamma_2}\right), \quad (2.41)$$

где параметры D_1 и D_2 определяются

$$D_1 = 1-\gamma\Gamma_2 - \frac{\delta^2\Gamma_2\Gamma_3}{1-\gamma\Gamma_3}, \quad (2.42)$$

$$D_2 = 1-\gamma\Gamma_3 - \frac{\delta^2\Gamma_2\Gamma_3}{1-\gamma\Gamma_2}, \quad (2.43)$$

Эта рекурсивная модель позволяет предсказать изменения входных параметров только одной антенны на любой итерационной стадии. Но модель дает большую погрешность на низких частотах [125].

В работах [125-130] рассмотрены свойства кольцевых и эллиптических фрактальных антенн. Резонансные частоты рассматриваемого фрактального кольцевого несимметричного вибратора были оценены по уровню S_{11} = –10 дБ:

$$f_n = \frac{0{,}24c\rho}{h\delta^n}\left[\frac{h/r}{1+(h/r)}\right], \qquad (2.44)$$

где ρ = 0,875; c – скорость света в вакууме; h – высота антенны; r – радиус кольца; δ_n= (h_n/h_{n+1}). Как показано в [130], были достигнуты разумные оценки для резонансных полос, создаваемых каждым круговым кольцом. Однако расчеты для кругового диска внутри составных кольцевых элементов не так точны. Например, диск четвертой итерации антенны и четвертое кольцо пятой итерации другой антенны имеют одну и ту же высоту, равную 10,75 мм. Однако при уровне отражения S_{11} = - 10 дБ ширина полосы частот в первом случае составляет 6,1 ГГц, в то время как во втором случае 5,2 ГГц. Разница почти в 1 ГГц может быть объяснена тем фактом, что дыры внутри площади поверхности диска были удалены [131]. Резонансная частота антенны смещается вниз за счет собственной индуктивности.

Во многих работах, посвященных фрактальным антеннам, не описываются и не рассматриваются теоретические методы синтеза ДН отдельных или групп определенных фрактальных антенн. В работе [131] понятие фрактал применено для инженерного синтеза антенных решеток, которое позволяет объединить достоинства равноамплитудных и случайных решеток. Методы синтеза ДН многодиапазонных фрактальных антенных решеток на основе оконной фильтрации рассмотрены в работах [132-133]. Эти оконные функции дают низкий уровень боковых лепестков и быстрый спектральный спад. Данные свойства целесообразно использовать в задачах синтеза антенн, так как результирующие токи элементов быстро уменьшаются и имеют незначительную величину при увеличении расстояния. Это обстоятельство позволяет разработать эффективную технику «прореживания», позволяющую значительно уменьшить число элементов и физические размеры антенных решеток.

Таким образом, анализ литературы показал, что нет единой теории фрактальных антенн. В основном представлены исследования по разработке концепции и геометрии различного вида антенн для получения многополосного поведения и миниатюрного размера, поскольку обе эти характеристики являются важными требованиями в современных тенденциях проектирования антенны. Характеристики антенн оценивались путём сравнения их с классическими антеннами или другими фрактальными антеннами. Нами в наших работах были сделаны попытки теоретического описания характеристик антенны, компьютерной и физической их реализации.

3 ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОВОЛОЧНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

3.1 Резонансные характеристики фрактальных антенн

Стандартная теория антенн строится на основе системы уравнений Максвелла для электромагнитного поля, которая может быть записана в дифференциальной или в интегральной форме. Однако фрактальные антенны, имеющие скачкообразные изменения формы, не могут быть полностью описаны непрерывными переменными. Поэтому мы будем пользоваться методами фрактальной геометрии.

Напряженность электрического поля $E(\boldsymbol{r}, t)$ плоской электромагнитной волны представим в виде [135]:

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E_0} exp\big(-i(\omega t - \boldsymbol{kr})\big), \tag{3.1}$$

где ω – циклическая частота, $\boldsymbol{k}$ – волновой вектор, $\boldsymbol{r}$ – радиус вектор точки наблюдения $\boldsymbol{E}$. Если рассмотреть распространение волны только в направлении *x,* тогда:

$$\boldsymbol{kr} = kx\cos\theta, \tag{3.2}$$

где θ – угол между направлениями x и k. Из (3.1) и (3.2) следует условие реализации максимума $E = E_0$ по времени и в пространстве:

$$\omega t - kx\cos\theta = 0,\ \omega = \boldsymbol{k\vartheta} = k\vartheta\cos\theta_{\text{гл}}, \tag{3.3}$$

где $\frac{x}{t} = \vartheta$ – скорость распространения волны, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, λ – длина волны и $\theta_{\text{гл}}$ – направление максимума изучения. Эффективную длину антенны выбираем равной длине волны принимаего излучения (L=λ). Для фрактальной структуры L определяется как фрактальная мера [26]:

$$L = L_0\delta^{-(D-d)n} = L_0\delta^{-n\gamma},\quad \gamma = D - d, \tag{3.4}$$

где L_0 – нефрактальная (регулярная) длина антенны, δ – безразмерный масштаб измерения, D, d – фрактальные и топологические размерности антенны, n – номер предфрактала (иерархического поколения).

Подставив (3.4) в (3.3) получим следущее:

$$\omega = k\vartheta = 2\pi {L_0}^{-1}\delta^{n\gamma}\vartheta. \tag{3.5}$$

Соотношение резонансных частот $f(n) = \frac{\omega(n)}{2\pi}$ для предфракталов с номерами $n+1$ и n имеет вид

$$\frac{f_{n+1}}{f_n} = \left(\frac{L}{L_0}\right)^{-\frac{1}{n}}. \tag{3.6}$$

3.2 Поляризация излучения

Из формулы (3.3) имеем

$$\cos\theta_{\text{гл}} = \frac{\omega t}{kx}\ ,\ \theta_{\text{гл}} = 2\pi m \pm arccos\left(\frac{\omega t}{kx}\right), \qquad (3.7)$$

где m – любое целое число, $arccos(\frac{\omega t}{kx})$ – главное значение, заключенное между 0 и π. С учетом $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\omega = 2\pi f$ и формулы (3.4), запишем формулу (3.7) в виде:

$$\theta_{\text{гл}} = 2\pi m \pm arccos(\frac{L_0}{\vartheta}\delta^{-n\gamma}f),\ \theta_{\text{гл}} = 2\pi m \pm arccos(const * \delta^{-n\gamma}f), \qquad (3.8)$$

где f– резонансная частота антенны (определяется по формуле (3.6)), $const$ – постоянная, в которую входят не меняющиеся параметры антенны – регулярная длина антенны L_0 и скорость распространения волны $c = 3 * 10^8$ м/с на всех уровнях предфракталов. В данном случае $\theta_{\text{гл}}$ – угол, определяющий направление максимального излучения относительно главной оси антенны.

Если рассмотреть распределния тока по проволочной антенне на основе фрактальных кривых (рисунок 3.1) и излучения из нее электромагнитной волны, то можно убедиться, что горизонтально расположенные составляющие фрактальной структуры излучают с горизонтальной поляризацией и имеют ДН как у полуволнового вибратора. Соответственно, относительно вертикальные составляющие создают вертикально поляризованные волны. Таким образом, можно сказать, что проволочные фрактальные антенны имеющие прямоугольные структуры излучают и вертикальной, и горизонтальной поляризацией.

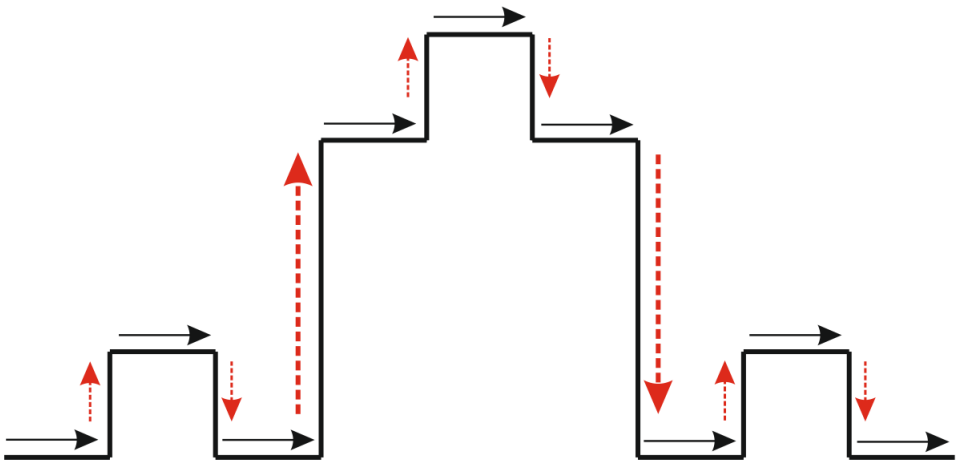


Рисунок 3.1 – Распределения тока в проволочной фрактальной антенне. Сплошная стрелка-горизонтальное направление; пунктирная стрелка-вертикальное направление

3.3 Нормированная амплитудная характеристика

Воспользуемся уравнением движения электрона в электрическом поле с зарядом e, массой m_e под действием силы $-eE$ по координате x [133]:

$$m_e \frac{d^2x}{dt^2} = -eE. \tag{3.9}$$

Учитывая формулы (3.1), (3.2) из уравнения (3.9) определим квадрат напряженности электрического поля, которому пропорциональна энергия электромагнитного излучения:

$$E_x^2 = \left(\frac{m_e}{e}\right)^2 x^2 (kv)^4 cos^4\theta. \tag{3.10}$$

Формулу (3.10) запишем в безразмерном виде

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 = \left(\frac{kv}{\omega_0}\right)^4 cos^4\theta, \tag{3.11}$$

где $E_{0x}^2 = \omega_0^4 \left(\frac{m_e}{e}\right)^2 x^2$, ω_0 можно принять как плазменную частоту электрона. Считая постоянными v, ω_0 и учитывая $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{L_0 \delta^{-n\gamma}}$ получим закон распределения энергии по углу θ излучения антенны с порядком предфрактала n, с показателем скейлинга $\gamma = D - d$ на расстоянии x от антенны:

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 = \frac{2\pi}{L_0} \delta^{4n(D-d)} cos^4\theta. \tag{3.12}$$

Из формулы (3.12) и учитывая $< P > \sim \omega^4$ [135] следует

$$\frac{f_{n+1}}{f_n} = \delta^{\frac{\gamma}{4}} = \delta^{\frac{D-d}{4}}. \tag{3.13}$$

3.4 Моделирование проволочных фрактальных антенн в среде HFSS

High Frequency System Simulator (HFSS) - это программное обеспечение для трехмерного моделирования, предназначенное для проектирования и симулирования высокочастотных электронных изделий, таких как антенны, фазированные антенные решетки (ФАР), радиочастотные или микроволновые компоненты, высокоскоростные межсоединения, фильтры, разъемы и печатные платы. Инженеры по всему миру используют ANSYS HFSS для проектирования высокочастотной и высокоскоростной электроники, которая используется в системах связи, радиолокационных системах и других высокоскоростных радиочастотных и цифровых устройствах. Программа позволяет выполнять расчет электрических и магнитных полей, токов, *S* параметров и излучений. На рисунке 3.2 приведены этапы моделирования данной среды. Процесс выполнения расчета полностью автоматизирован, необходимо

задать геометрические параметры, свойства материалов и желаемый результат. HFSS автоматически строит сеточную модель для решения уравнений электродинамики методом конечных элементов (Finite Element Method, FEM), смысл которого состоит в том, что пространство, где распространяются радиоволны, разбивается на простые объемные элементы. В итоге электродинамическая задача сводиться к системе линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов, найденных из уравнения максвелла и граничных условий.

Ключевым моментом метода конечных элементов является представление неизвестной функции $g(x,y)$ в виде разложения по известным базисным функциям с неизвестными коэффициентами в пределах каждой элементарной ячейки:

$$g(x,y) = \sum_{i=1}^{N} A_i f_i\,(x,y) \qquad (3.14)$$

где A_i - неизвестные коэффициенты, N - их количество, $f_\text{i}(x,y)$ - базисные функции. Особенностью метода конечных элементов является то, что в качестве неизвестных коэффициентов A_i берутся значения неизвестно й функции $g(x,y)$ вершинах треугольников для самой простой аппроксим ации потенциала. Таким образом, в методе конечных элементов использует ся следующее представление неизвестной функции

$$g(x,y) = \sum_{i=1}^{M} U_i f_i\,(x,y) \qquad (3.15)$$

где U_i – значение потенциалов в характерных точках, M - количество характерных точек.

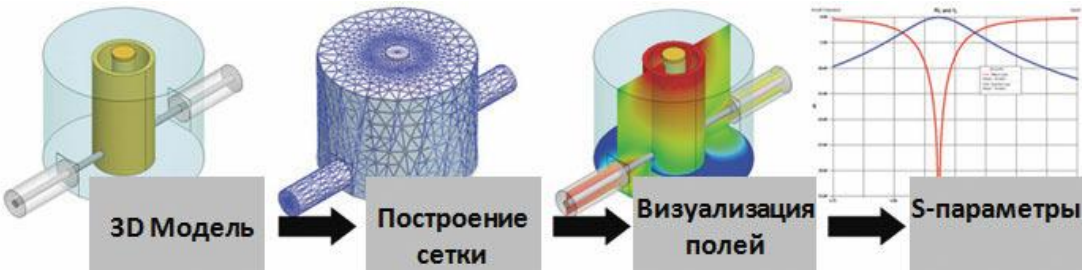


Рисунок 3.2 – Этапы моделирования

Для выявления особенностей антенны на основе ZhF и для сравнения были исследованы также антенны других отличительных форм: на основах фрактала Коха (KF) и геометрического изотропного фрактала Минковского (MF) (см.рисунок 3.3). На рисунках 3.4 и 3.5 показаны модели рассматриваемых антенн в виде диполя. KF (с фрактальной размерностью $D = 1.26$, $\delta = 1/3$) формируется разделением на три равные части единичного отрезка и заменой среднего интервала равносторонним треугольником без этого сегмента (см. рисунок 3.5 б). MF показан на рисунке 3.5 в. Генератор

этого фрактала ($D = 1.5, \delta = 1/4$) состоит из восьми звеньев длиной 1/4. С ростом номера предфрактала все звенья деформируются во всех направлениях. Регулярная длина антенны выбранных образцов составляет L_0 = 14.5 см, а промежуток между излучателями l = 0.5 см. В качестве проводящего материала была использована медь диаметром d=1 мм (диэлектрическая проницаемость ε=1.0).

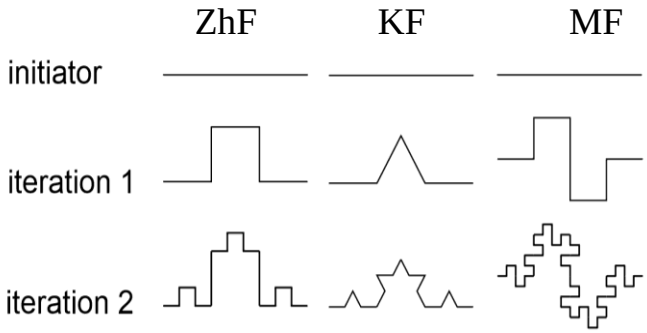


Рисунок 3.3 – Структуры рассматриваемых фракталов

В спроектированных моделях [137] были установлены тип порта – lumped port с волновым сопротивлением 50 Ом. По данными параметрам в диапазоне частот 0.1 – 2.7 ГГц (400 точек) были определены частотно-зависимые характеристики: коэффициент отражения S_{11} антенны, коэффициент стоячей волны по напряжению (далее КСВН, от англ. Voltage Standing Wave Ratio-VSWR) между антенной и фидером и входной импеданс (Z_a), которые описываются как [138]:

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}, \tag{3.16}$$

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}, \tag{3.17}$$

где $Z_a = R_a + jX_a$ – волновое сопротивление (input impedance) антенны (R_a и X_a – реальные и мнимые компоненты соответственно), Z_0 – волновое сопротивление линии, которое равно 50 Ом. Также были получены трехмерные (3D) и двумерные (2D) radiation patterns в полярной системе координат. Были определены ширины их главных лепестков на уровне 3дБ.

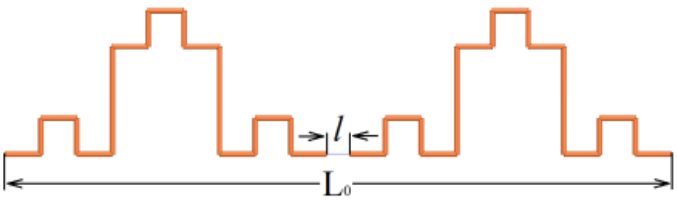
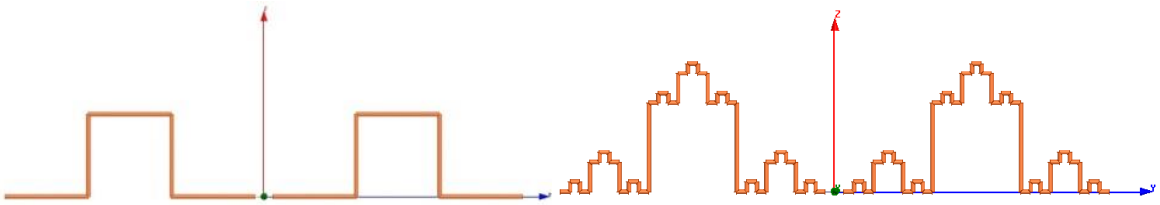
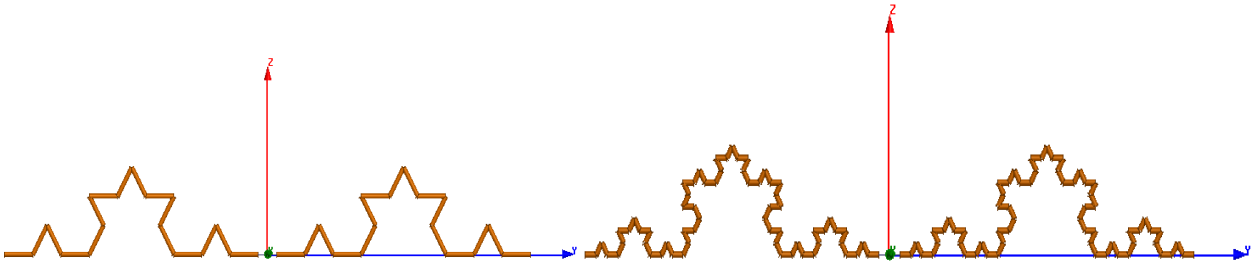


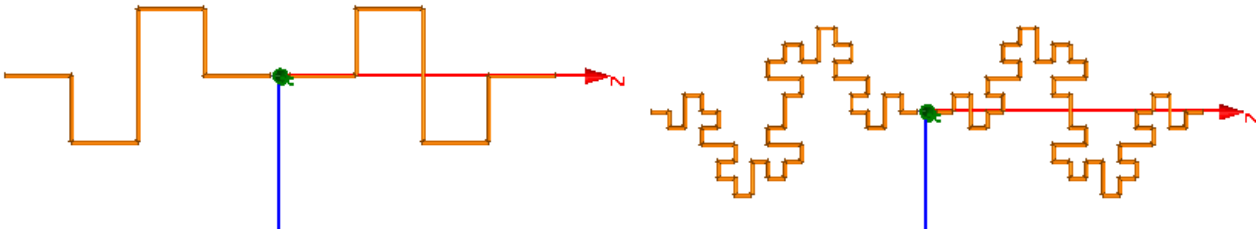
Рисунок 3.4 – Компьютерная 3D модель анизотропной фрактальной антенны при n=2 в среде HFSS [137]



(а)



(б)



(в)

а-второе и третье поколения ZhF антенны; б- второе и третье поколения KF антенны; с- второе и третее поколения MF антенны

Рисунок 3.5 - 3D модели антенн в среде HFSS [137]

3.5 Измерения S_{11} параметра, КСВН и диаграммы направленности

При разработке антенн возникает необходимость экспериментального определения их характеристик с целью проверки соответствия их расчетным значениям и, по-возможности, их улучшения. Антенны были выполнены в виде проволочных дипольных излучателей. На рисунках 3.6 и 3.7 приведены опытные образцы рассматриваемых ZhF, KF и MF антенн на предфрактале с n=2. На рисунке 3.8 приведены элементы фидерной линии. Параметры, необходимые для изготовления антенн L_0, l, d выбраны в соответствии с расчетными данными, которые приведены в предыдущем разделе. Характеристики изготовленных антенн S_{11}-parameter (коэффициент отражение), VSWR и волновое сопротивление были измерены с помощью векторного анализатора цепей (VNA – Vector Network Analyzer) MS46121A (см. таблица 2). Образцы были подключены к векторному анализатору цепей через

коаксиальный кабель SYV-50-3 с волновым сопротивлением 50 Ом, коннектор SMA male и RF адаптер SMA female на type N female (см. рисунок 3.9).

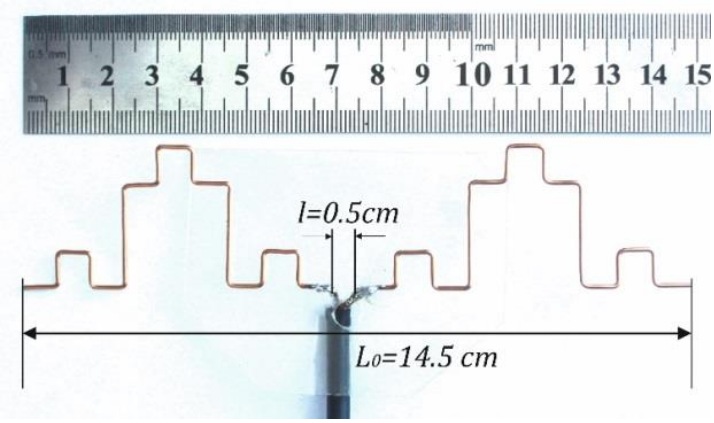
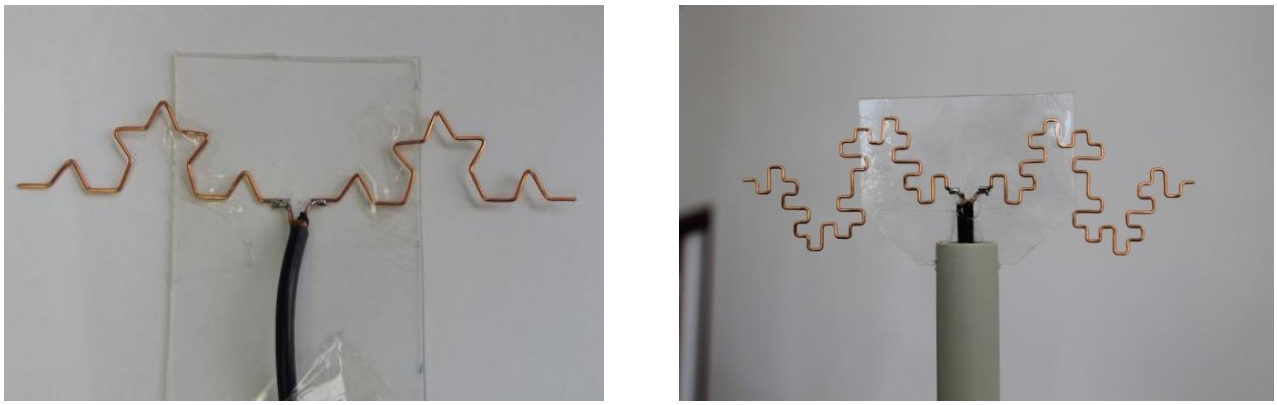


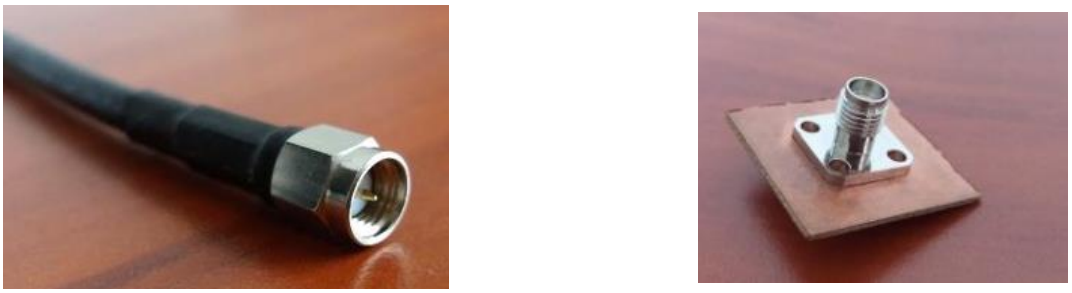
Рисунок 3.6 – Опытный образец (prototype) ZhF антенны [137]



(а) (б)

а-проволочная антенна на базе KF с вторым номером предфрактала; б – антеннна на базе MF с вторым номером предфрактала

Рисунок 3.7 – Опытные образцы антенн



(а) (б)

а - Коаксиальный кабель “SYV-50-3” с Z= 50 Ом; б - SMA разъем

Рисунок 3.8 – Линия передачи (фидер)

