

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

На правах рукописи



Гафаров Евгений Раисович

АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ ВЫСОКОТОЧНОГО
ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Специальность 05.12.07 – «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»
Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
Саломатов Юрий Петрович,
кандидат технических наук,
профессор

Красноярск 2021

Оглавление

Введение	4
1. Антенные устройства ГНСС: классификация, характеристики, принципы построения	13
1.1. Особенности распространения радиоволн ГНСС.....	16
1.2. Требования, предъявляемые к характеристикам антенн ГНСС.....	20
1.3. Антенны и антенные системы ГНСС.....	27
1.3.1. Антенные элементы и схемы питания.....	28
1.3.2. Высокоточные антенные системы с пониженным уровнем диаграммы обратного излучения.....	38
1.4. Выводы	47
2. Печатная микрополосковая антенна на подвешенной подложке	49
2.1. Методы расчета резонансных печатных антенн	49
2.2. Способы расширения рабочей полосы частот печатных антенн	51
2.3. Двухслойная печатная антенна с одноточечным возбуждением.....	60
2.4. Двухслойная печатная антенна с многоточечным возбуждением.....	63
2.4.1. Двухточечное возбуждение ПА.....	65
2.4.2. Трехточечное возбуждение ПА	69
2.4.3. Четырехточечное возбуждение ПА.....	72
2.4.4. Анализ характеристик направленности.....	76
2.5. Планарная широкополосная схема питания.....	79
2.5.1. Расчет фазовращателей со смещением 120° и 240°	81
2.5.2. Малогабаритная трёхточечная схема питания.....	85
2.6. Выводы	88
3. Широкополосная квадрупольная антенна объемного типа.....	90
3.1. Полусферические аксиально-симметричные структуры	91
3.1.1. Анализ влияния геометрии треугольного сегмента на входное сопротивление	91

3.1.2. Оценка взаимной связи элементов полусферической формы.....	94
3.1.3. Улучшение поляризационных характеристик квадрупольного антенного элемента	98
3.1.4. Квадрупольный антенный элемент с цилиндрическим поляризатором меандровой линии	104
3.2. Построение высокоэффективной схемы питания.....	110
3.3. Квадрупольный антенный элемент с высокоимпедансным экраном	111
3.3.1. Анализ поля квадрупольного антенного элемента с экраном большого электрического размера	113
3.4. Выводы	121
4. Экспериментальные исследования.....	123
4.1. Методики оценки разработанных антенн.....	123
4.1.1. Перечень характеристик.....	123
4.1.2. Измерительный стенд	123
4.1.3. Методики измерений и расчетов.....	125
4.2. Результаты исследований макета двухслойной печатной антенны.....	126
4.3. Результаты исследований макета квадрупольной антенны.....	129
4.4. Исследование макета квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном	132
4.5. Выводы	134
Заключение	135
Список сокращений	137
Список использованных источников	138
Приложение А. Акты внедрения результатов работы.....	149

Введение

В настоящее время применение сигналов Глобальных Навигационных Спутниковых Систем (ГНСС) стимулирует интенсивный рост приложений по их использованию, благодаря тому, что сигналы ГНСС являются общедоступными практически в любой точке на поверхности Земли.

Существует ряд известных систем ГНСС, таких как ГЛОНАСС, GPS, GALILEO, COMPASS, QZSS и др., задача которых состоит в формировании радионавигационного поля спутниковых сигналов на земной поверхности. Известны также спутники функциональных дополнений ГНСС, как например, OMNISTAR, транслирующих необходимые поправки для повышения точности определения координат.

Эволюция ГНСС от момента зарождения идеи и по настоящее время сталкивается с различными трудностями и прорывами, такими, как например, применение кодово-дифференциального режима DGPS (Differential GPS) [1], [2] (повышение точности до 30 см), обеспечивающего устранение ионосферной ошибки при помощи поправки, формируемой базовой станцией. Кроме того, разработка аппаратуры, поддерживающей алгоритм обработки сигнала RTK (англ. «Real time kinematic» – кинематика реального времени или позиционирование движения в реальном времени с точностью до 1 см), позволила расширить спектр применений ГНСС [3], [4]. Современные сферы использования ГНСС насчитывают множество применений: навигация, геодезия, картография, сейсморазведка, логистика, строительство инженерных сооружений, геология и др.

Независимо от применения, в части наземного сегмента использования ГНСС для приема спутникового сигнала необходима аппаратура, называемая «навигационным приемником» (НП), задача которого сводится к определению координат в точке Земли, в которой он расположен, а также точного времени. Важной составляющей такого приемника является антенна, способная принимать сигналы с правой круговой поляризацией. Качество принимаемого сигнала определяется характеристиками антенны, в том числе формой диаграммы

направленности (ДН), угловой зависимостью коэффициента эллиптичности (КЭ), стабильностью фазового центра (ФЦ), коэффициентом полезного действия (КПД) (или эффективностью), полосой рабочих частот и др. Выделяют НП низкой точности (СКО определения псевдодальности не более 30м), условно высокоточные и приемники высокой точности (менее 30см). В зависимости от требования к обеспечению точности, антенны можно упорядочить по функциональному назначению на малогабаритные носимые антенны «роверы» и стационарные антенны для высокоточных НП (антенны базовых станций). Антенны НП низкой точности не представляются интересными с точки зрения научного исследования ввиду незначительных требований к их электродинамическим характеристикам, по сравнению с антеннами высокоточных НП, и в данной работе рассматриваться не будут. Кроме того, в последнее время исследователи и разработчики аппаратуры ГНСС уделяют все больше внимания адаптивным антенным решеткам для осуществления борьбы с преднамеренными и непреднамеренными помехами. В таких решетках имеется антенный элемент (АЭ), обеспечивающий качественный прием навигационного сигнала.