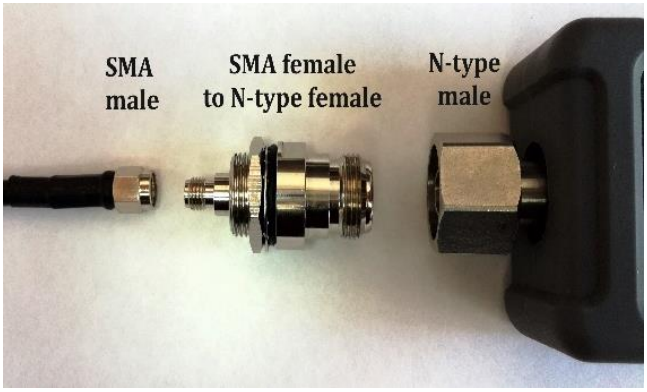


Рисунок 3.9 – Использованные ВЧ разъемы и переходники

Таблица 2 – Технические характеристики и внешний вид анализатора цепей

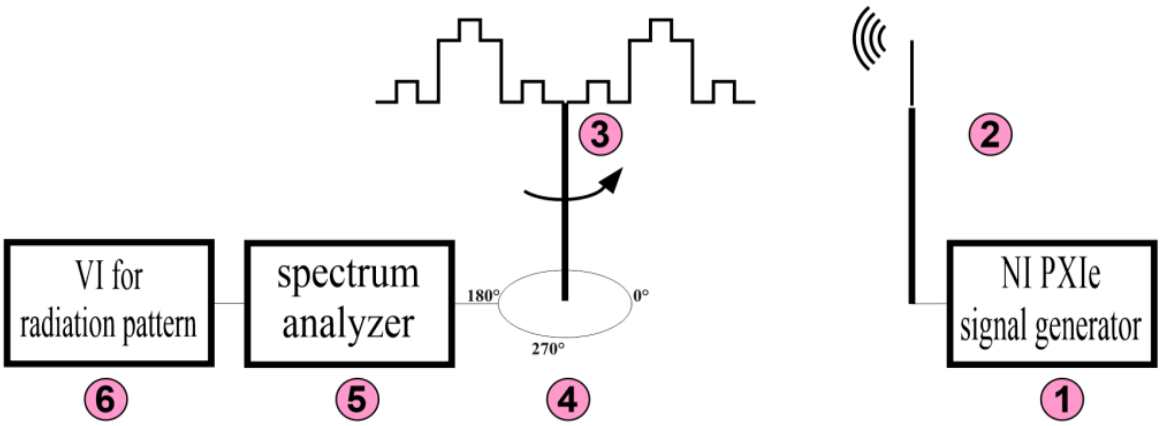
Внешний вид	Технические характеристики	Значения
	Частотный диапазон	150 кГц до 6 ГГц
	Количество портов	1
	Выходная мощность	0...3 дБм
	Разрешение по частоте	1 Гц
	Скорость измерения	100 мкс/точка
	Измеряемые параметры	S параметры
	Порт	USB

На рисунке 3.10 приведена блок-схема экспериментальной установки для построения диаграммы направленности (ДН) [139]. Полученное из генератора NI PXI-5652 (см. таблица 3) электрическое колебание преобразуется в распространяющиеся в пространстве ВЧ электромагнитную волну с помощью omnidirectional монополя 2, который расположен вертикально. В генераторе установлена мощность «- 5 дБм» на частоте резонанса. Размер излучающей антенны выбран соответственно к резонансной частоте приемной фрактальной антенны 3. Расстояние от передающей антенны до приёмной определялось условием реактивного, ближнего R_1 и дальнего R_2 поля соответственно,

$$R_1 \geq 0{,}62\sqrt{\frac{{L_0}^3}{\lambda}},\ R_2 \geq \frac{2{L_0}^2}{\lambda}, \tag{3.18}$$

где L_0 - максимальный габаритный размер антенны, λ-длина волны (рисунок 3.11). Согласно по формуле (3.18) R_1 для резонансов измеряемых антенны составляло 0,083 м, т.е. это определяло границу реактивного и ближнего полей, значение R_2 было равно к 0,25 м. Поэтому, расстояние от передающей антенны составляло 2 м, чтобы находиться в зоне дальнего поля. Уровень сигнала в каждой 5° в полярной системе координат измерялся и фиксировался при

помощи анализатора спектра Agilent N9340B (см. таблица 4). По окончанию измерения в специальном графическом интерфейсе 6 выводится ДН.



1- ВЧ генератор; 2-излучающая антенна; 3-фрактальная приемная антенна; 4-поворотная система; 5-анализатор спектра; 6-графический интерфейс в среде LabVIEW для построения ДН

Рисунок 3.10 – Блок-схема экспериментальной установки для измерения ДН [139]

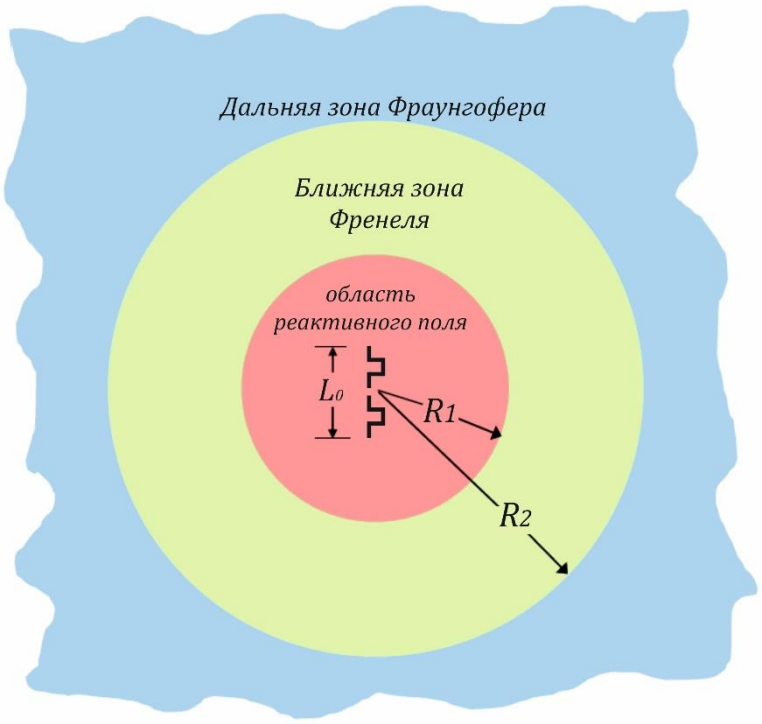


Рисунок 3.11 – Ближние и дальние электромагнитные поля

Таблица 3 – Технические характеристики сигнального генератора

Внешний вид	Технические характеристики	Значения
	Частотный диапазон	от 500 кГц до 6,6 ГГц
	Фазовый шум	-110 дБ/Гц при 10 кГц (1ГГц), смещение 10кГц
	Модуляции	FM, 2-FSK, OOK
	Развертка по частоте	меньше чем 2мс при обычной скорости
	Программное обеспечение	LabVIEW

Таблица 4 – Технические характеристики сигнального генератора

Внешний вид	Технические характеристики	Значения
	Частотный диапазон	от 100 кГц до 3 ГГц
	Фазовый шум	-87 дБн/Гц при отстройке 30 кГц
	Модуляции	AM/FM
	Развертка по частоте	от 10 мс до 1000 с
	Погрешность абсолютного измерения уровня	±0,5 дБ

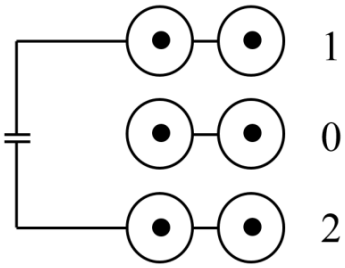
Поворотная система состоит из круглой платформы, сделанной из фанеры диаметром 60 см (для удобного размещения на ней анализатора спектра и приемной антенны), синхронного двигателя со стандартной скоростью вращения 5 оборотов в минуту (5 об/мин) (рисунок 3.11), реле модуля (рисунок 3.12) и микроконтроллера Arduino UNO.

Эта платформа устанавливается на стержень синхронного двигателя, питаемого переменным током (220 В) и управляемый постоянным током (5 В). Для устойчивости двигатель был вкручен шурупами в платформу из ДСП (рисунок 3.15), ставшей, своего рода основанием (подошвой).

От поверхности диэлектрика электромагнитные волны отражаются слабо, а от поверхности металлов почти полностью. Платформа и основание были специально выполнены из дерева, т.к. они слабо отражают сигнал,

пришедший от передающей системы к приемной. Таким образом были уменьшены погрешности в расчетах.





1-0 СΩ – по часовой стрелке; 2-0 ССΩ - против часовой стрелки

Рисунок 3.12 – Синхронный двигатель с мощностью 14 Вт и его схема подключения

Двигатель был подключен по схеме 1-0 (по часовой стрелке). Далее у нас идет реле модуль. Электромагнитное реле – это устройство, замыкающее и размыкающее механические электрические контакты (зеленые точки) при подаче на обмотку реле (выводы обмотки отмечены красными точками) электрического тока. Он необходим для переключения нашего двигателя в режимы «старт» и «стоп».



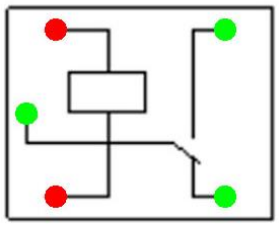


Рисунок 3.13 – Реле модуль и ее схема подключение

Для управления всей этой системой нам необходим микроконтроллер. Предварительно были произведены математические расчеты для того, чтобы определить время вращения платформы на 5^0 (шаг, заданный для построения диаграммы направленности). Время вращения равно 0.5 сек. Затем задается время пребывания антенны в покое. В микроконтроллер посредством USB кабеля вшивается программа, написанная в специальной среде ARDUINO. Система, состоящая из синхронного двигателя и реле модуля, питается переменным током (220 В) и управляется постоянным током (5 В) от микроконтроллера. В программе управляющим ячейкой выбран десятый порт на микроконтроллере ARDUINO.

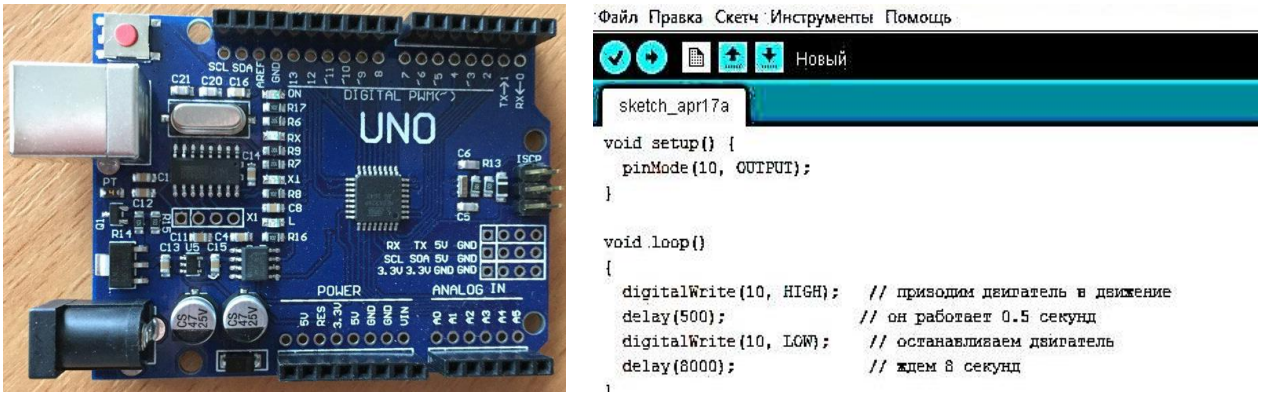


Рисунок 3.14 – Микроконтроллер Arduino UNO и часть кода управления

В графической среде LabVIEW был создан виртуальный прибор для измерения диаграммы направленности антенны.

В качестве измерительного прибора выступает анализатор спектра Agilent N9340B. Данный анализатор спектра передает измеренные величины посредством USB кабеля.

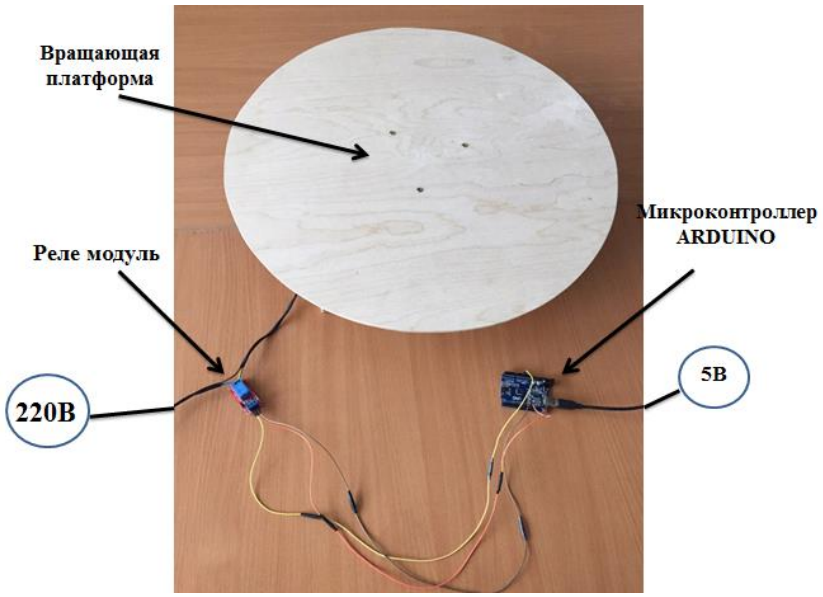


Рисунок 3.15 - Платформа вращающиеся системы

Далее виртуальный прибор принимает измеренные величины и визуализирует их в полярной и декартовой системе координат, а также выводит числовые данные соответствующих мощностей и углов.

Ниже представлены диаграммы направленности, полученные экспериментальным путем исследования программно-аппаратного комплекса для анализа параметров ВЧ антенн:

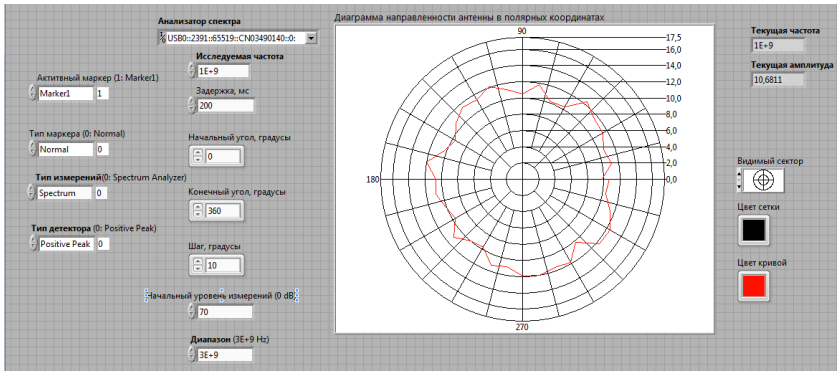


Рисунок 3.16 – Интерфейс в программе LabVIEW для получение ДН

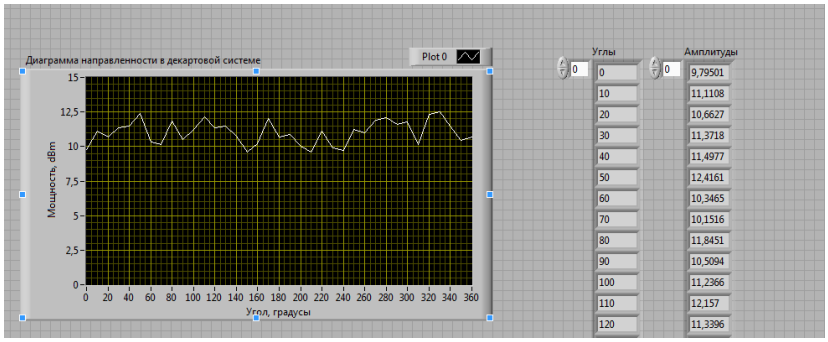


Рисунок 3.17 – Лицевая панель ВП для измерения диаграммы направленности в декартовой системе координат

Для начало измернии необходимо ввести следующие данные:

- Адрес порта к которому подключен анализатор спектраж;
- начальный угол на диаграмме направленности (0 градусов);
- конечный угол на диаграмме направленности (360 градусов);
- шаг изменения угла;
- задержка времени между измерениями;
- начальный уровень измерений.

В начале вычисляется количество точек на диаграмме направленности: от конечного угла вычитается начальный и все это делится на шаг изменения угла. Параллельно с этим происходит инициализация анализатор спектра. Далее выставляются настройки анализатора спектра, среди которых центральная частота и диапазон частот спектра, тип детектора, время обновления. После чего выставляется маркер на интересующей нас частоте, на которой проводятся измерения. После выхода из цикла измерения прекращаются и поэтому работа с анализатором прекращается. Кроме того существует блок для обработки ошибок, который отслеживает появление ошибок и прекращает выполнение виртуального прибора, в случае появления ошибки и выводит окно с описанием появления ошибки. В конце на полярном графике выводятся значения амплитуд соответствующие определенному углу.

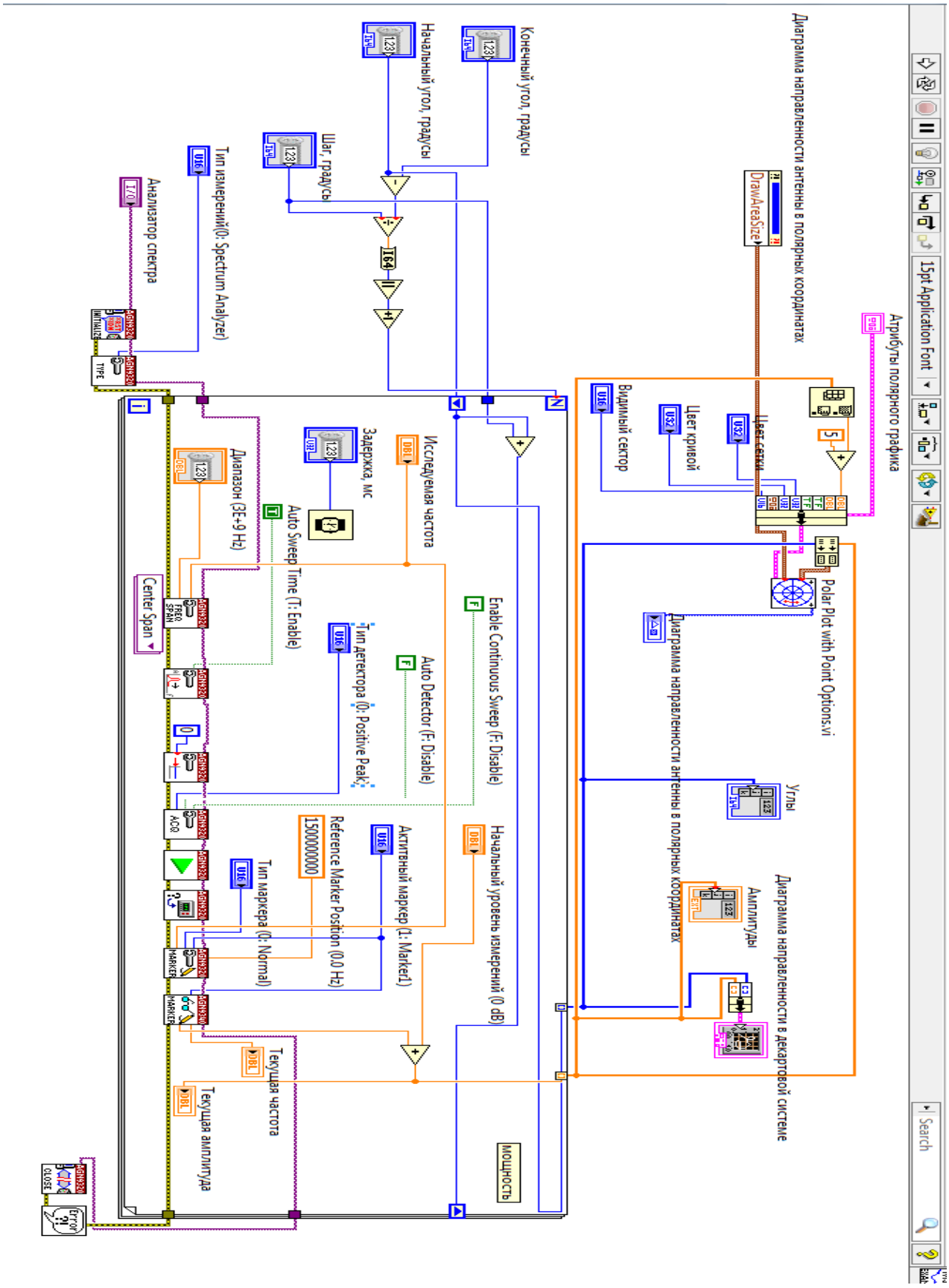


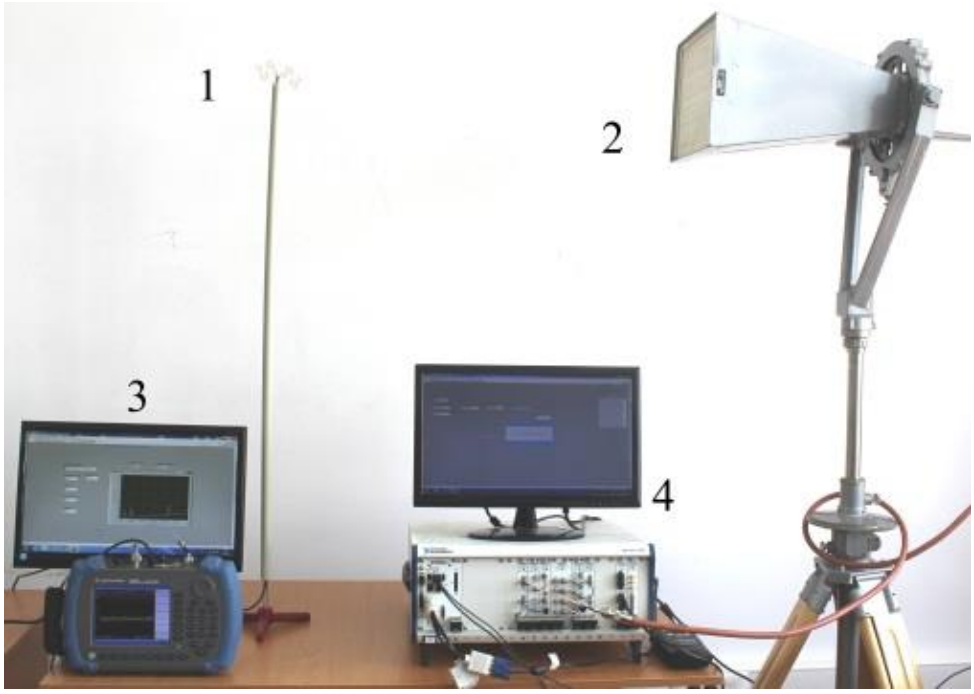
Рисунок 3.18 – Блок диаграмма ВП для измерения диаграммы направленности

На рисунке 3.19 изображена экспериментальная установка для измерения спектра мощности в диапазоне 0.1-2.7 ГГц приемной фрактальной антенны. Для генерирования и приема использовались сигнальный генератор (где установлен сигнал -5дБм) и анализатор спектра, соответственно. Измерения проводились в двух режимах (рисунок 3.20): первый – плоскость фрактальной антенны XZ находилась перпендикулярно к оси Y, где расположен передающий рупор (П6-23М, см.рисунок 3.19) на расстоянии 2 м, второй – плоскость антенны YZ параллельна к оси Y. Условия эксперимента и процесс измерения были одинаковы для всех типов антенн. Для каждых предфрактальных антенн были вычислены и сравнены среднее значение мощности.

Радиотехнические устройства требуют высокоточной оценки отношения сигнал/шум для достижения качества и эффективности приемо-передающих телекоммуникационных узлов. По экспериментальным данным и их средним значения, которые получены по формуле (3.19) были определены отношение сигнал/шум фрактальных антенн [140]. Отношение сигнал/шум (SNR) – безразмерная величина, которая определяется как:

$$\mathrm{SNR(dB)} = 10\log_{10}\left(\frac{\mathrm{P_{signal}}}{\mathrm{P_{noise}}}\right), \qquad (3.19)$$

где P_{signal} – мощность полезного сигнала, P_{noise} – мощность шума.



1-фрактальная антенна; 2-рупорная антенна П6-23А; 3-анализатор спектра; 4-генератор ВЧ сигналов

Рисунок 3.19 – Программно-аппаратный комплекс экспериментальной установки [140]

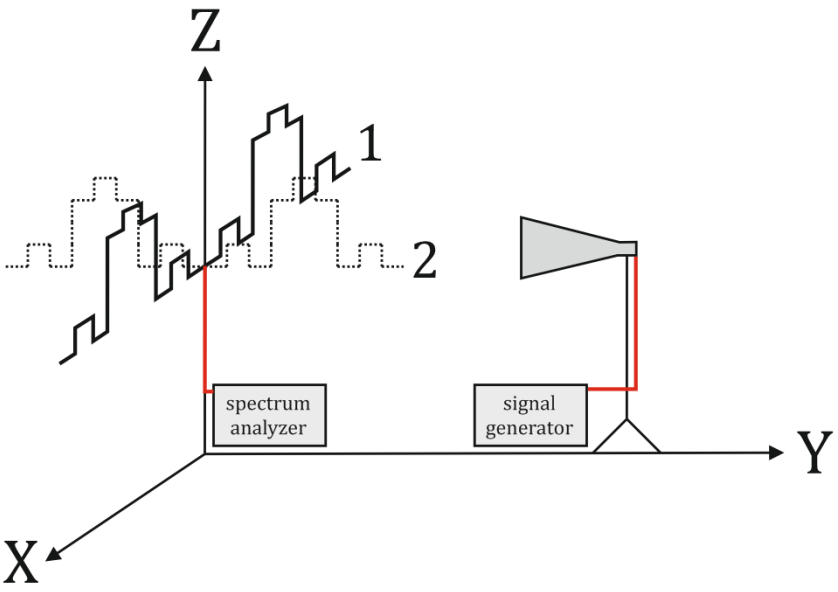


Рисунок 3.20 – Блок-схема режимов измерения. Перпендикулярное (1) и параллельное (2) расположения плоскости приемной фрактальной антенны к направлению излучения [140]

4. РЕЗУЛЬТАТЫ И СРАВНЕНИЯ

4.1 Резонансные частоты

На рисунках 4.1, 4.3 и 4.4 приведены смоделированные (сплошные линии), измеренные (штриховые линии) обратные потери (S_{11} параметр или коэффициент отражения) фрактальных антенн до третьего поколения в частотном диапазоне 0,1-2,7 ГГц. Видно, что все эти антенны с фрактальными структурами, как уже напоминалось выше, имеют как минимум две резонансных частот, в отличие от полуволнового вибратора, которого имеется только один резонанс, при соответствующей длине L_0 = 14,5 см (рисунок 4.2). Результаты измерения для первых резонансов согласуются с данными моделирования, в районе второго резонанса имеются не большие откланения, связанные с не идеальностью изготовленных опытных образцов. Также наблюдается, что с ростом номера предфрактала n резонансные частоты смещаются в сторону области низких частот, где серыми полосками отмечены диапазоны смещений. Это смещение $f_n > f_{n+1}$ связано с тем, что каждый следующий номер итерации приведет к росту фрактальной длины антенны L и соответственно к уменьшению резонансной частоты.

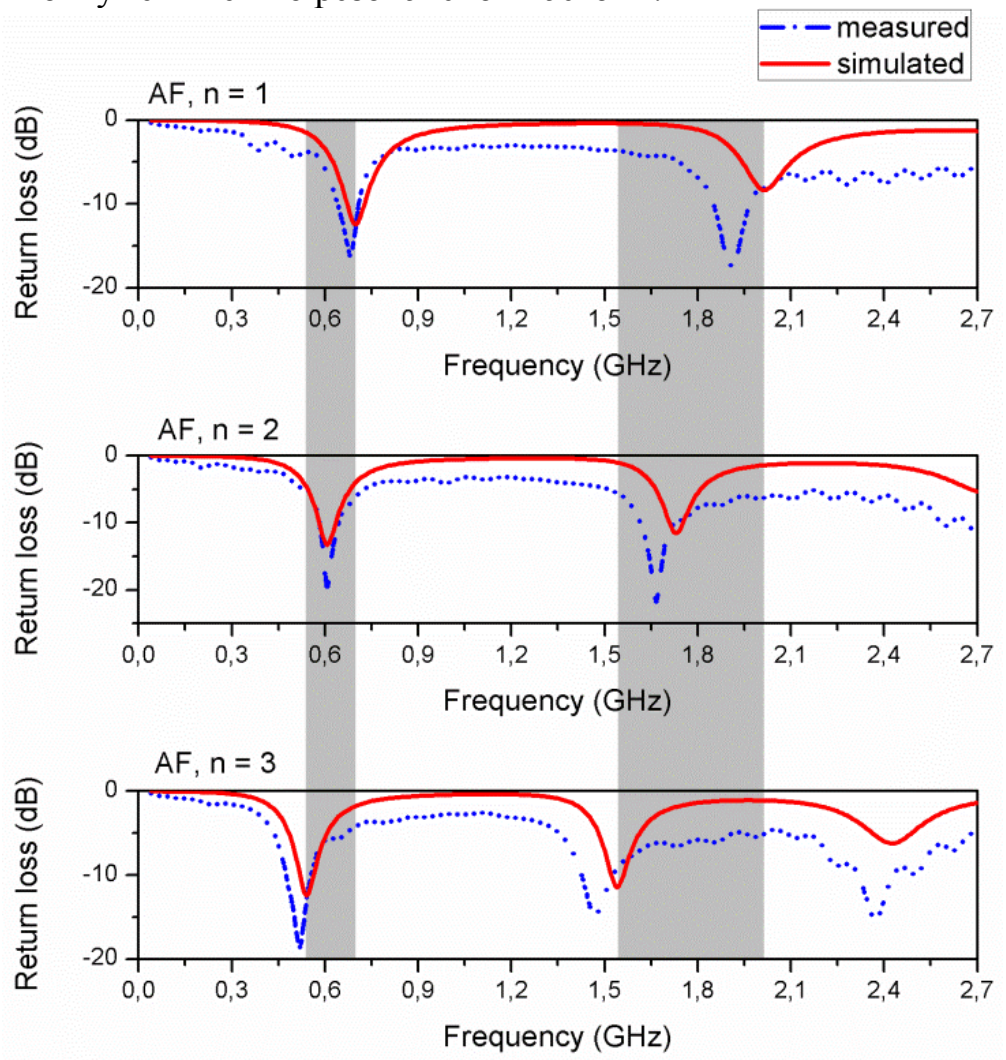


Рисунок 4.1 – Частотные зависимости входных коэффициентов отражения ZhF антенн

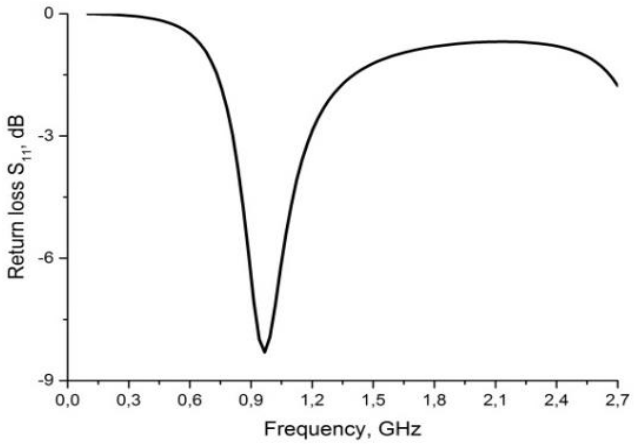


Рисунок 4.2 – Частотные зависимости входных коэффициентов отражения полуволнового вибратора при $L_0 = 14{,}5$ см

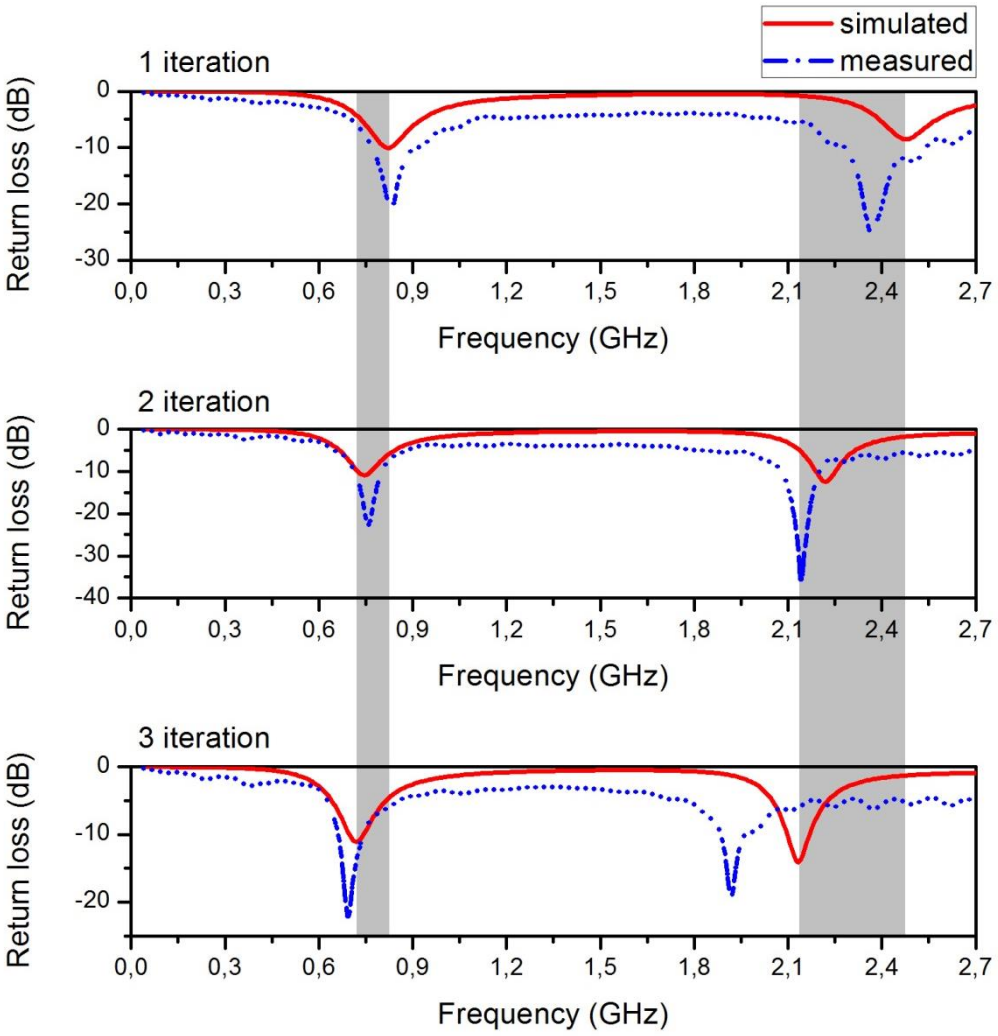


Рисунок 4.3 – Частотные зависимости входных коэффициентов отражения KF антенн

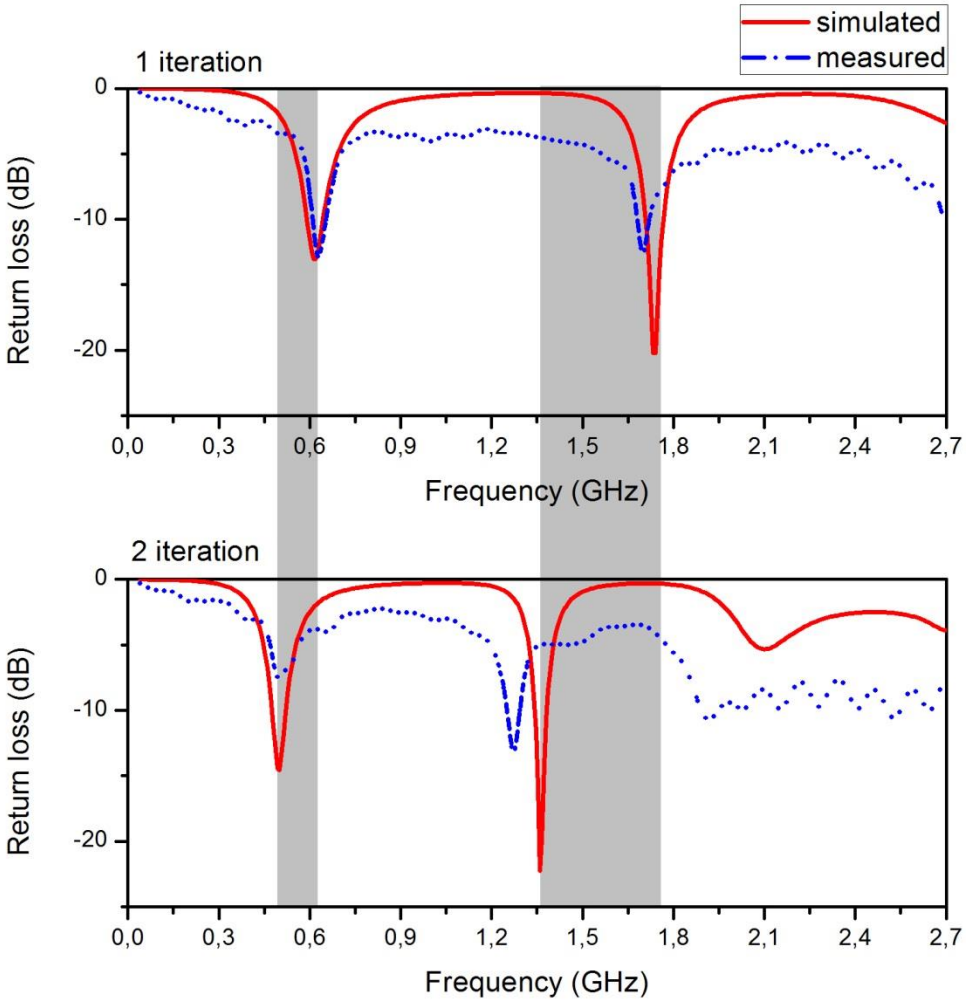
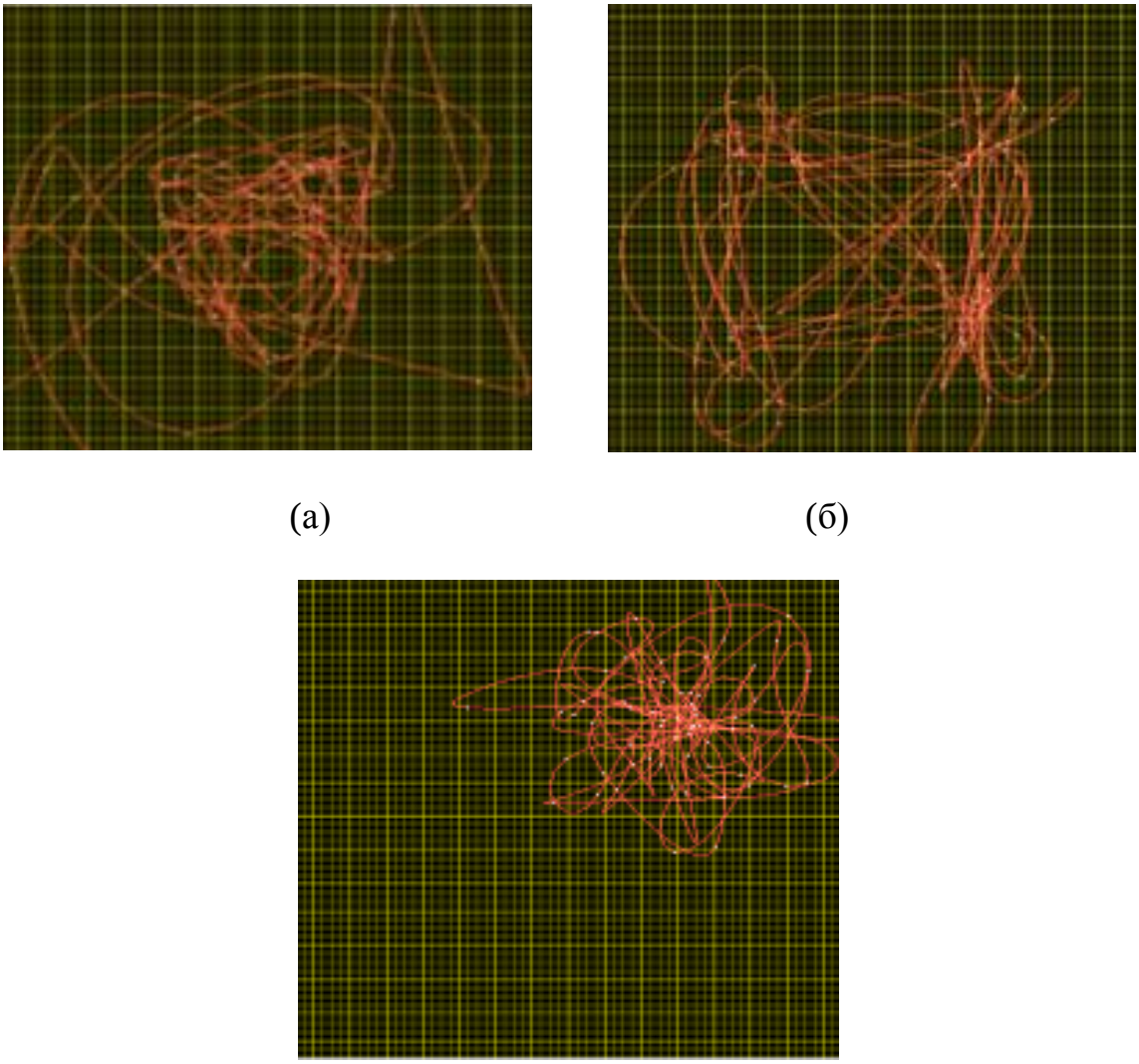


Рисунок 4.4 – Частотные зависимости входных коэффициентов отражения MF антенн

Также была поставлен специальный эксперимент, который показывает приемо-передающую способность фрактальной антенны в резонансных частотах выбранной полосы частот. В качестве передатчика использован СВЧ модулятор NI PXI-5601 выходным сопротивлением 50 Ом, который генерирует QPSK модулированный сигнал и к нему подключалась передающая анизотропная фрактальная антенна через фидер (коаксиальный кабель). Частота несущего колебания варьировалась от 10 МГц до 2,7 ГГц с шагом 10 МГц. В качестве принимающей антенны служила рупорная антенна П6-23А, которая подключалась к демодулятору через коаксиальные кабель с волновым сопротивлением 50 Ω (7/3,04 mm). Опытный образец фрактальной антенны был сконструирован из медной проволоки. Для правильного построения антенны был произведен расчет её длины. Здесь учтено то, что для малых антенн рекомендуемая длина отрезка медной проволоки (от начальной до конечной точки) составляет 14,5 см. По частотным характеристикам ZhF антенна (n=2) с

данными характеристиками имеет две ярко выраженных резонансных частоты в районе $f1 \approx 610$ МГц и $f2 \approx 1720$ МГц.

При передаче модулированного сигнала вне резонансно-частотных диапазонах диаграммы созвездия показывают неупорядоченные расположения фазовых точек в комплексной плоскости (рисунок 4.5). Это означает, что в этих диапазонах прием и передача радиосигналов не осуществляется из-за слабого напряженности поля, вследствие которого воздействие шумов и помех велика. Вокруг резонансных частот наблюдаются слабо искаженные, упорядоченное расположение точек в фазовой плоскости, которые показывают качественную передачу информации (рисунок 4.6).

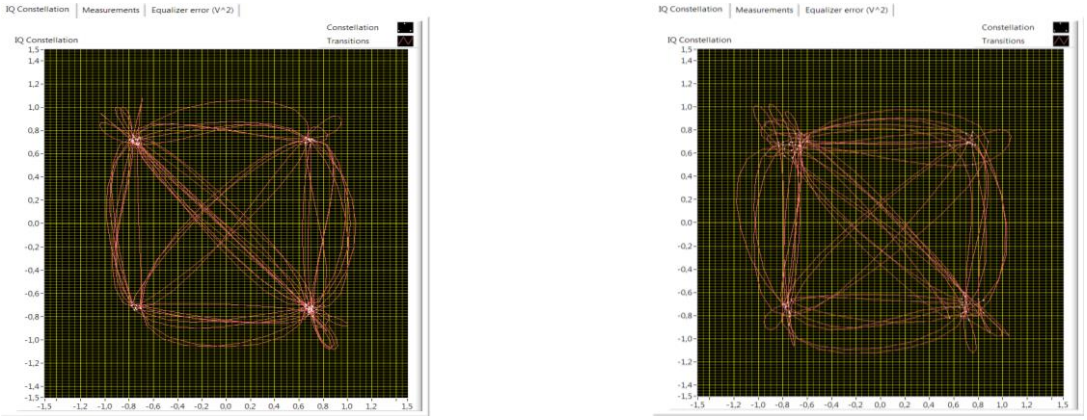


(а) (б)

(в)

а-300 МГц; б-1100 МГц; в-2200 МГц

Рисунок 4.5 – Фазовые созвездия вне резонансных частотах



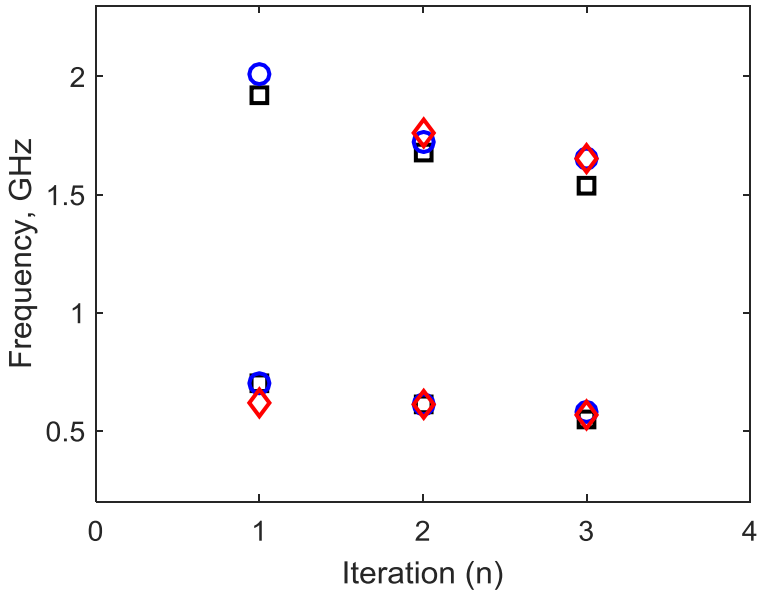
(а) (б)

а-610 МГц; б-1720 МГц

Рисунок 4.6 – Фазовые созвездия в резонансных частотах

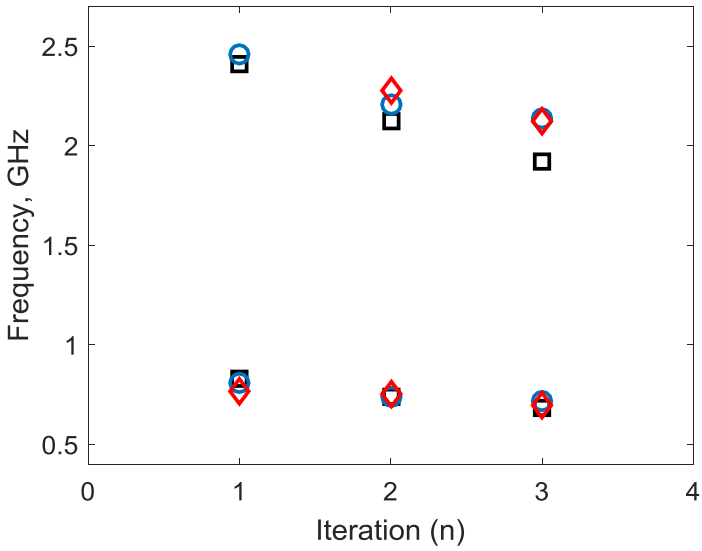
Результаты эксперимента доказывают многодиапазонное свойства антенн с ZhF фрактальной формой. Частотные характеристики данной антенны конкурентоспособны для передачи информации на нескольких частотах, что является одним из важных требований для современных приёмо-передающих устройств.

На рисунках 4.7 и 4.8 представлены изменения резонансных частот по номеру предфрактала. Из графиков видно, что их зависимость от номера иерархии, определенные согласно по формуле (3.13), симуляции в HFSS и непосредственным измерением соответствуют.

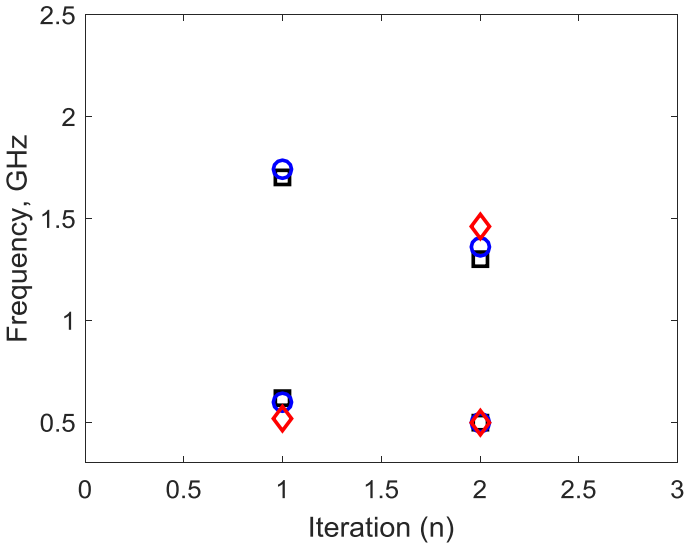


« ◊ » – теоретические результаты, « ○ » – модель HFSS, « □ » – измерение с векторным анализатором цепей

Рисунок 4.7 – Зависимость резонансных частот от *n*-номера предфрактала для ZhF антенн



(а)



(б)

« ◊ » – теоретические результаты, « ○ » – модель HFSS, « □ » – измерение с векторным анализатором цепей

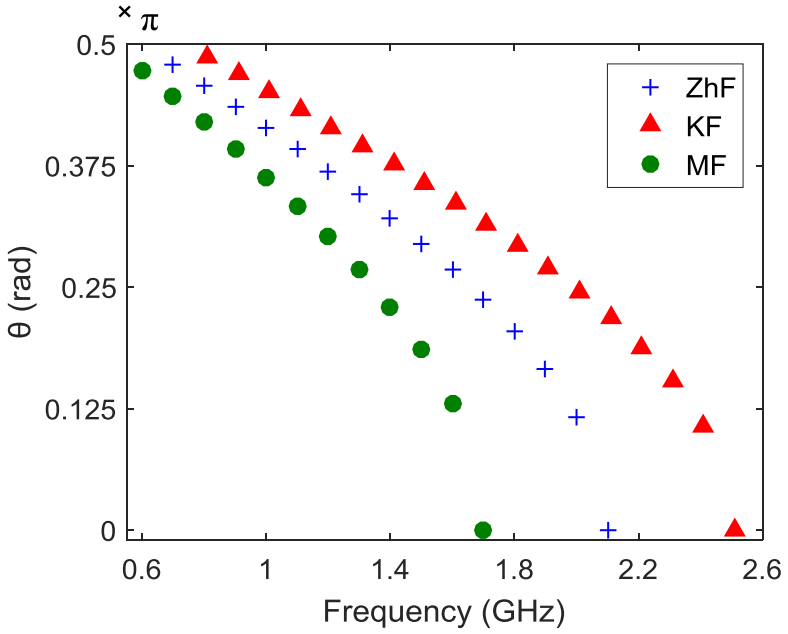
Рисунок 4.8 – Зависимость резонансных частот от *n*-номера предфрактала для антенн KF (а) и MF (б) соответственно

Таблица 5 – Измеренные резонансные частоты антенн до трех поколений

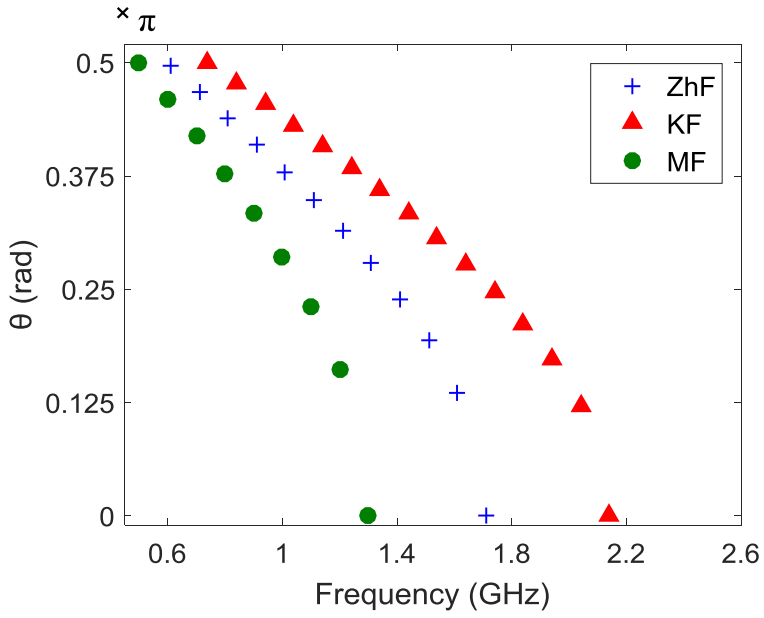
Номер предфрактала	Резонансная частота f_1, ГГц			Резонансная частота f_2, ГГц		
	ZhF	KF	MF	ZhF	KF	MF
0	0,96	0,96	0,96	-	-	-
1	0,70	0,81	0,60	2,01	2,46	1,71
2	0,61	0,74	0,50	1,72	2,21	1,36
3	0,58	0,72	-	1,65	2,14	-

4.2 Диаграмма направленности

На рисунке 4.9 представлены зависимость угла между направлениями максимального излучения $\theta_{гл}$ и основной осью антенны от частоты по формуле (3.8) при $L_0 = 7$ см, n=1 и n=2. В районе первых резонансов *f1* (ZhF ≈ 0,70 ГГц, KF ≈ 0,81 ГГц, MF ≈ 0,60 ГГц) основные лепестки всех антенн на основе первых поколении фракталов направлены под углом приблизительно $\theta_{гл} \approx \pi/2$ радиан (±10 °) к оси антенны, а в районе вторых резонансов *f2* (ZhF ≈ 2,23 ГГц, KF ≈ 2,55 ГГц и MF ≈ 1,71 ГГц) антенны излучают в направленях вдоль основной оси, т.е. $\theta_{гл} \approx$ 0рад (±10 °) (рисунок 4.9а).



(а)



(б)

а-при n=1; б -при n=2

Рисунок 4.9 – Изменение направления максимального излучения по частоте между резонансами *f1* и *f2*

Такая же картина наблюдается и во второй итерации антенн (рисунок 4.9б) с резонансными частотами *f1* (ZhF - 0,61 ГГц, KF - 0,74 ГГц, MF - 0,50 ГГц) и *f2* (ZhF -1,72 ГГц, KF - 2,21 ГГц и MF - 1,36 ГГц). Таким образом, ДН в резонансных частотах отличаются по поляризации излучения. Ниже приведены результаты некоторых расчетов. Согласно формуле 3.8 ZhF антенна при n=1, *f1*=0,70 ГГц = 0,70*10^9, $L_0 = 7$см, δ=1/3 и γ=0,4649 имеет следующее значение величины $\theta_{гл}$:

$$\theta_{гл}(f1) = arccos\left(\frac{7*10^{-2}}{3*10^8} 2{,}33^{1*0.4649} * 0.70 * 10^9\right) =$$

$$= arccos(2.3*1.6*0.7)=arccos(0.2) \approx 80\ градус,$$

$$\theta_{гл}(f2) = arccos\left(\frac{7*10^{-2}}{3*10^8} 3^{1*0.4649} * 2.35 * 10^9\right) =$$

$$= arccos(2.4*1.7*2.35)=arccos(0.96) \approx 10\ \ градус.$$

KF антенна при n=1, *f1*=0,80 ГГц = 0,8*10^9 Гц, *f2*=2,46 ГГц = 2,55*10^9 Гц, $L_0 = 7$см=7*10^{-2} м, δ=1/3 и γ=0,26 имеет следующие значения величины $\theta_{гл}$:

$$\theta_{гл}(f1) = arccos\left(\frac{7*10^{-2}}{3*10^8} 3^{1*0.26} * 0.80 * 10^9\right) =$$

$$= arccos(2.3*1.3*0.8)=arccos(0.2) \approx 80\ градус,$$

$$\theta_{гл}(f2) = arccos\left(\frac{7*10^{-2}}{3*10^8} 3^{1*0.26} * 2.55 * 10^9\right) =$$

$$= arccos(2.4*1.7*2.55)=arccos(0.90) \approx 10\ \ градус.$$

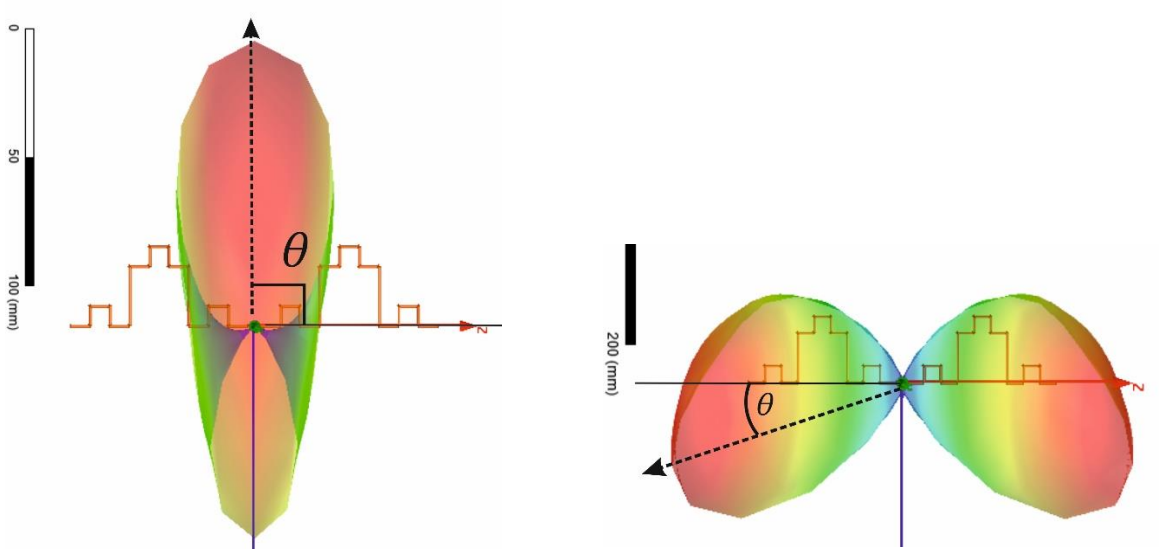
MF антенна при n=2, *f2*=1,38 ГГц = 1,38*10^9 Гц, $L_0 = 7$см=7*10^{-2} м, δ=1/3 и γ=0,5 имеет следующие значения величины $\theta_{гл}$:

$$\theta_{гл}(f2) = arccos\left(\frac{7*10^{-2}}{3*10^8} 3^{2*0,5} * 1{,}38 * 10^9\right) =$$

$$= arccos(2.4*3*1{,}38)=arccos(0.99) \approx arccos(1) = 0\ градус.$$

В данных расчетах отклонению от 1° до 10° нельзя считать за погрешность, так как на практике главные лепестки антенны в дальней зоне имеют большие ширины и их максимумы могут простираться в пределах 5-15 °, а также они могут не иметь идеально овальную форму. Суть данного подхода в том, что данная формула описывает зависимость направлении главного

лепестка $\theta_{гл}$ от частоты и объясняет режимов нормального и осевого излучения в резонансных частотах.



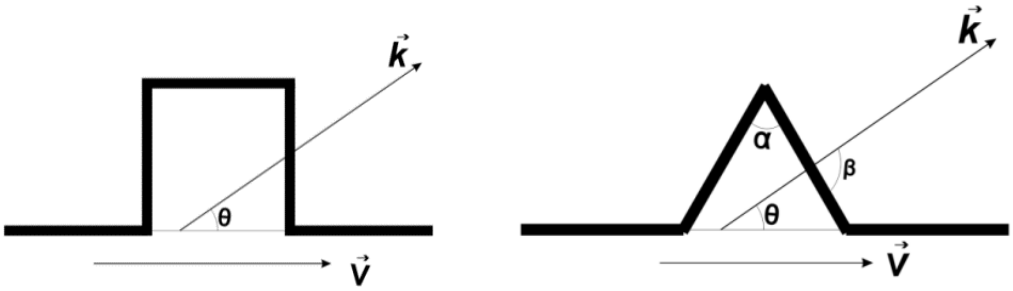
(а) (б)

а - при θгл $= \pi/2$; б – при θгл $\approx \pi/6$.

Рисунок 4.10 – Направления максимального излучения ZhF антенны при разных значениях θгл

На рисунке 4.12 показаны ДН фрактальных антенн построенные по формуле (3.12). ДН антенны на базе FK отличается тем, что он имеет многолепестковую свойству. Объясняется это следующим образом, если рассмотреть формы антенн ZhF и MF, то в их структуре все звенья и элементы расположены перпендикулярно между собой на всех уровнях предфрактала. Для этой случай угол $\theta_{гл}$, указывающий направление вектора $\boldsymbol{k}$ определяется как $\theta_{гл}\pm\pi/2$. Для FK имеем $\theta\pm\pi/3$, так как внутренний угол равностороннего треугольника равен $\alpha = \pi/3$ (см.рисунок 4.11). При расчетах для получение полной картины ДН антенн необходимо также учитывать изменения напрваления главного лепестка при переходе от первого резонанса к второму. В результате эти факторы приведут к направленности антенн ZhF и MF, к многонаправленности (4 лепестка) антенны KF. Двумерные ДН в плоскостях E и H, полученные в среде HFSS и измеренные (рисунок 4.13) соответствуют к теоретическим расчетам [141]. На рисунке 4.14 приведены 3D ДН в резонансных частотах рассматриваемых антенн при n=2, которые по форме и по направлениям главных лепестков подтверждают изменения поляризации излучения. В ненормированных ДН полученные с помощью теоретических расчетов амплитуда напряжённости поля ZhF (сплошные линии) антенны больше чем KF (штриховые) и MF (точечные) антенны во всех уровнях предфрактала. Следует отметить, что с помощью данной теоретической

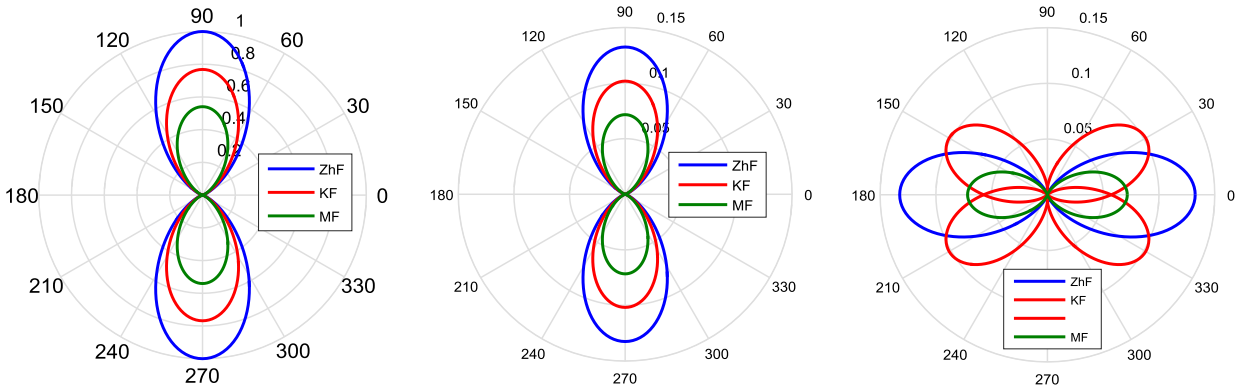
модели нельзя определить ширину ДН, который является важным показателем направленности антенн.



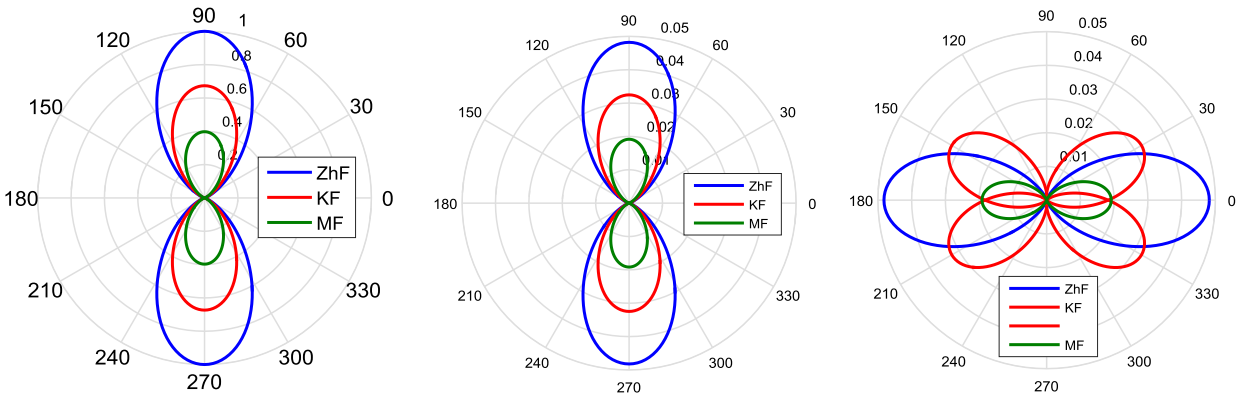
(а) (б)

а-для ZhF предфрактала; б-для предфрактала KF

Рисунке 4.11- Направления вектора ***k*** в фрактальных структурах



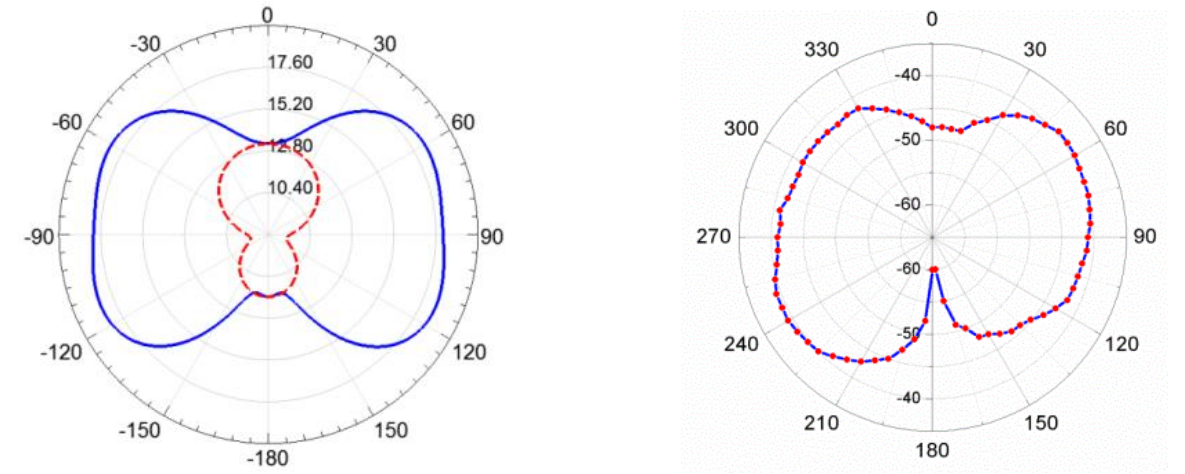
(а) (б) (в)



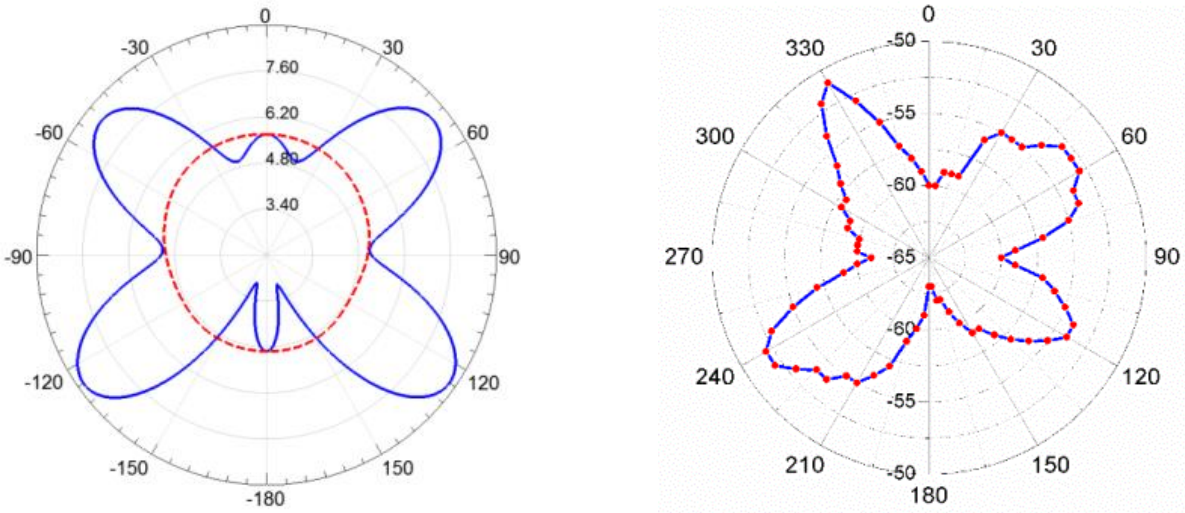
(а1) (б1) (в1)

а- нормированный при *f*1, *n*=1; б – не нормированный при *f*1, *n*=1; в-при *f*2, *n*=1; а1- нормированный при *f*1, *n*=2; б1 – не нормированный при *f*1, *n*=2; в1-при *f*2, *n*=2;

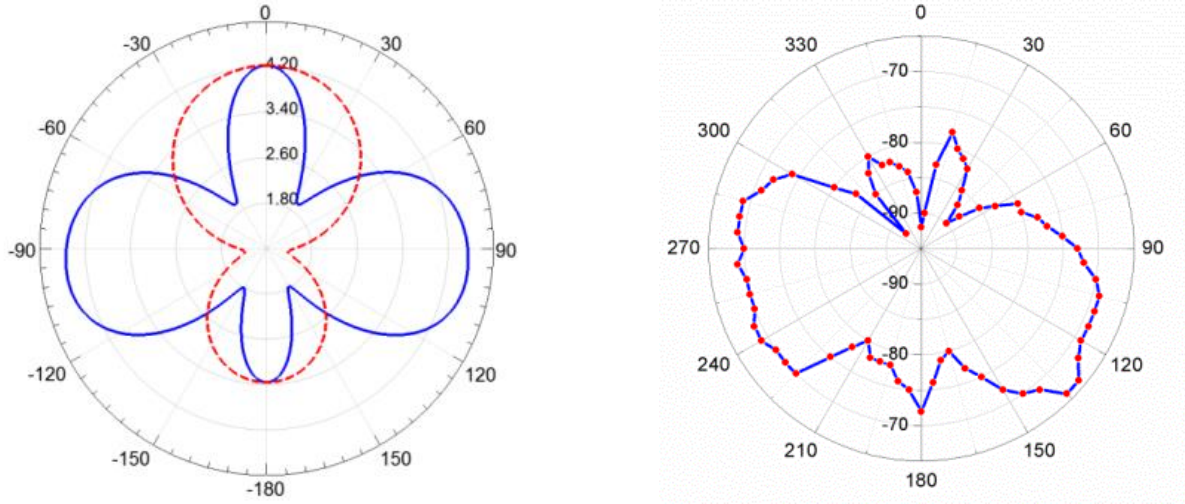
Рисунок 4.12 – Нормированные амплитудные характеристики (2D диаграммы направленности) антенн



(а)



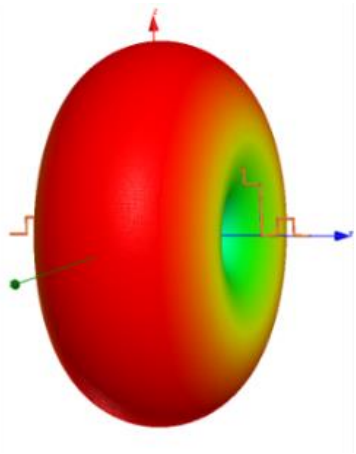
(б)



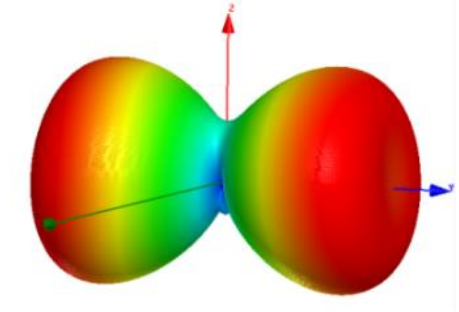
(в)

а- для ZhF; б-для KF; в-для MF

Рисунке 4.13 – Смоделированные в HFSS 2D ДН фрактальных антенн в E (сплошные) и H (штриховые) плоскостях и измеренные 2D диаграммы направленности фрактальных антенн в плоскости E при f_2 и n=2.

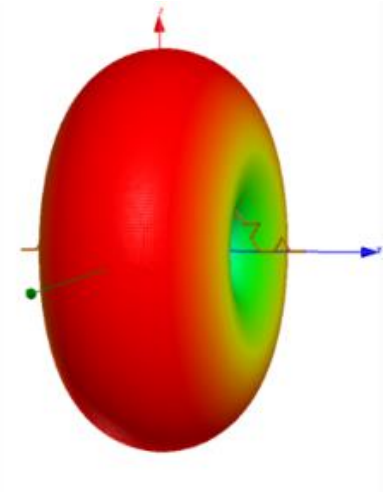


f1=0.61 GHz

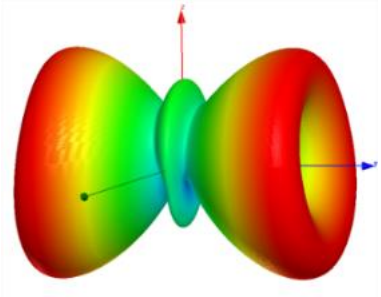


f2=1.72 GHz

(а)

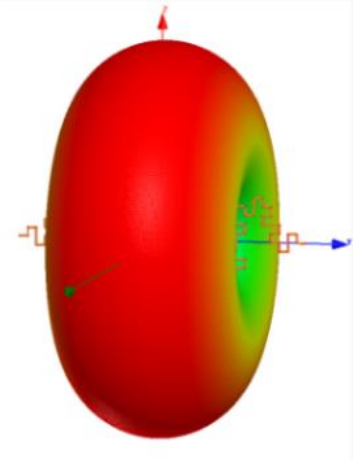


f1=0.74 GHz

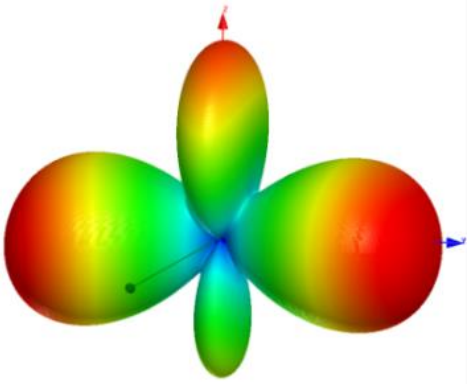


f2=2.21 GHz

(б)



f1=0.50 GHz



f2=1.36 GHz

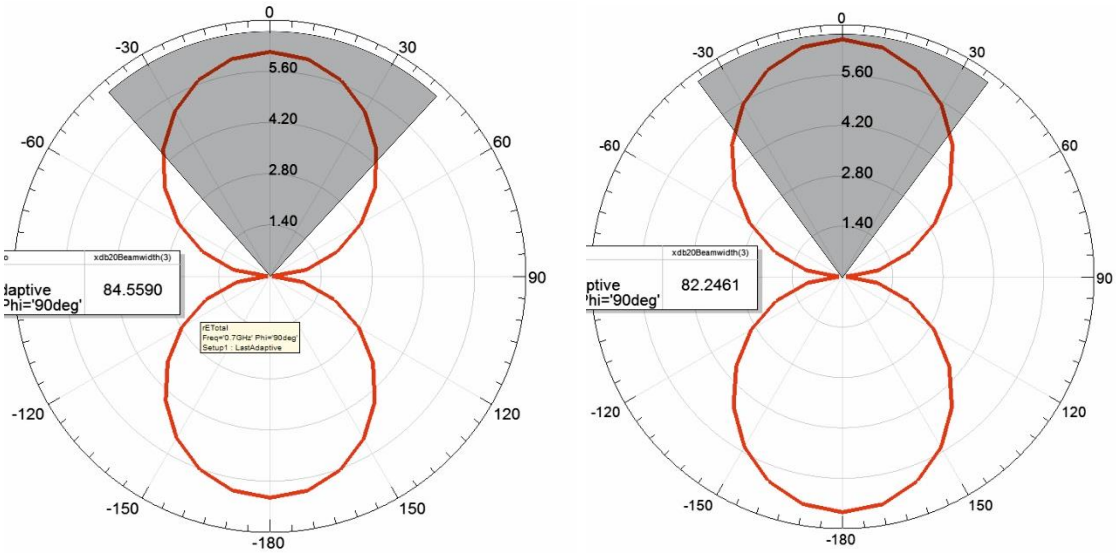
(в)

а- для ZhF; б-для KF; в-для MF

Рисунок 4.14 – Симулированные 3D ДН антенн при *n*=2 в резонансных частотах *f1* и *f2* соответственно

Таблица 6 – Численные характеристики ДН антенн в режиме осевого излучения

Тип антенны	Номер итерации	Резонансная частота, ГГц	Макс.значения главного лепестка, В	Ширина ДН (3 dB), градус
ZhF	1	2,01	8,48	100,72
KF	1	2,46	8,42	39,21*2
MF	1	1,71	4,61	79,03
ZhF	2	1,72	8,21	123,52
KF	2	2,22	8,86	46,08*2
MF	2	1,36	4,58	93,85
ZhF	3	1,65	8,47	112,41
KF	3	2,14	8,40	48,66*2



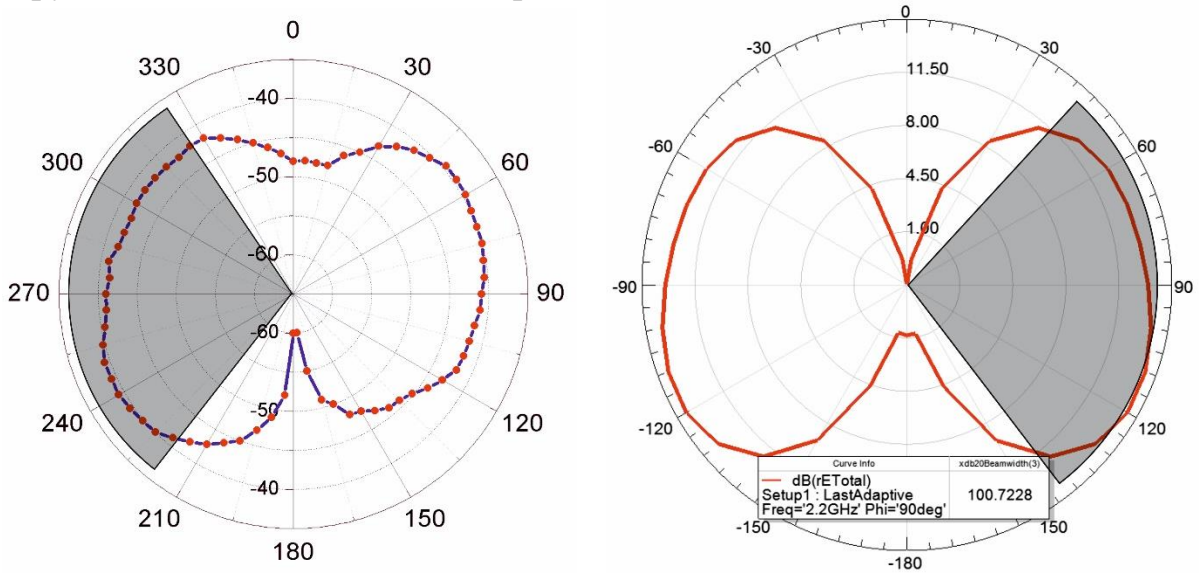
(а) (б)

а-ДН ZhF антенны шириной 84°; б-ДН KF антенны шириной 82°

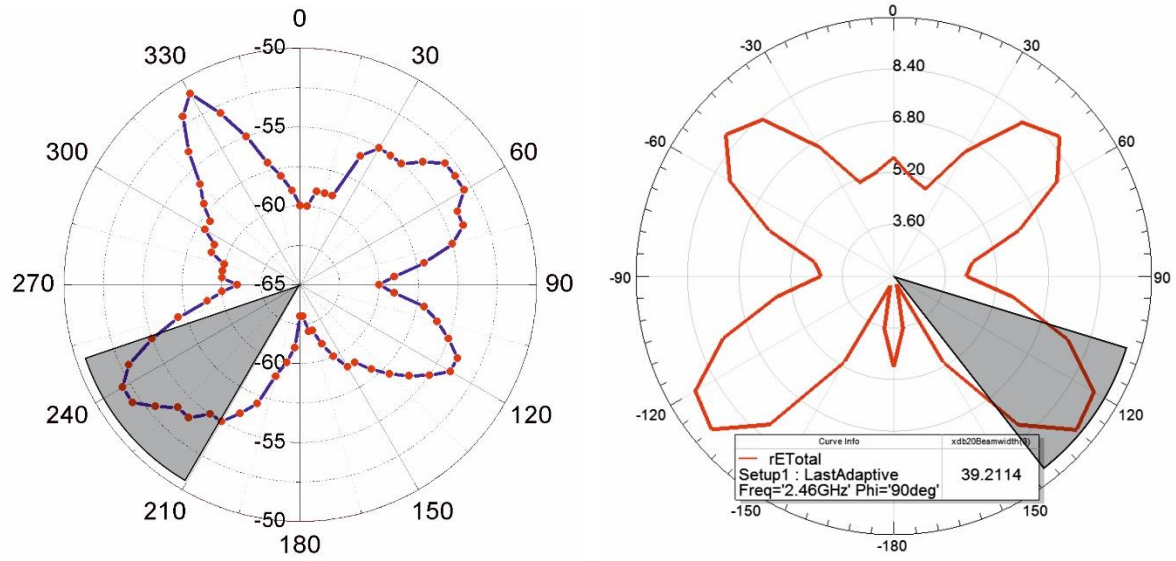
Рисунок 4.15 – Ширина основного лепестка антенн при *n*=1 в режиме поперечного излучения в резонансных частотах *f1*

Ширина основного лепестка ДН на уровне 0,707 от максимального значения или на уровне – 3дБ в логарифмическом масштабе легко определяется в программной среде HFSS, а также из ДН полученные в результате эксперимента. В таблице 6 приведены численные характеристики ДН фрактальных антенн режима осевого излучения. Из данной таблицы можно заметить, что один лепесток из четырех KF антенны имеет ширину 39 градусов при n=1, 46 градусов при n=2 и 48 градусов n=3, MF антенна 79 и 93 градусов, ZhF антенна имеет 100, 123 и 112 градусов ширины соответствующих номерах предфрактала (рисунки 4.15 и 4.16). Исходя из этих данных, можно сказать, что ZhF антенна имеет большую «зону покрытия». В данном случае также важно

отметить, изотропно распределенные предфракталы фрактальной структуры накапливают много энергии в ближних полях антенны и имеют более высокие омические потери и соответственно, мощность излучения уменьшается, что также влияет на характеристики ДН, т.е. уменьшаются максимальное значение и ширина главного лепестка. Фрактал Коха по характеру распределение предфракталов имеет и не анизотропную, и не изотропную структуру. Антенна на базе ZhF имеет широкий ДН из-за особенности множества, где обнаруживается часть элементов предыдущих поколении.



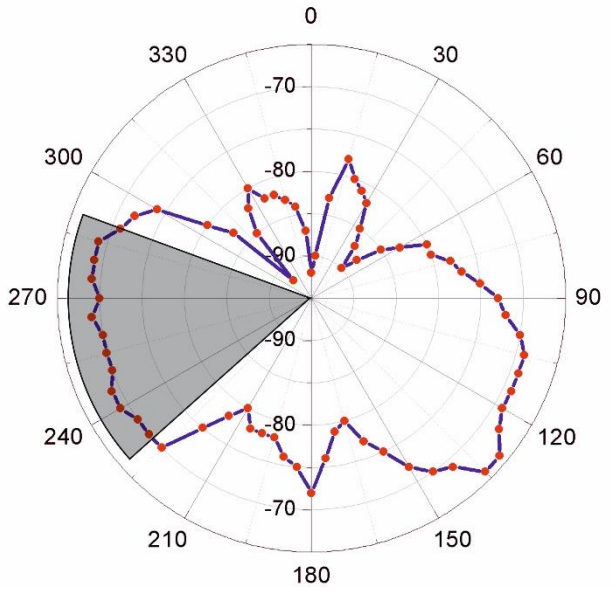
(а)

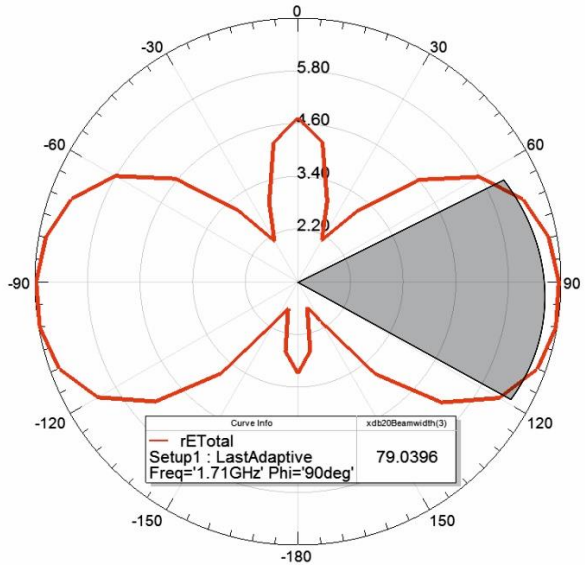


(б)

а-ДН ZhF антенны шириной 100°; б-ДН KF антенны шириной 39°; с- ДН MF шириной 79°

Рисунок 4.16 – Ширина основного лепестка антенн при *n*=2 в режиме осевого излучение в резонансных частотах *f2*, лист 1





c)

Рисунок 4.16, лист 2

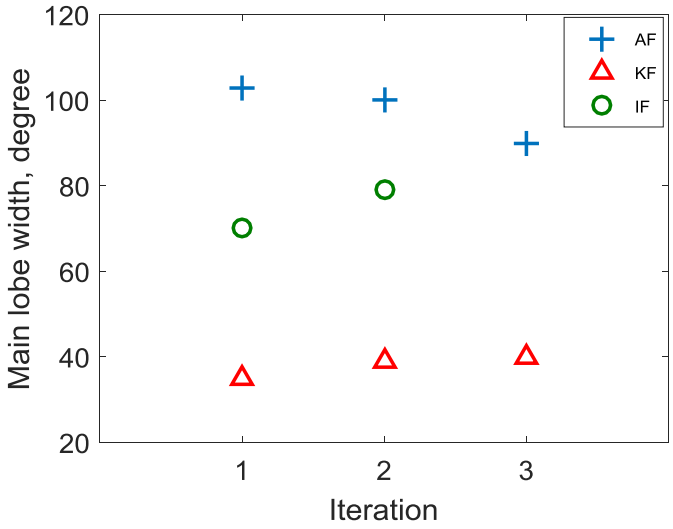


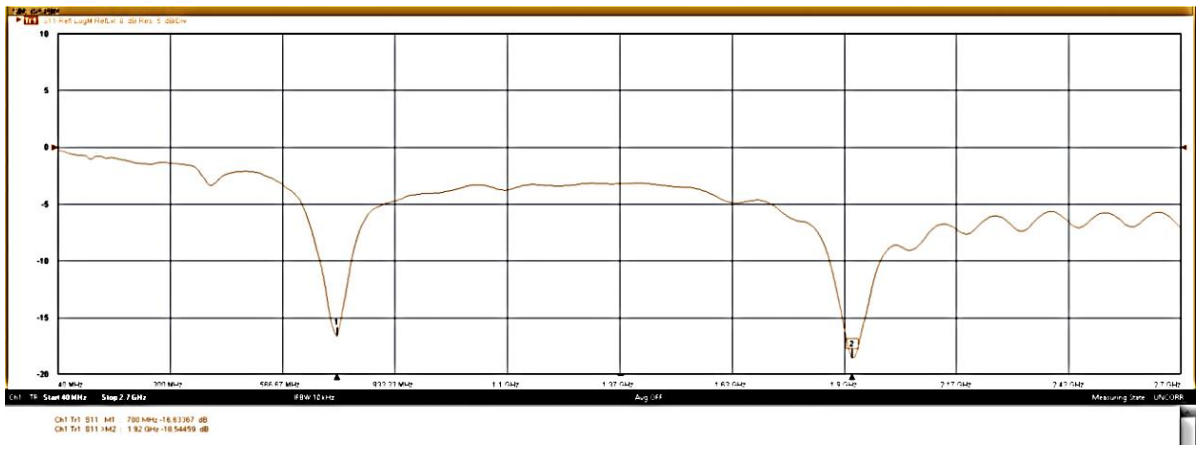
Рисунок 4.17 – Иерархическая зависимость ширины главных лепестков фрактальных антенн

4.3 КСВН и входные сопротивления антенн

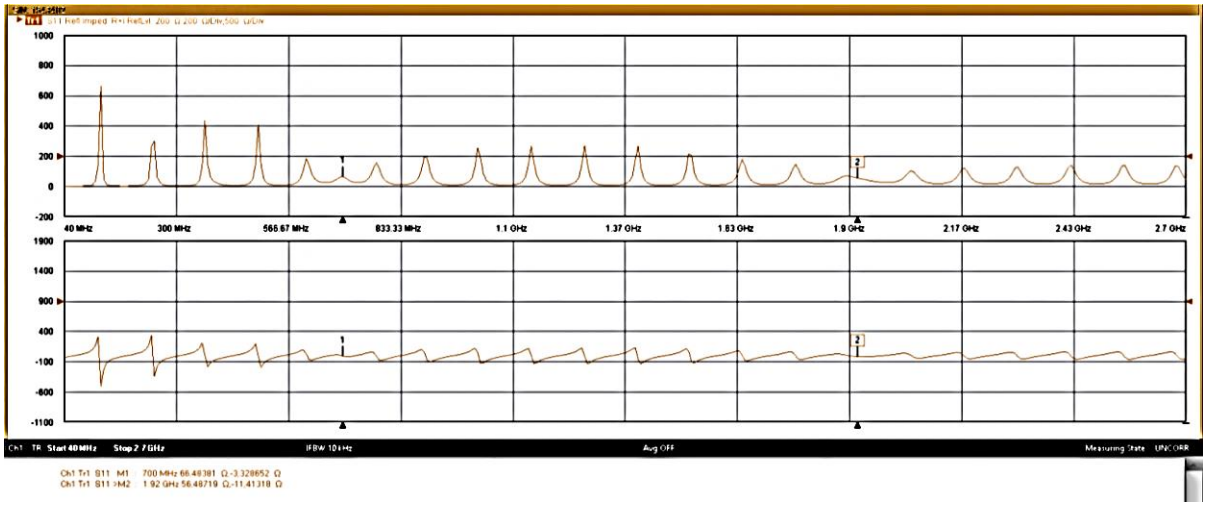
Согласованность антенно-фидерного тракта является важным моментом рабочего режима системы. Кроме этого, при создании и разработке антенных устройств необходимо учитывать значение данного параметра. Анализ формулы (3.17) показывает, что если $|S_{11}|=0$, то КСВН = 1. Это значение максимум того, его можно достичь с идеальной антенной. На практике всегда присутствует отражение и КСВН находится в пределах от [1,1 ÷ +∞]. Значение больше двух приводит к несогласованности (mismatch) системы. Входное сопротивление антенны редко бывает равным волновому сопротивлению

фидерной линии. Во всех случаях при радиосвязи между нагрузкой (антенной) и фидером должна быть согласованность линии. Иначе, не вся мощность полученная антенной преобразуется в электромагнитные волны. Во многих случаях волновое сопротивление фидерной линии 50 Ом (бывает 75 Ом). Значит, значения сопротивления рассматриваемых антенн также должны быть вокруг 50 Ом.

На рисунках 4.18 и 4.19 приведены измеренные волновые сопротивления в диапазоне 0,1-2,7 ГГц для проволочных диполь антенн на основе анизотропного фрактала.

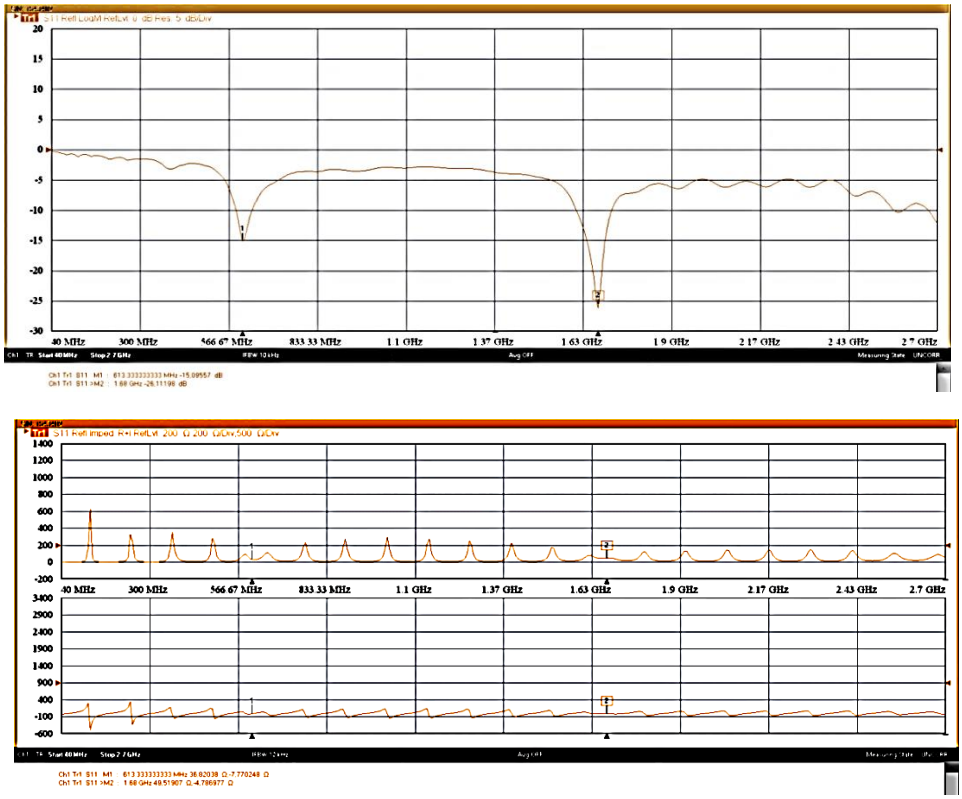


(а)

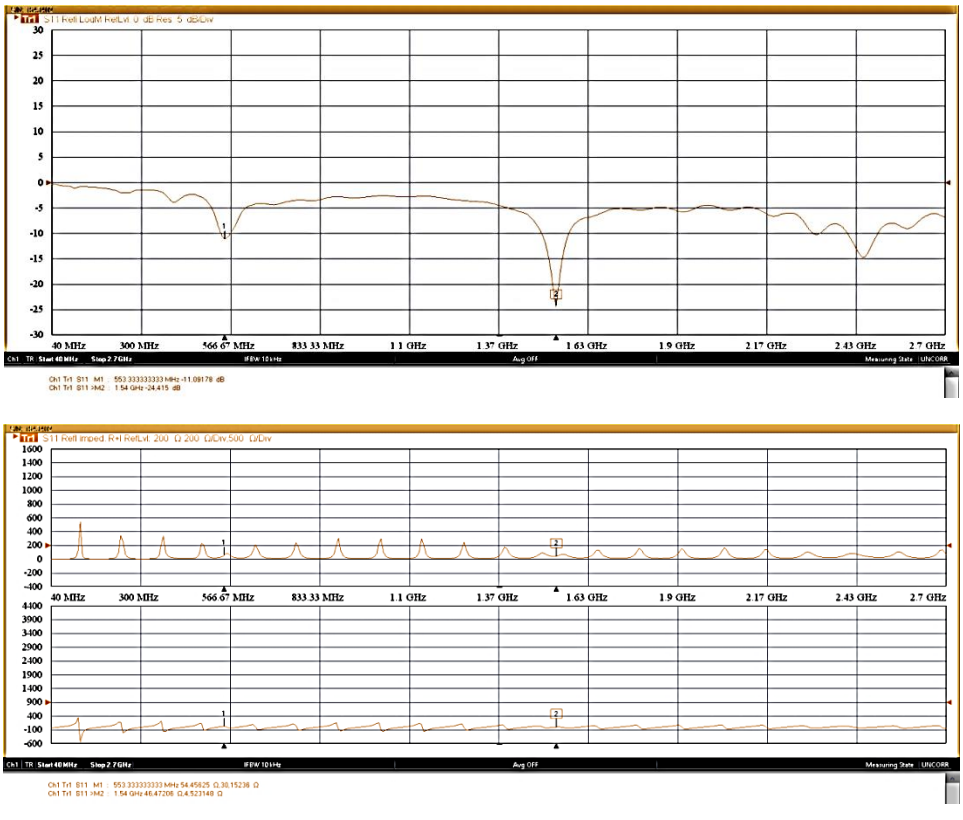


(б)

Рисунок 4.18 – Зависимость коэффициента отражения S11 (а) и входного сопротивления Z (б) от частоты для антенны ZhF с при n=1



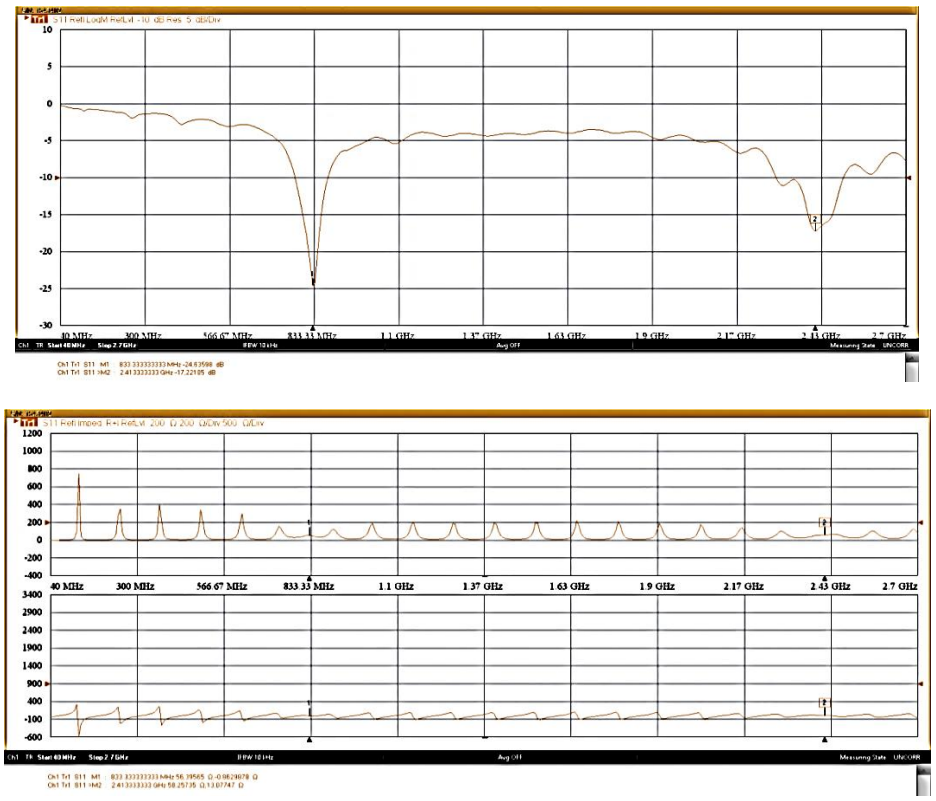
(а)



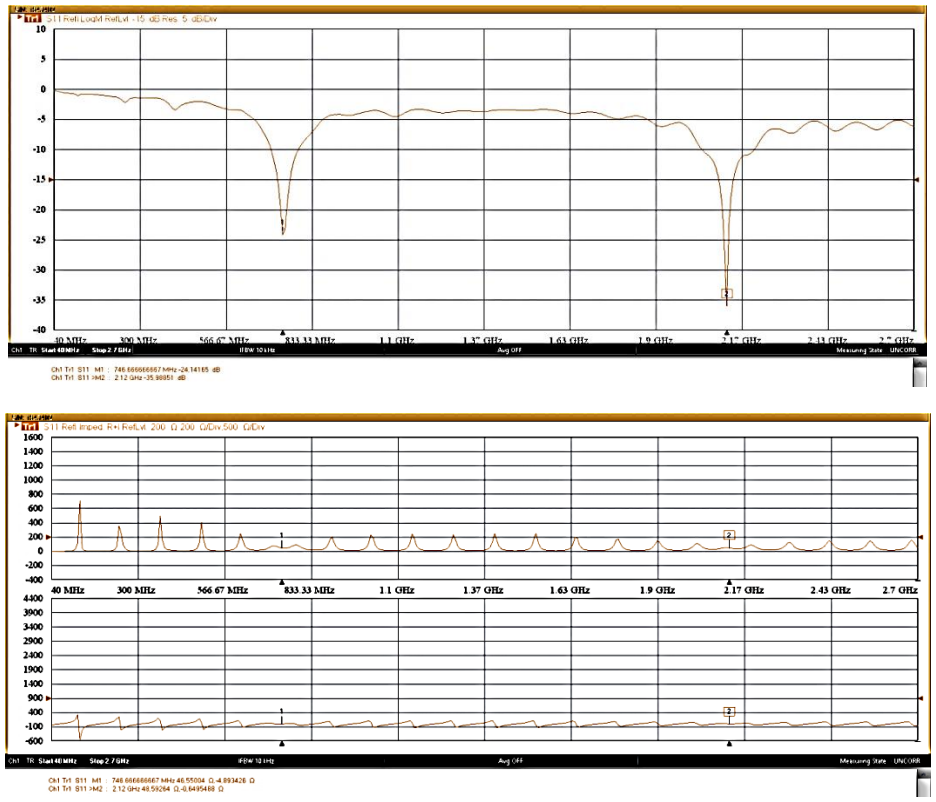
(б)

а-второе поколение; б-третье поколение

Рисунок 4.19 - Зависимость коэффициента отражения S_{11} и входного сопротивления Z от частоты для ZhF антенны



(а)



(б)

а-второе поколение; б-третье поколение

Рисунок 4.20 – Зависимость коэффициента отражения S_{11} и входного сопротивления Z от частоты KF антенны

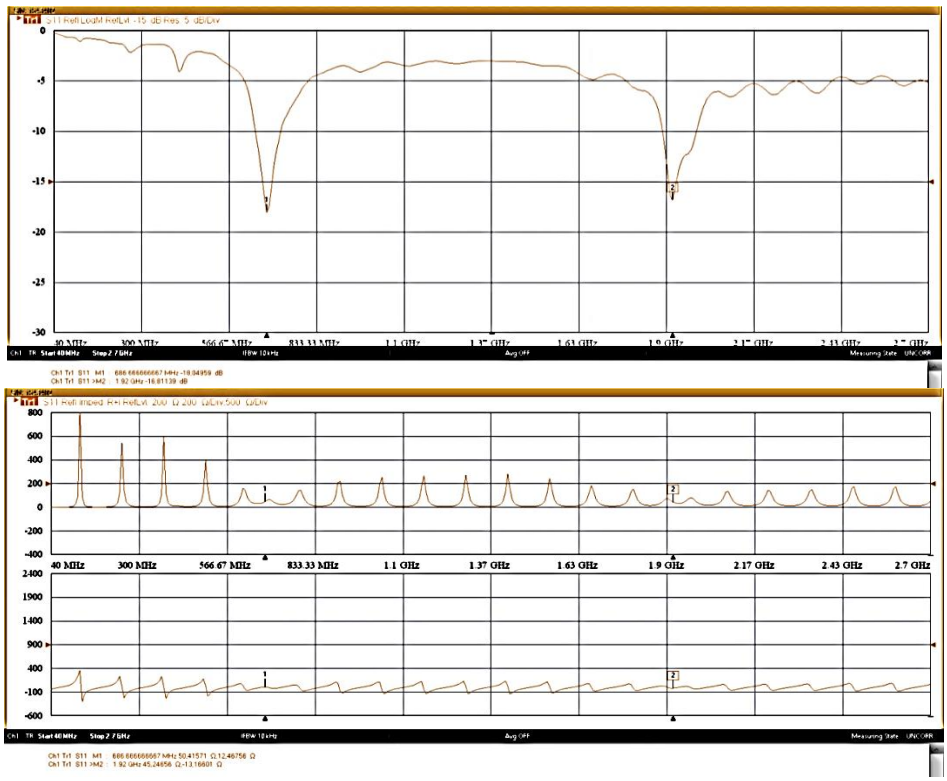


Рисунок 4.21 – Зависимость коэффициента отражения S_{11} и входного сопротивления Z от частоты для KF антенны при n=3

На рисунках 4.20 и 4.21 показаны измеренные значения резонансных частот и импеданса KF антенны. Можно заметить, что все три антенны имеют по два резонанса: в первом префрактале – 833 МГц и 2,41 ГГц, во втором префрактале – 746 МГц и 2,12 ГГц, в третьем – 686 МГц и 1,92 ГГц. На рисунке 4.22 показана зависимость входного сопротивления Z всех рассматриваемых антенн от номера предфрактала n. Из данного графика видно, что все антенны имеют входные сопротивления по значению которые близки к 50 Ом во всех номерах n, кроме антенны MF (зеленные линии).

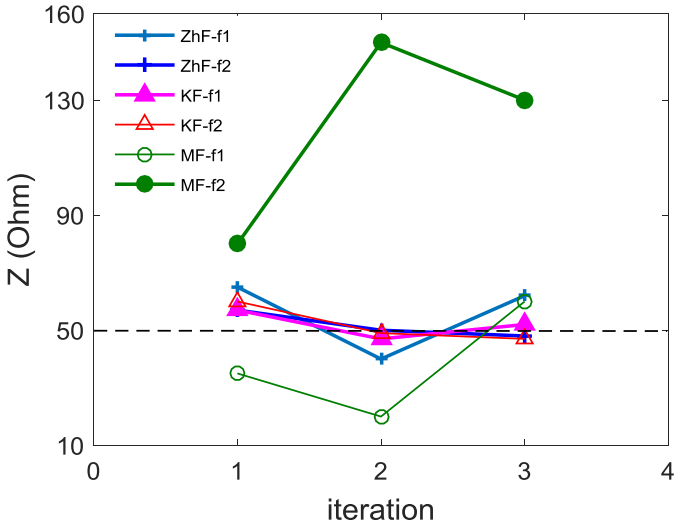


Рисунок 4.22 – Иерархическая зависимость входного сопротивления фрактальных антенн

На рисунке 4.23 приведена зависимость значения КСВН от частоты в диапазон 0,1-2,7 ГГц для ZhF антенны (n=1). Подобные измерения проводились для всех рассматриваемых фрактальных антенн. Результаты приведена на рисунке 4.24 в виде зависимости КСВН от номеров предфрактала. Черными штриховыми линиями обозначены нижний и верхний пределы данной величины.

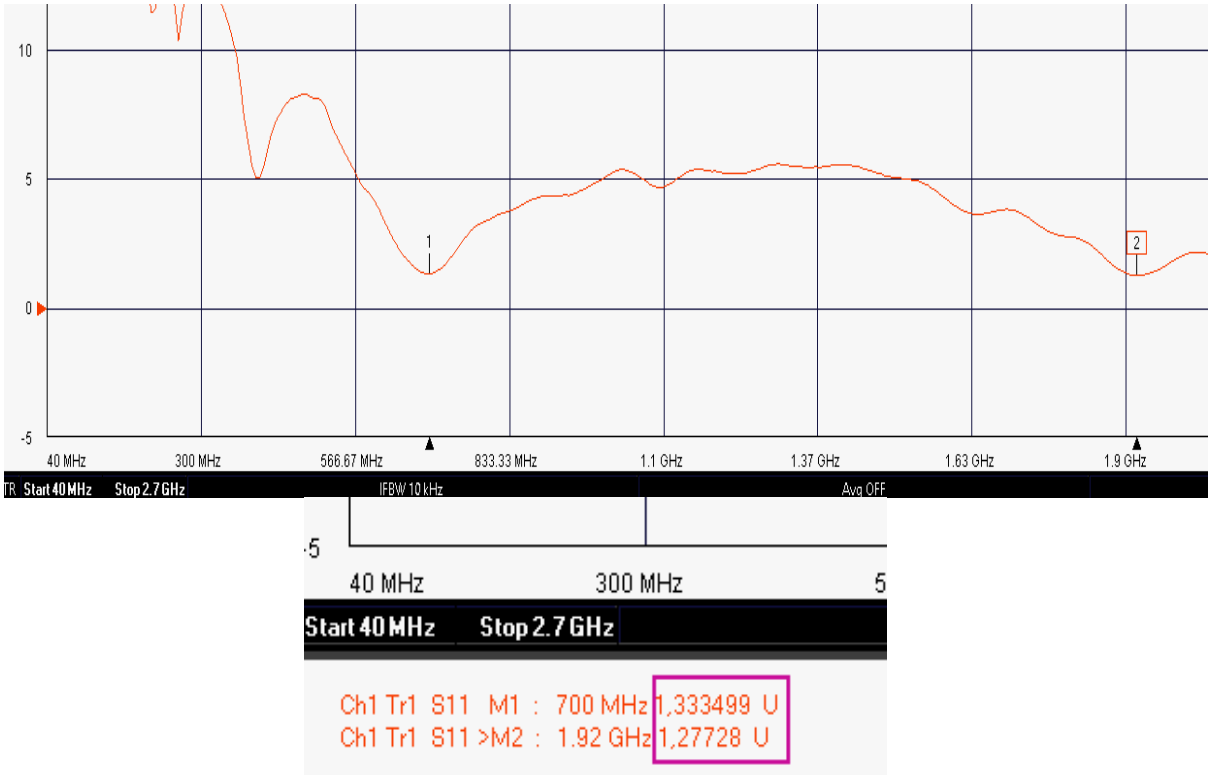


Рисунок 4.23 – Зависимость КСВН фрактальной антенны ZhF (n=1) от частоты

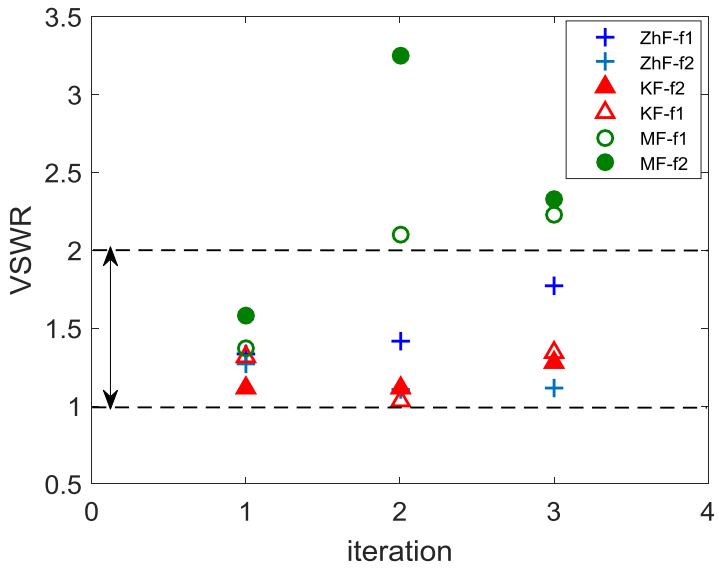
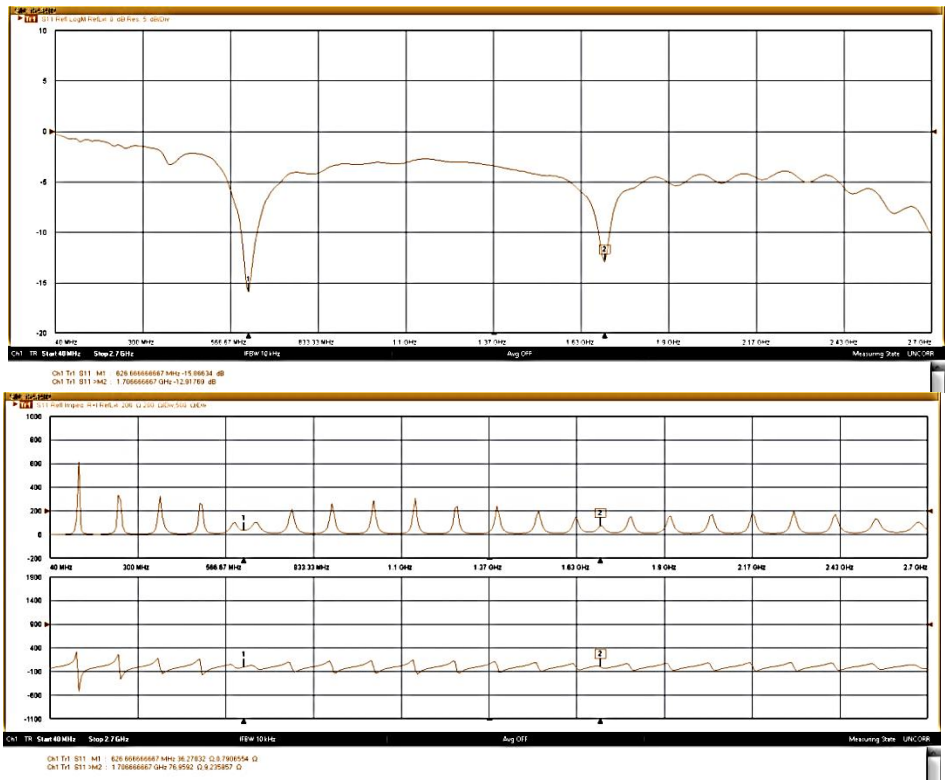
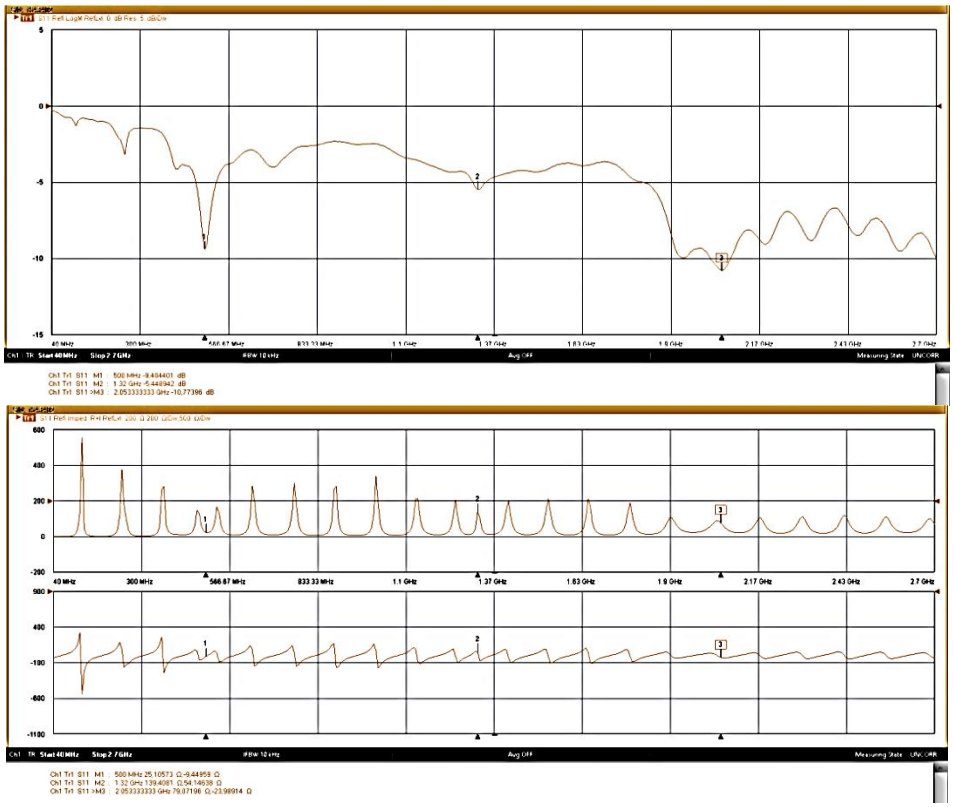


Рисунок 4.24 – Иерархическая зависимость КСВН фрактальных антенн



(а)



(б)

а-первое поколение; б-второе поколение.

Рисунок 4.25 – Зависимость коэффициента отражения S_{11} и входного сопротивления Z от частоты для MF антенны

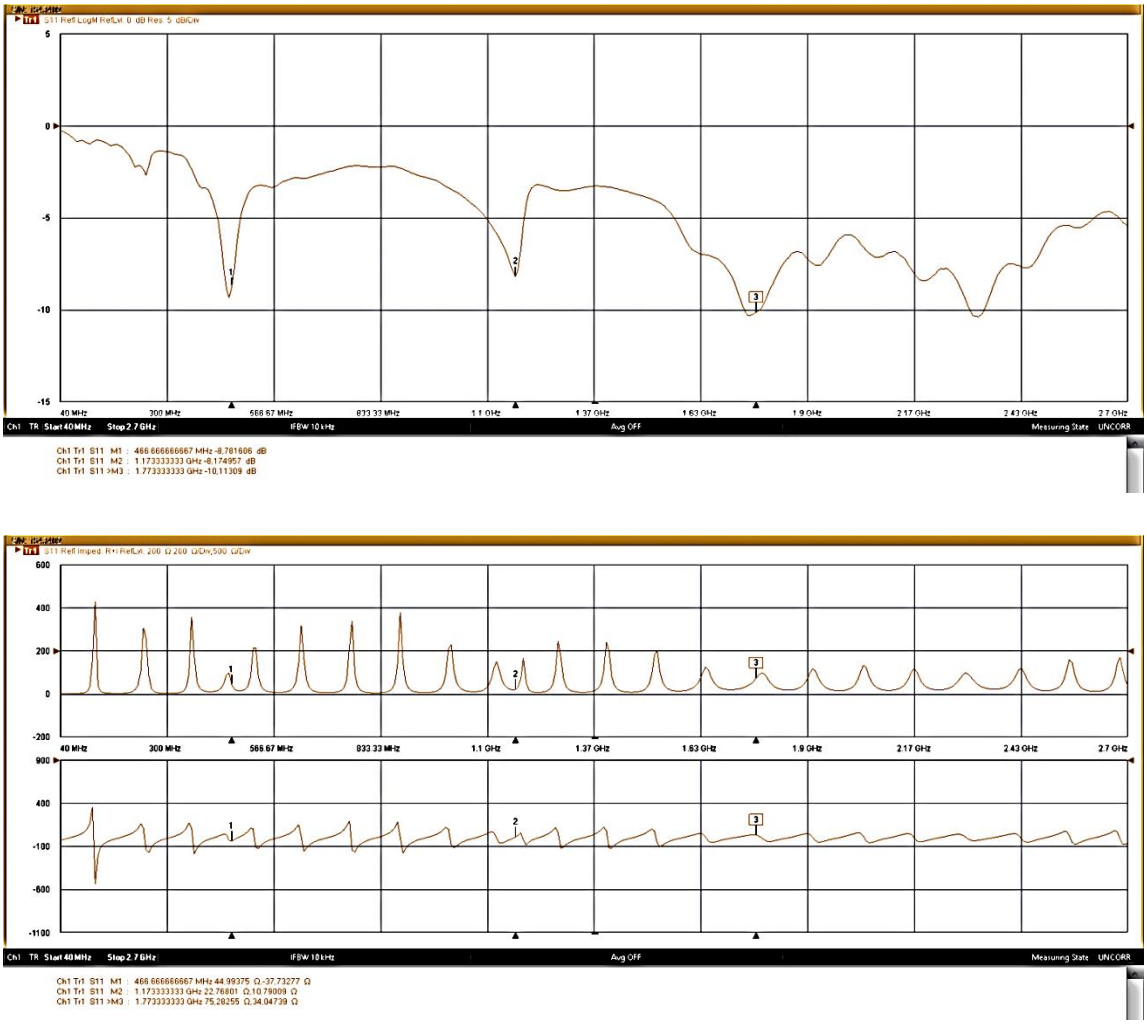


Рисунок 4.26 – Зависимость коэффициента отражения S_{11} и входного сопротивления Z от частоты для MF антенны при n=3

Из вышеприведенных видно, что все образцы имеют 50±20 Ом комплексного сопротивления, кроме антенны на основе изотропного фрактала Минковского (рисунки 4.25 и 4.26). Этот объясняется тем, что с ростом номера предфрактала структура MF антенны имеет сложную форму, следовательно это приводит к увеличению индуктивного сопротивления и в результате увеличивается и реактивная часть входного сопротивления, та часть, которая не излучает радиоволны. В итоге увеличивается и входное сопротивление и значение КСВН данной антенны. То есть, высокое входное сопротивление при резонансной частоте приводит к несогласованности антенно-фидерной линии.

4.4 Среднее значение принятой мощности сигналов

На рисунках 4.27 и 4.28 приведены результаты измерения спектра мощности принятого излучения антенной второго поколения в случаях разного расположения антенны (рисунок 3.19). Каждый образец фрактальной антенны измерялся три раза для каждого случая и результаты воспроизводились, так как расположения и расстояние антенн не менялись. В качестве конечного результата было выбрано среднее значение трех измерений, а также

учитивалась погрешность измериельного прибора. При первом случае измерения (плоскость антенны перпендикулярна направлению распространения принимаемой волны) в диапазоне 0,1 – 0,5 ГГц все образцы принимают сигналы с низким уровнем (ниже -60 dBm), начиная с частоты 0,55 ГГц уровни принимаемых сигналов повышаются (рисунок 4.27). Дальше для каждой антенны наблюдаются резкие спады и подъемы в разных частотах. Среднее значение принимаемой мощности ZhF антенны (- 37.79 dBm) превышает остальных (средние мощности KF и MF равны -38,64dBm и - 40.69dBm соответственно).

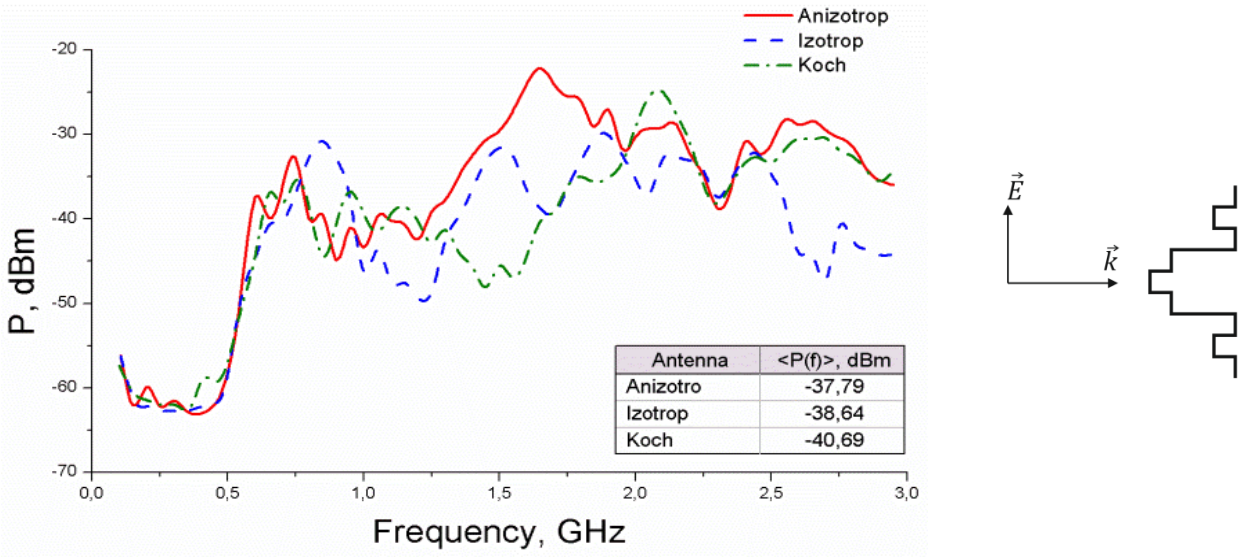


Рисунок 4.27 – Спектр мощности фрактальных антенн второго поколения. Излучение перпендикулярно к плоскости антенны

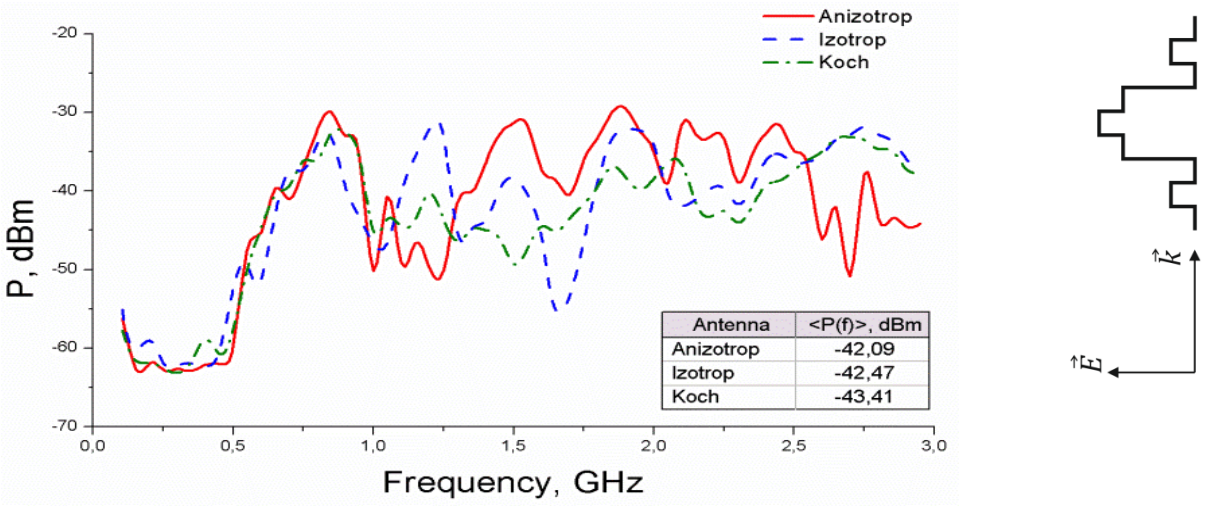
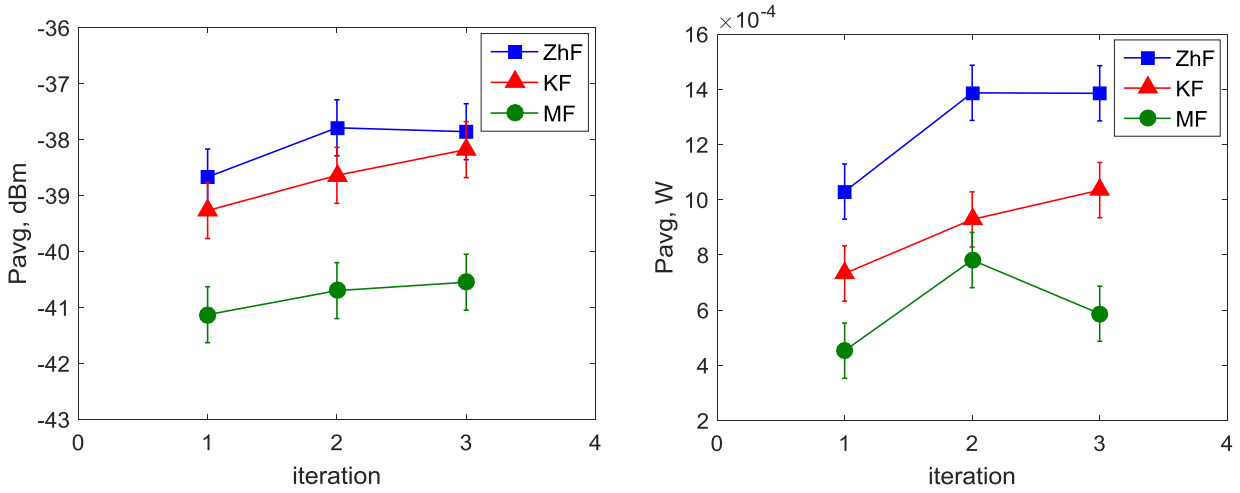


Рисунок 4.28 – Спектр мощности фрактальных антенн второго поколения. Излучение параллельно к плоскости антенны

Такая же картина наблюдается в случае, где плоскость антенны и направление максимального излучения рупорной антенны П6-23М параллельны (рисунок 4.28). До частоты 0,5 ГГц все антенны принимают минимум мощности, выше этой же частоты наблюдается колебания амплитуд по частоте. И здесь ZhF антенна принимает относительно большие мощности.

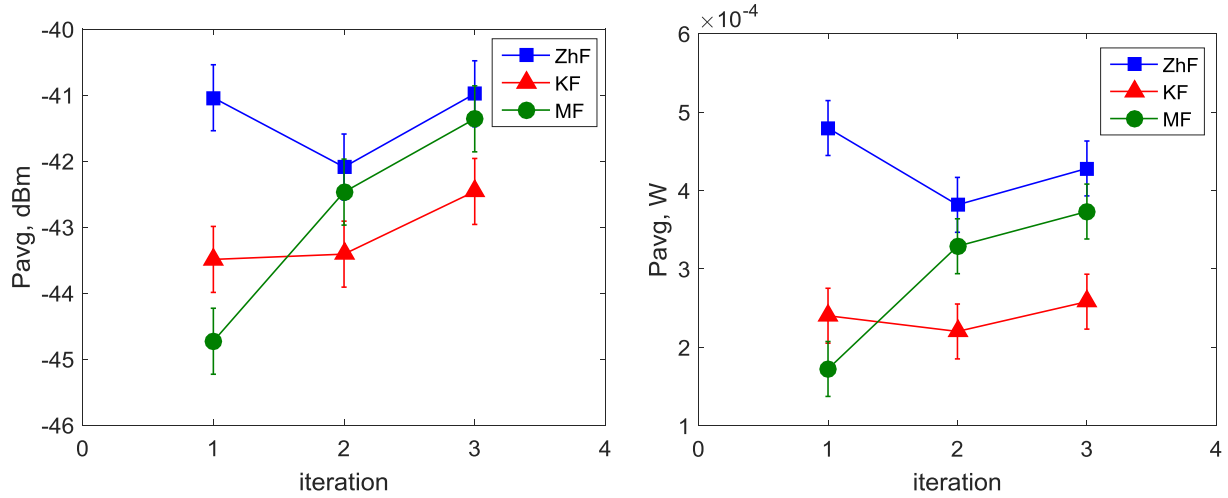
На рисунке 4.29 приведена зависимость среднего значения мощности P_{avg} от номера предфрактала n в логарифмическом (дБм) и линейном (мВт) масштабах, при котором плоскость антенны перпендикулярна к оси Y, где расположен рупор направленный к приемной фрактальной антенне (см.рисунок 3.19). На рисунке 4.30 приведен график для второй случай, где плоскость антенны параллельна к оси Y.



(а) (б)

(+)-ZhF; (Δ)-KF; (○)-MF.

Рисунок 4.29 – Средние значения спектра мощности по иерархиям. Плоскость антенны перпендикулярна направлению распространения волны



(а) (б)

(+)-ZhF; (Δ)-KF; (○)-MF.

Рисунок 4.30 – Средние значения спектра мощности по иерархиям. Плоскость антенны параллельна направлению распространения волны

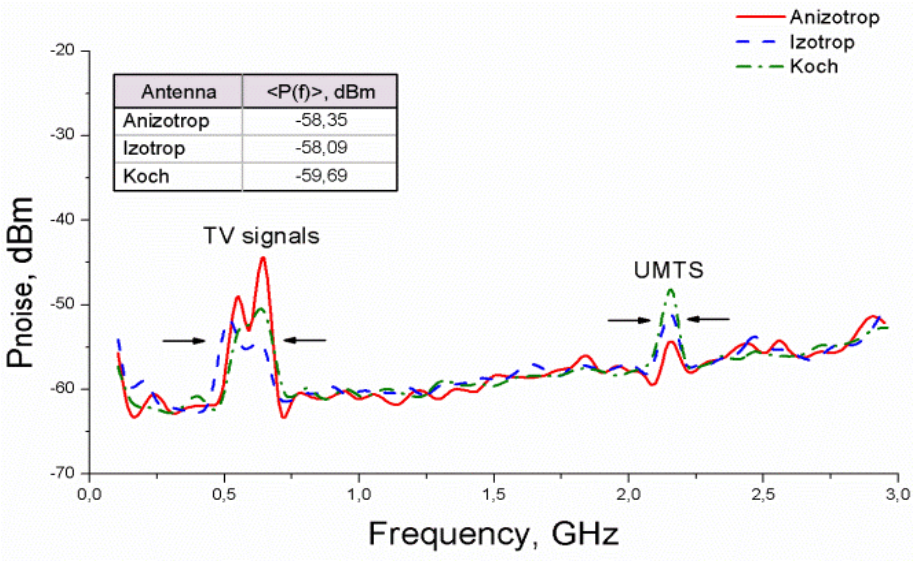


Рисунок 4.31 – Измеренные фоновые шумы антенн второго поколения иерархии

На рисунке 4.31 приведены помехи (помеховая обстановка) в диапазоне 0,1кГц – 3ГГц. При определении среднего значения уровни шума не были учтены присутствующие TV signals и UMTS, которые имеют значительно более высокий уровень чем фоновые шумы. Были определены SNR антенн по формуле (3.19), результаты приведены в таблице 8 и на рисунке 4.32. Видно, что все предфракталы ZhF антенны имеют отношение сигнал/шум, превышающие уровни MF и KF антенн.

Таблица 8 – Экспериментальный SNR фрактальных антенн

Номер предфрактала	SNR, дБ		
	ZhF	KF	MF
1	19,75	17,00	17,50
2	20,55	19,00	19,50
3	20,50	17,00	20,00

Мощность излучения, принимаемая фрактальной антенной зависит от площади захвата, определяемой длиной антенны L и длиной волны λ. ZhF антенна с меньшей фрактальной длиной, чем MF антенна принимает больше мощности из-за односторонней направленности анизотропной антенны. ZhF антенна с относительно небольшой физической площадью поперечного сечения имеет площадь захвата, значительно превышающую ее физический размер и имеет большие коэффициенты усиления.

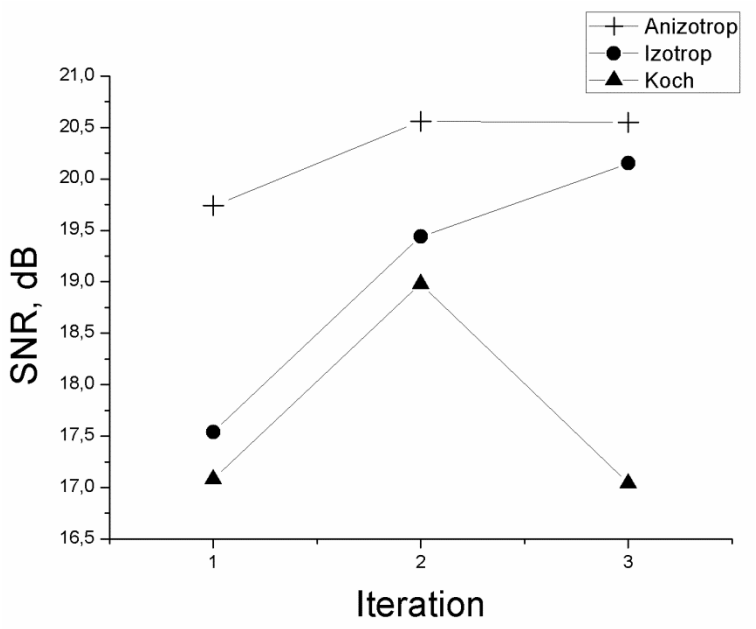


Рисунок 4.32 – Значения SNR предфракталов

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертационной работы:

Предложен новый вид фрактала ZhF с локальной фрактальной размерностью D=1.4649, для конструирования антенн. Особенностью данного фрактального множества является то, что предфракталы формируются только в одном направлении, фрактальная размерность тоже сохраняется в том же направлении, в результате в n-предфрактале содержится элементы всех n-1 предфракталов по одному направлению. Неоднородность структуры позволяет получить наилучшие электродинамические характеристики антенны, по сравнению с фрактальными антеннами имеющие равномерное распределение предфракталов, такие как изотропный фрактал Минковского (MF) и треугольный фрактал Коха (KF). Получена аналитическая формула данного ZhF фрактала с помощью функции Хэвисайда.

Построенная теоретическая модель проволочной фрактальных антенн описывает появление резонансных частот и изменение направленности максимального излучения. Эти результаты подтверждены компьютерным симулированием и физическим экспериментом.

Полученные характеристики по разработанной теории, моделированию по пакету HFSS и физическими экспериментами позволили сделать следующие выводы о частотных свойствах:

- Рассмотренные все проволочные фрактальные антенны (ZhF, KF, MF) до трех поколений регулярной длиной $L_0 = 14{,}5$ см и диаметром $d = 1$ мм имеют по две резонансные частоты с коэффициентами отражения ниже -10дБ в диапазоне 0,1-2,7 ГГц.

- С ростом номера поколения (формирование более мелких предфракталов) наблюдается смещение резонансов в сторону области низких частот.

Физический эксперимент и компьютерное моделирование показывают, что ширина основного лепестка ДН на уровне 0,707 от максимального значения (или на уровне – 3дБ в логарифмическом масштабе) ZhF антенны больше на 10-15%, чем для KF и MF антенн. Значения коэффициента стоячей волны по напряжению ZhF антенны на всех предфракталах не превышает предельное стандартное значение, т.е. 1 < КСВ(АФ) < 2, что обеспечивает согласованность фидерной линии и антенны-нагрузки.

Среднее значение мощности сигналов на резонансных частотах принятых ZhF антенной в двух (перпендикулярном и параллельном) режимах больше на 10 – 15 % чем для KF и MF антенн.

Результаты настоящей диссертации могут быть использованы по разработке и созданию ZhF антенн УКВ, S диапазонов для малых космических спутников формата CubeSat, проектированию и созданию MIMO антенн с использованием свойств фрактальных антенн для применения малогабаритных, многодиапазонных и адаптивных антенн в робототехнике в силу явных технологических преимуществ изготовления, возможностей автоматизации сборка и раскрытия антенн на ZhF.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1 Minervino D.R., D'Assuncao A.G., Peixeiro C. Mandelbrot fractal microstrip antennas // Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Vol. 58. – P. 83-86.

2 Ghobadi C., Nourinia J., Pourahmadazar J., Shirzad H. Multiband ring fractal monopole antenna for mobile devices // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2010. – Vol.9. – P. 863-866.

3 Gupta M., Mathur V. A new printed fractal right angled isosceles triangular monopole antenna for ultra-wideband applications // Egyptian Informatics Journal. – 2016. – Vol.18. – P. 39-43.

4 Li D., Mao J. Sierpinskized Koch-like sided multifractal dipole antenna // Progress In Electromagnetics Research. – 2012. – Vol.130. – P. 207-224.

5 Yu Z., Yu J., Ran X., Zhu C. A novel Koch and Sierpinski combined fractal antenna for 2G/3G/4G/5G/WLAN/navigation applications // Microwave and Optical Technology Letters. – 2017. – Vol. 59, № 9. – P. 2147-2155.

6 Kakoyiannis C.G., Constantinou P. Compact, slotted, printed antennas for dual-band communication in future wireless sensor networks // International Journal of Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 45. – P. 453-469.

7 Orazi H., Soleimani H. Miniaturisation of the triangular patch antenna by the novel dual-reverse-arrow fractal // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, № 7. – P. 627-633.

8 Simon J., Alvarez-Flores J.L., Villanueva-Maldonado J., Castillo-Topete V.H., Soriano-Equigua L., Flores-Troncoso J. A microstrip second-iteration square Koch dipole antenna for TT&C downlink applications in small satellites // International Journal of Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 63. – P.158-165.

9 Vinoy K.J., Jose K.A., Varadan V.K. On the relationship between fractal dimension and the performance of multi-resonant dipole antennas using Koch curves // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 51, № 9. – P. 2296-2303.

10 Waladi V., Mohammadi N., Zehforoosh Y., Habashi A., Nourinia J. A novel modified star-traingular fractal (MSTF) monopole antenna for super-wideband applications // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. – 2013. – Vol.12. – P. 651-654.

11 Djafri K., Challal M., Aksas R., Mouhouche F., Dehmas M. Miniaturized Concentric Hexagonal Fractal Rings Based Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Application // Radioengineering. – 2019. – V. 28, № 1. – P. 39-44.

12 Fertas K., Kimouche H., Challal M., et al. Design and optimization of a CPW-fed tri-band patch antenna using genetic algorithms // ACES Journal - Applied Computational Electromagnetics Society Journal. – 2015. - Vol. 30. – P. 754–759.

13 Gupta A., Joshi H. D., Khanna R. An X-shaped fractal antenna with DGS for multiband applications // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2017. – Vol.9, № 5. – P.1075-1083.

14 Singhal S., Goel T., Singh A. K. Hexagonal tree shaped ultra–wideband fractal antenna // International Journal of Electronics Letters. – 2017. - Vol. 5, № 3. - P. 335–348.

15 Choukiker Y. K., Sharma S. K., Behera S. K. Hybrid fractal shape planar monopole antenna covering multiband wireless communications with MIMO implementation for handheld mobile devices // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. 62, № 3. - P.1483–1488.

16 Varamini G., Keshtkar A., Naser-Moghadasi M. Compact and miniaturized microstrip antenna based on fractal and metamaterial loads with reconfigurable qualification // AEU International Journal of Electronics and Communications. – 2018. – Vol. 83. - P. 213–221.

17 https://ntrs.nasa.gov/search.jsp?R=20110000775

18 James A., Afroz J., Felix A. A Miniaturized Antenna for Surface-to-Surface and Surface-to-Orbiter Applications // Microwave and Optical Technology Letters. – 2006. - Vol. 48, № 5. – P. 859-862.

19 Naji D. K. Compact design of dual-band fractal ring antenna for WiMAX and WLAN applications // International Journal of Electromagnetics and Applications. – 2016. - Vol. 6, № 2. – P. 42–50.

20 Ali T., Biradar R. C. A triple-band highly miniaturized antenna for WiMAX/WLAN applications // Microwave and Optical Technology Letters. – 2018. – Vol. 60. – P. 466–471.

21 Bekasiewicz A., Koziel S. Miniaturized uniplanar triple-band slot dipole antenna with folded radiator // Microwave and Optical Technology Letters. -2018. - Vol. 60, № 2. – P.386–389.

22 Ansal K. A., Shanmuganantham T. Compact ACS-fed antenna with DGS and DMS for WiMAX/WLAN applications // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. -2016. - Vol. 8, № 7. – P. 1095–1100.

23 Жанабаев З.Ж. Фрактальная модель турбулентности в струе // Известия СО АН СССР, серия техн.-наук. – 1988. – Т.4, № 15. - С.57-60.

24 Li J., Ostoja-Starzewski M. Fractal solids, product measures and fractional wave equations // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. – 2009. – Vol. 465. – P. 2521-2536.

25 Mandelbrot B.B. The fractal geometry of nature. – New York: W.H. Freeman and company, 1982.

26 Feder, J. Fractals. – New York: Plenum Press, 1988.

27 Mandelbrot B.B. How long is the coast of Britain? Statistical self-similarity and fractal dimension. – Science. – Vol.155. – P.636-638.

28 Madelbrot B.B. Fractals // Encyclopedia of Physical Science and Technology - N.Y.: Academic Press, 1987. - Vol.5. – P. 579-593

29 Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки.- М.: Университетская книга, 2005.

30 Потапов А.А., Гильмутдинов А.Х., Ушаков П.А.. Фрактальные элементы и радиосистемы: физические аспекты. / Под. ред. А.А. Потапова. - М.: Радиотехника, 2009. – С.200.

31 Мутанов Г.М., Жанабаев З.Ж., Темирбаев А.А. Многодиапазонная антенна на основе анизотропного фрактала. Патент на полезную модель FG4K (12)

32 Иманбаева А.К., Карибаев Б.А., Намазбаев Т.А. Физические характеристики дипольных антенн фрактальной формы // Вестник КазНТУ имени К.И. Сатпаева. – 2016. – Т. 117, № 4, - С. 300 - 305.

33 Jaggard D. L., Kim Y. The fractal random array // Proceedings of the IEEE. – 1986. - Vol. 74, № 9. – P. 1278-1280.

34 Werner D.H., Werner P.L., Ferraro A.J. Frequency independent features of self-similar fractal antennas // IEEE Antennas and propagation society international symposium. – 1996. – Vol.s. 1-3. – P. 2050-2053.

35 Puente C., Romeu J., Pous R., Garcia X., Benitez F. Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket // ELECTRONICS LETTERS. – 1996. – Vol. 32, № 1. – P.1-2.

36 Puente C., Romeu J., Pous R., Garcia X., Benitez F. An Iterative Model for Fractal Antennas: Application to the Sierpinski Gasket Antenna // IEEE Transactions on antennas and propagation. -2000. - Vol. 48, № 5.

37 Cohen N. Fractal antenna applications in wireless telecommunications // Electronics industries forum of new England - professional program proceedings. – 1997. – P. 43-49.

38 Wong S., Ooi B.L. Analysis and bandwidth enhancement of Sierpinski carpet antenna // Microwave and optical technology letters. – 2001. – Vol.31, № 1. – P.13-18.

39 Du Z.W., Gong K., Fu J.S., Gao B.X. Analysis of microstrip fractal patch antenna for multi-band communication // Electronics letters. – 2001. – Vol.57, № 13. – P. 805-806.

40 Sheta A.F., Mohra A., Mahmoud S.F. Multi-band operation of a compact H-shaped microstrip antenna // Microwave and optical technology letters. – 2002. – Vol. 35, № 5. – P. 363-367.

41 Anguera J., Martinez E., Puente C., Borja C., Soler J. Broad-band dual-frequency microstrip patch antenna with modified Sierpinski fractal geometry // IEEE transactions on antennas and propagation. – 2004. – Vol.52, № 1. – P. 66-73.

42 Guterman J., Moreira A.A., Peixeiro C. Microstrip Fractal Antennas for Multistandard Terminals // IEEE antennas and wireless propagation letters. – 2004. – Vol. 3. – P. 351-354.

43 Tang P. W., Wahid P. F. Hexagonal Fractal Multiband Antenna // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2004. – Vol. 3. – P. 111-112.

44 Azari A. A new ultra-wideband fractal monopole antenna // International journal of electronics. – 2012. – Vol.99, № 2. – P. 295-303.

45 Mahatthanajatuphat C. Wongsin N., Akkaraekthalin P. A multiband monopole antenna with modified fractal loop parasitic for DCS 1800, WLAN, WiMAX and IMT Advanced Systems // IEICE Transactions on communications. – 2012. – Vol. E95B, № 1. – P. 27-33.

46 Vivek R., Yamuna G., Suganthi S., Kosta Y. P., Jivani Mahesh N. Performance analysis of novel compact octagonal shaped fractal antenna for broadband wireless applications // Wireless personal communications. – 2018. – Vol. 103, № 2. – P. 1325-1340.

47 Gupta M., Mathur V. Multiband multiple elliptical microstrip patch antenna with circular polarization // Wireless personal communications. – 2018. – Vol. 102, № 1. – P. 355-368.

48 Elavarasi C., Shanmuganantham T. Multiband SRR loaded Koch star fractal antenna // Alexandria engineering journal. – 2018. – Vol. 57, № 3. – P. 1549-1555.

49 Harbadji M., Boufrioua A., Denidni A.T.. Triple band Compact Fractal Antenna with Defected Ground Plane for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications // Advanced Electromagnetics. – 2018. – Vol. 7, № 5. – P. 309-314.

50 Gopalakrishnan S., Sundaresan S. R. Compact multiband planar fractal cantor antenna for wireless applications: an approach // International Journal of Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 2012. 6 p.

51 Puente C., Anguera J., Borja C. Fractal-shaped antennas and their application to GSM 900/1800 // Journal of the institution of British telecommunications engineers. – 2001. – Vol. 2, № 3. – P. 92-95.

52 Pourahmadazar J., Ghobadi C., Nourinia J., Shirzad H. Multiband Ring Fractal Monopole Antenna for Mobile Devices // IEEE antennas and wireless propagation letters. – 2010. – Vol. 9. – P. 863-866.

53 Lizzi L., Oliveri G. Hybrid design of a fractal-shaped GSM/UMTS antenna // Journal of electromagnetic waves and applications. – 2010. – Vol. 24, № 5. – P. 707-719.

54 Viani F., Salucci M., Robol F., Massa A. Multiband fractal Zigbee/WLAN antenna for ubiquitous wireless environments // Journal of electromagnetic waves and applications. – 2012. – Vol. 26, № 11. – P. 1554-1562.

55 Abed A.T., Singh M.S.J., Islam M.T. Compact fractal antenna circularly polarised radiation for Wi-Fi and WiMAX communications // IET microwaves antennas & propagation. – 2018. – Vol. 12, № 14. – P. 2218-2224.

56 Rao N., Kumar V.D. Fractal slots on circular patch inspired by Smith chart for GSM, radar, WLAN, and ITS application // 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC). Loughborough, United Kingdom, 2015. Proceedings Paper.

57 Palandoken M., Gocen C. A modified Hilbert fractal resonator based rectenna design for GSM900 band RF energy harvesting applications // International

journal of RF and microwave computer-aided engineering. – 2019. SI: –Vol. 29, № 1. – P.

58 Djafri K., Challal M., Azrar A., Dehmas M., Aksas R., Mouhouche F. Compact dual-band fractal hexagonal ring monopole antenna for RFID and GSM applications // Microwave and optical technology letters. – 2018. – Vol. 60, № 11. – P. 2656-2659.

59 Reddy V.V., Sarma N.V.S.N. Circularly polarized frequency reconfigurable Koch antenna for GSM/WI-FI applications // Microwave and optical technology letters. – 2015. – Vol. 57, № 12. – P. 2895-2898.

60 Wang E., Liu Q. GPS patch antenna loaded with fractal ebg structure using organic magnetic substrate // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2016. - Vol. 58. – P. 23–28.

61 Bao X., Ruvio G., Ammann M., John M. A novel GPS patch antenna on a fractal hi-impedance surface substrate // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2006. – Vol. 5, № 1, - P. 323-326.

62 Вишневский А.И., Ляхов С.Л., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М: Техносфера, 2005. – 592 с.

63 Ramadan A. H., Kabalan K. Y., El-Hajj A., Khoury S., Al-Husseini M. A reconfigurable U-Koch microstripantenna for wireless applications // Progress In Electromagnetics Research. – 2009. – Vol.93. – P.355-367/

64 Zhang H., Xu H.Y., Tian B., Zeng X.F. CPW-Fed Fractal Slot Antenna for UWB Application // International Journal of Antennas and Propagation. – 2012. 4 p.

65 Gupta M., Mathur V. Koch boundary on the square patch microstrip antenna for ultra wideband applications // Alexandria Engineering Journal. – 2018. – Vol. 57. –P. 2113–2122.

66 Li D., Wu Zh., Mao J.F. Ultra-wideband high-gain dipole antenna evolved from hexagonal Sierpinski grid fractal gasket // IET Microwaves Antennas & Propagation. – 2019. – Vol. 13, № 5. – P. 574-583.

67 Dwairi M.O., Soliman M.S., Alahmadi A.A., Almalki S.H.A., Abu Sulayman I.I.M. Design and Performance Analysis of Fractal Regular Slotted-Patch Antennas for Ultra-Wideband Communication Systems // Wireless Personal Communications. – 2019. – Vol. 105, № 3. – P. 819-833.

68 Dwivedi R.P., Kommuri U.K. Compact high gain UWB antenna using fractal geometry and UWB-AMC // Microwave and Optical Technology Letters. – 2019. – Vol. 61, № 3. – P. 787-793.

69 Sur D., Sharma A., Gangwar R.K., Sahu N.K. A novel wideband Minkowski fractal antenna with assistance of triangular dielectric resonator elements // International journal of rf and microwave computer-aided engineering. – 2019. – Vol. 29, № 2. – P.

70 Palaniswamy S.K., Alsath M.G.N., Kanagasabai M., Ganesan G., Indhumathi K., Shrivastav A.K. Super Wideband (SWB) Fractal Based Flexible

Monopole Antenna for Ultra Wideband (UWB) Applications // Journal of active and passive electronic devices. – 2019. – Vol. 14, № 1. – P.45-53.

71 Tirado-Mendez J.A., Martinez-Lara D., Jardon-Aguilar H., Flores-Leal R., Andrade-Gonzalez E.A. Inscribed Fibonacci Circle Fractal in a Circular Radiator for Ultra-Wideband Antenna Operation and Size Reduction // International journal of antennas and propagation. – 2019. – Vol.

72 Biswas, Balaka; Ghatak, Rowdra; Poddar, D. R. A Fern Fractal Leaf Inspired Wideband Antipodal Vivaldi Antenna for Microwave Imaging System // IEEE transactions on antennas and propagation. - 2017. –Vol.65, № 11. – P.6126-6129.

73 Kwon O.H., Park W.B., Lee S., Lee J. M., Park Y.M., Hwang K.C. 3D-Printed Super-Wideband Spidron Fractal Cube Antenna with Laminated Copper // Applied Sciences. – 2017. – Vol. 7, № 10. – P. 979-987.

74 Li Y., Li W., Mittra R. A cognitive radio antenna integrated with narrow/ ultra-wideband antenna and switches // IEICE Electronics Express. – 2018. – Vol. 9, № 15. – P.1273-1283.

75 Huang Y., Boyle K. Antennas: from theory to practice. Wiley, 2008.

76 Gianvittorio J. P., Rahmat-Samii Y. Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication // Microwave and optical technology letters. – 2004. -Vol. 41, № 5. – P. 125-129.

77 Quzwain K., Alyani I., Aduwati S. A High Gain Double-Octagon Fractal Microstrip Yagi Antenna // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2018. - Vol. 72. – P. 83–89.

78 Karim M. N. A., Rahim M. K. A., Majid H. A., Ayop O., Abu M., Zubir F. Log periodic fractal Koch antenna for UHF band applications // Progress in Electromagnetics Research. – 2010. -Vol. 100. - P. 201-218.

79 Кубанов В.П. Направленные свойства антенных решеток. — Самара: ПГУТИ, 2011. – 56 с.

80 Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. - 491с.

81 Пудовкин А.П., Панасюк Ю.Н., Иванков А.А. Основы теории антенн. – Тамбов: Изд-во ГОУ ВПО ТГТУ, 2011. – 92 с.

82 Lin J.H., Shen W., Shi Z., Zhong S. Circularly polarized dielectric resonator antenna arrays with fractal cross-slot-coupled DRA elements // International Journal of Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 2017. - P.11.

83 Sankar Ponnapalli V.A., Jayasree P.V.Y. Thinning of Sierpinski fractal array antennas using bounded binary ractal-tapering techniques for space and advanced wireless applications // ICT Express. – 2019. – Vol.5. – P. 8-11.

84 Costanzo S., Venneri F., Di Massa G., Borgia A., Costanzo A., Raffo A. Fractal Reflectarray Antennas: State of Art and New Opportunities // International Journal of Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 2016. - P.17.

85 Gupta M., Mathur V. Planar array of right-angled isosceles triangular microstrip antenna using Koch and meander lines for the Internet of things // Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences. – 2017. – Vol. 25. – P.2308-2321.

86 Jabbar A.N. New elements concentrated planar fractal antenna arrays for celestial surveillance and wireless communications // ETRI Journal. – 2011. – Vol. 33, № 6. – P.8.

87 Wentao L., Yongqiang H., Jing Y., Xiaowei S. Fractal-Based Thinned Planar-Array Design Utilizing Iterative FFT Technique // International Journal of Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 2012. - P.7.

88 Mishra G., Maharana M., Sumon M., Mangaraj B. B. Study of Sierpinski fractal antenna and its array with different patch geometries for short wave Ka band wireless applications // 7th International Conference on Advances in Computing & Communications, ICACC. -2017. Cochin, India.

89 Xueyao R., Xing C., Yufeng L., Wei J., Kama H. A Stacked Microstrip Antenna Array with Fractal Patches // International Journal of Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. - P.10.

90 Maity S., Barman K.R., Bhattacharjee S. Silicon-based technology: Circularly polarized microstrip patch antenna at ISM band with miniature structure using fractal geometry for biomedical application // Microw. Opt. Technol. Lett. – 2017. – Vol. 60. – P. 93–101.

91 Sayem A. T. M., Ali M. Characteristics of a microstrip-fed miniature printed Hilbert slot antenna // Progress In Electromagnetics Research. – 2006. Vol. 56. –P.1–18.

92 Gala D., Soler J., Puente C., Borja C., Anguera J. Miniature microstrip patch antenna loaded with a spacefilling transmission line based on the fractal Hilbert curve. – 2003. – Vol.38, № 4. – P. 311-312.

93 Puente C., Romeu J., POUSJ R., Hijazo A. Small but long Koch fractal monopole // Electronics letters. – 1998. – Vol.34, № 1. – P. 9-10.

94 Shameena V.A., Mridula S., Pradeep A., Sarah J., Lindo A.O. A compact CPW fed slot antenna for ultra wide band applications // International Journal of Electronics and Communications (AEU). – 2012. –Vol.66. – P.189-194.

95 Santanu M., Kuheli R.B., Shankar B. Silicon-based technology: Circularly polarized microstrip patch antenna at ISM band with miniature structure using fractal geometry for biomedical application // Microwave and Optical Technology Letters. – 2018. – Vol. 60, № 1. – P. 93-101.

96 Shereen A. Shandal, Yaqeen S. Mezaal, Mahmood F. Mosleh, Mohammed A. Kadim. Miniaturized Wideband Microstrip Antenna for Recent Wireless Applications // ADVANCED ELECTROMAGNETICS. – 2018. - Vol. 7, № 5.

97 James A., Afroz J., Felix A. A Miniaturized Antenna for Surface-to-Surface and Surface-to-Orbiter Applications // Microwave and Optical Technology Letters. – 2006. - Vol. 48, № 5. – P. 859-862.

98 Homayoon O., Hadi S. Miniaturisation of the triangular patch antenna by the novel dual-reverse-arrow fractal // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015.-Vol. 9. - P.627 - 633.

99 Jose M. González-Arbesu, Sebastian Blanch, Jordi Romeu. Are space-filling curves efficient small antennas? // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2003. – Vol.2. – P. 147-150.

100 К.Шеннон. Работы по теории информации и кибернетике. – М: Рипол Классик, 1963. – 830с.

101 Raheja D.K., Kanaujia B.K., Kumar S. Compact four-port MIMO antenna on slotted-edge substrate with dual-band rejection characteristics // International journal of RF and microwave computer-aided engineering. – 2019. – Vol.29, № 7. – P. 5.

102 Wang M.K., Xu B., Li Y.X., Luo Y., Zou H.Q., Yang G.L. Multiband multiple-input multiple-output antenna with high isolation for future 5G smartphone applications // International journal of RF and microwave computer-aided engineering. – 2019. –Vol.29, № 7. – P. 7.

103 Biswas A.K., Chakraborty U. Investigation on decoupling of wide band wearable multiple-input multiple-output antenna elements using microstrip neutralization line // International journal of RF and microwave computer-aided engineering. – 2019. –Vol.29, № 7. – P. 7.

104 Wong K.L., Chen Y.H., Li W.Y. Conjoined ultra-wideband (2,300-6,000 MHz) dual antennas for LTE HB/WiFi/5G multi-input multi-output operation in the fifth-generation tablet device // Microwave and optical technology letters. -2019. – Vol.61, № 8. – P. 1958-1963.

105 Deng J.Y., Yao J., Sun D.Q., Guo L.X. Ten-element MIMO antenna for 5G terminals // Microwave and optical technology letters. -2018. –Vol.60, № 12. – P. 3045-3049.

106 Choukiker Y. K., Sharma S. K., Behera S. K. Hybrid fractal shape planar monopole antenna covering multiband wireless communications with MIMO implementation for handheld mobile devices // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. 62, № 3. - P.1483–1488.

107 Gurjar R., Upadhyay D.K., Kanaujia B.K., Sharma K. A novel compact self-similar fractal UWB MIMO antenna // International journal of RF and microwave computer-aided engineering. – 2019. – Vol.29, № 3. – P.7.

108 Rajkumar S., Amala A.A., Selvan K.T. Isolation improvement of UWB MIMO antenna utilising molecule fractal structure // Electronics letters. -2019. –Vol. 55, № 10. – P.576-578.

109 Shrivishal T., Akhilesh M., Sandeep Y. A compact octagonal fractal UWB MIMO antenna with WLAN band-rejection // Microwave and optical technology letters. -2015. –Vol.57, № 8. –P. 1919-1925.

110 Kaur A., Gupta S. A complementary Sierpinski gasket fractal antenna array for wireless MIMO portable devices // Microwave and optical technology letters. -

2019. –Vol. 61, №2. –P.436-442.

111 Prabhu P., Malarvizhi S. Compact Dual-band Hybrid-Fractal MIMO System for UMTS and LTE Mobile Applications // ACES journal. – 2019. –Vol.34, № 1. – P.135-140.

112 Anderson E., Smith J. New technology for increased delivery potential and access into space // 2001 IEEE Aerospace conference proceedings. -2001. –Vol. 1-7. –P.355-362.

113 Galysh I., Doherty, K., McGuire, J., Heidt H., Niemi D., Dutchover G. CubeSat: Developing a standard bus for picosatellites. -2000. -Vol.4136. –P.64-71.

114 Villela T., Costa C.A., Brandao A.M., Bueno F.T., Leonardi R. Towards the Thousandth CubeSat: A Statistical Overview // International journal of aerospace engineering. -2019. –Vol., № 5063145.

115 Secondo R., Alia R.G., Peronnard P., Brugger M., Masi A., Danzeca S., Merlenghi A., Chesta E., Vaille J.R., Bernard M., Dusseau L. System level radiation characterization of a 1U CubeSat based on CERN radiation monitoring technology // IEEE transactions on nuclear science. -2018. –Vol.65, № 8. – P.1649-1699.

116 КарибаевБ.А., ИманбаеваА.К., НамазбаевТ.А. Фрактальные антенны для спутников малого размера // Вестник КазНТУ имени К.И. Сатпаева. – 2019. №1. – С. 417 – 421.

117 Sedghi T., Aribi T., Kalami A. WiMAX and C bands semi-fractal circularly polarized antenna with satellite bands filtering properties // International journal of microwave and wireless technologies. – 2018. –Vol.10, № 8. – P. 978-983.

118 Vallappil A.K., Khawaja B.A., Khan I., Mustaqim M. Dual-band Minkowski-Sierpinski fractal antenna for next generation satellite communications and wireless body area networks // Microwave and optical technology letters. – 2018. –Vol. 60, № 1. – P.171-178.

119 Simon J., Alvarez-Flores J.L., Villanueva-Maldonado J., Castillo-Topete V.H., Soriano-Equigua L., Flores-Troncoso J. A microstrip second-iteration square Koch dipole antenna for TT&C downlink applications in small satellites. International Journal of Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. –P. 8.

120 Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е. – М: Сов.радио, 1974. 536 с.

121 Аарони. Антенны. Перюс англ. Шпунтова. – М: Сов.радио., 1951.

122 Васильев Е. М., Малушков Г. Д. – «Известия вузов СССР. Радиофизика». – 1967. – Т. 10, № 4.

123 Jaggard D. L. Fractal Electrodynamics: Wave Interaction with Discretely Self-Similar Structures. Symmetry in Electrodynamics. – L.: Taylor and Francis, 1995.

124 Jaggard D. L. On Fractal Electrodynamics // Recent Advances in Electromagnetic Theory. – N.Y.: Springer-Verlag. – 1990. – P. 183-223.

125 Puente-Baliarda C., Romeu J., Pous R., Cardama A. On the behavior of the Serpinski multiband fractal antenna // IEEE Trans. – 1998. –Vol. AP-46, № 4. – P.517-524.

126 Borja C., Puente C., Medina A. Iterative network model to predict the behavior of a Serpinski fractal antenna // Electronic Letters. – 1998. – Vol.34, № 15. – P.1443-1445.

127 Puente C., Borja C., Navarro M.. Romeu J. An Iterative model for fractal antennas: Aplication to the Serpinski Gasket Antenna // IEEE Trans. – 2000. – Vol.48, № 5. – P.713-719.

128 Song C.T.P., Hall P. S., Ghafouri-Shiraz H., Woke D. Quasilog Periodic Circular Ring Monopole Antenna //AP 2000 Conf, Switzerland. – Davos, 2000.

129 Song C. T. P., Holt P. S., Ghajouri-Shiraz H, Woke D. Multi-Circular Loop Monopole Antenna//Inst. Elea. Eng. Electron. Lett. - 2000. - Vol. 36, № 5. - P. 391-393.

130 Song C.T.P., Peter S.H., Ghojouri-Shiraz H. Multiband Multiple Ring Monopole Antennas // IEEE Trans. - 2003. - Vol. 51, № AP-51. - P. 722-729.

131 Ким Й., Джоггорд Д. Л. Фрагментарно-самоподобные (фрактальные) случайные решетки // ТИИЭР. -1986. - Т. 74, № 9. - С. 124-126.

132 Werner D.H., Gingrich M.A., Werner P.L. A Self-Similar Fractal Radiation Pattern Synthesis Technique for Reconfigurable Multiband Arrays // IEEE Trans. - 2003. - Vol. AP-51, № 7. - P.1486-1498.

133 Хемминг Р.В. Цифровые фильтры: Пер. с англ.; Под ред. О.А. Поталова. - М.: Недра, 1987. - 221 с.

134 El-Khamy S.E., Aboul-Dahab M.A., Elkashlan M.I. A Simplified Koch Multiband Fractal Arrays Using Windowing and QuantizationTechniques // Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp. - Salt Lake City: 2000. - Vol.3. – P. 1716-1719.

135 Савельев И.В. Курс общей физики, Том 2. Электричество и магнетизм. Волны. Оптика. – М.: Наука, 1982. – 496 с.

136 Rohrlich F. Classical charged particles. - World scientific, 2000.

137 Zhanabaev Z. Zh., Karibayev B.A., Imanbayeva A.K., Namazbaev T.A., Ahtanov S.N., Electrodynamic characteristics of wire dipole antennas based on fractal curves // Journal of engineering sciences and technology (JESTEC). – 2019. – Vol. 14, № 1. – P.305-320.

138 Huang Y., Boyle K. Antennas: from theory to practice. - Singapore: John Wiley and Sons Inc, 2008.

139 Karibayev B.A., Zhanabaev Z.Z., Temirbayev A.A., Imanbayeva A.K., Namazbayev T.A. Pattern lobes and beam widths of a novel fractal antenna // Eurasian Physical Technical Journal. – 2017. –Vol. 14, № 28. – P. 57-60.

140 Zhanabaev Z. Zh., Ibraimov M.K., Imanbayeva A.K., Karibayev B.A., Namazbayev T.A. Fractal Antennas in Telecommunication Technologies // The IEEE 12th International Conference «Application of Information and Communication

Technologies». Conference Proceeding Series. - 2018. - P.305-308.

141 Zhanabaev Z.Z., Karibayev B.K., Namazbayev T.A., Imanbayeva A.A., Temirbayev A.A., Ahtanov S.N. Fractal antenna with maximum capture power. ACM International Conference Proceeding Series. 6th International Conference on Telecommunications and Remote Sensing. Delft, Netherlands. – 2017. - P.17-20.

142 Темирбаев А.А., Туенбаев О.К., Карибаев Б.А. и др.. Многодиапазонная антенна на основе анизотропного фрактала для наноспутников стандарта CubeSat // Вестник КазНТУ имени К.И. Сатпаева. - 2019. №2. 5 стр.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Листинг кода в программе MATLAB, для анизотропного фрактала описываемой аналитическим уравнением (1.7).

```
function out=Hev(x)
if x(1)>=0
    out=1;
elseif x(1)<=0
    out=0;
end;

n=3;
A=1;
x=0:0.0001:1;
N=length(x);

 yy=[];
 for kk=1:n
  s=1;
for k=1:3^(kk)
    DD=k/3;
    DD=DD-fix(DD);
   if(DD~=0)
for ii=1:N;

   y(ii,k)=A/(3^(kk-1))*(-1)^(s+1)*Hev(x(ii)-k*(1/3)^kk);

end
s=s+1;
    end

end
y=sum(y,2);
yy=[yy y];
 end

 yy=sum(yy,2);

plot(x,yy)
hold on
```

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Листинг кода в программе MATLAB, для получение зависимости направления максимального излучения от частоты по формуле (9).

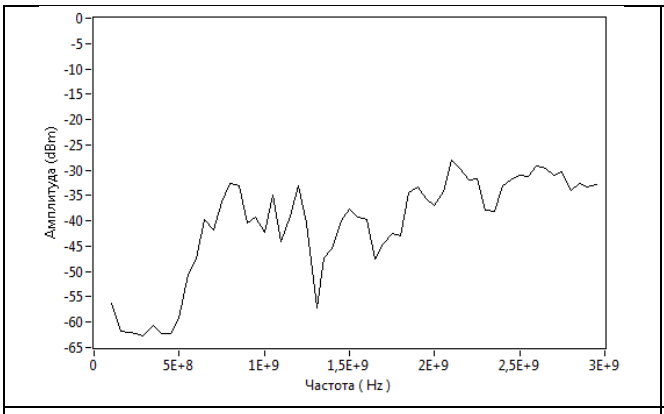
```
clear;
clc;
n = 2;
gamma = 0.4649;
f = 0.6:0.1:1.7;
f1 = 0.6;
theta1=abs((0.145*(3^(n*gamma)).*(f-f1)));
x=acos(theta1/max(theta1));
x1=x*(180/pi);
plot(f,x1);
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('theta-polar (degree)')

hold on
gamma = 0.2618;
f = 0.74:0.1:2.2;
f1 = 0.74;

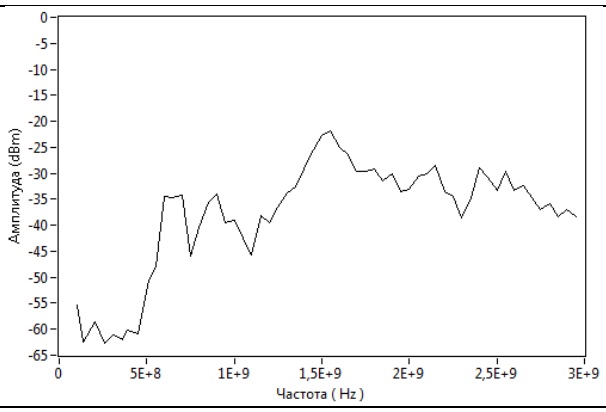
theta1=abs((0.145*(3^(n*gamma)).*(f-f1)));
x=acos(theta1/max(theta1));
x1=x*(180/pi);
plot(f,x1);
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('theta-polar (degree)')

gamma = 0.5;
f = 0.5:0.1:1.36;
f1 = 0.5;
theta1=abs((0.145*(4^(n*gamma)).*(f-f1)));
x=acos(theta1/max(theta1));
x1=x*(180/pi);
plot(f,x1);
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('theta-polar (degree)')
```

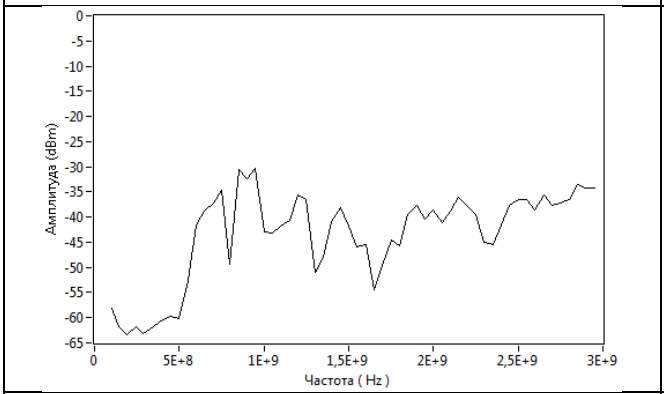
ПРИЛОЖЕНИЕ В



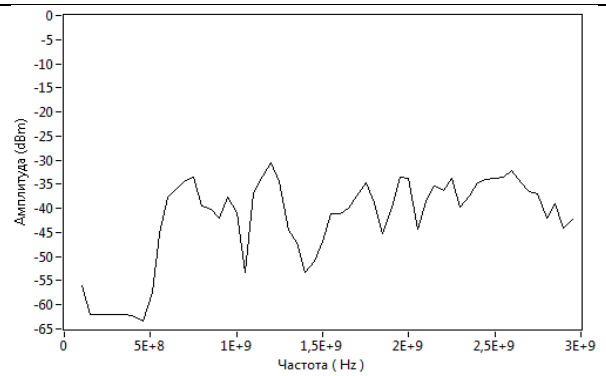
А1



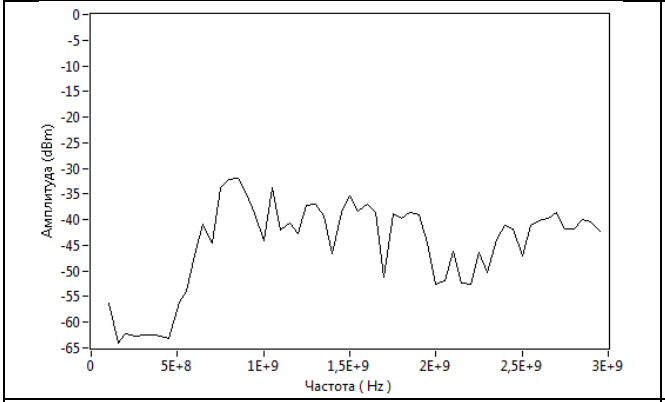
А3



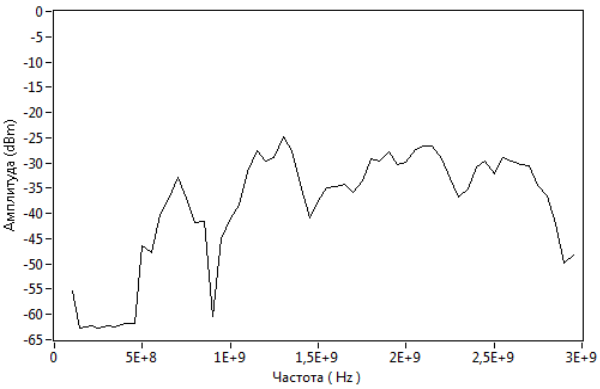
К1



К3



И1



И3