Исследование и разработка многообразия антенн наземного сегмента ГНСС повлекло за собой ряд существенных задач, решение которых является актуальным по сей день. Известно, что высокоточные антенны НП осуществляют слежение за кодами и фазами сигналов навигационных спутников. В обеспечение точности существенный вклад вносят спутники, расположенные под низкими углами к горизонту [2]. Слабый уровень сигналов таких спутников провоцирует срыв фазового детектора НП и понижает их эффективность [5], следовательно, необходимо повышать уровень усиления сигнала под низкими углами при помощи антенны. С другой стороны, широко известен эффект многолучевой интерференции (МИ), когда на вход антенны попадают как прямые, так и отраженные от земли и других объектов сигналы, вызывающие значительный рост ошибок позиционирования, что требует уменьшения уровня ДН антенны под низкими углами [2], [6]. Таким образом, имеется необходимость создания антенн с максимально возможной шириной ДН и резким перепадом уровня усиления в

направлении на горизонт. При физически ограниченных размерах антенны к данному требованию можно только в какой-то степени приблизиться.

Как отмечалось выше, проектирование антенн ГНСС направлено на прием сигналов с правой круговой поляризацией, тем не менее существует проблема создания высокого значения КЭ во всем рабочем диапазоне углов антенны ГНСС, а также на углах ниже горизонта. Высокие значения КЭ для углов скользящих направлений позволяют минимизировать эффект многолучевой интерференции. Предложены различные конструкции антенн и частотно-поляризационных поверхностей, позволяющие расширить угловой диапазон с высоким КЭ. Однако, не исследованы пространственные поляризационные структуры на основе меандровой линии для слабонаправленных антенн.

Требуют исследования вопросы обеспечения стабильности положения ФЦ антенны, как одного из ключевых параметров обеспечения точности определения координат. Известна серийно выпускаемая антенна ГНСС Trimble Zephyr, в которой использовано многоточечное возбуждение печатной антенны (ПА) и обеспечена высокая стабильность ФЦ. Многоточечное возбуждение является перспективным для различных типов антенн ГНСС. Важно отметить, что большее количество точек питания ведет не только к высокой стабильности ФЦ антенны, но и к сложности выполнения ее схемы питания, поэтому нахождение компромисса между этими двумя факторами является актуальной задачей.

Зачастую существующие антенны навигационных приемников характеризуются низким КПД, что ведет к уменьшению отношения сигнал/шум. Представленное множество, как серийно выпускаемых, так и исследуемых антенн для систем спутникового позиционирования (Trimble, Leica, Topcon) либо составлено из нескольких элементов (например, монополей), либо имеет несколько точек возбуждения (например, у печатной антенны) для формирования поля круговой поляризации. Неизбежным является эффект взаимного влияния между элементами такой многопортовой антенны. При этом анализ коэффициента отражения (КО) с учетом взаимовлияния и полного КПД для таких антенн представлен не в полном объеме.

Составной частью многопортовой антенны ГНСС является ее схема питания со ступенчатым набегом фаз на выходах. КПД схемы питания и неравномерность ее амплитудно-фазовой характеристики в полосе частот ГНСС является важным фактором, определяющим характеристики антенны в целом. Нередко используются схемы питания в виде интегральных делителей/сумматоров, которые уменьшают КПД антенны (Topcon PN-A5, RU2620195C1), либо сложность такой схемы питания налагает повышенные требования на точность изготовления (антенна Dorne&Margolin). Поэтому интересным представляется исследование схем питания для антенн круговой поляризации с высоким КПД и малой неравномерностью амплитудно-фазовой характеристики.

Все вышеописанное обуславливает актуальность работы, направленной на исследование и поиск методов улучшения характеристик антенн ГНСС круговой поляризации, их схем питания, пространственных поляризаторов и специальных экранов.

Косвенно актуальность подтверждается интересом со стороны исследователей и разработчиков. Значительный вклад в исследование и поиск путей реализации антенн ГНСС внесли такие зарубежные авторы, как: Leick A. (Множество работ по ГНСС, соавторство в книге по высокоточному позиционированию) [7], [8]; D. Sievenpiper (Частотно-селективные, высокоимпедансные экраны, как способ устранения многолучевой интерференции) [9], [10]; H. Moghadas (Антенны ГНСС с поляризационными планарными поверхностями для подавления многолучевого сигнала и множество др. работ.) [11], [12]; W. Kunysz (патент по спирально щелевой антенне, соавторство в книге по ГНСС, множество др. научных работ) [13], [14].

Среди отечественных исследователей наиболее известны работы таких учёных, как: Филиппов В. С. (двухчастотная двухсистемная печатная антенна, множество работ по антеннам круговой поляризации) [15], [16]; Татарников Д. В. (антенны круговой поляризации, решение вопросов борьбы с МИ, полупрозрачные экраны и множество других научных работ по ГНСС) [7], [17], [18]; Рапопорт Л. Б. (Теория управления и навигация) [19], [20]; Курдюмов О. А. (антенны

эллиптической поляризации в спутниковой навигации и телеметрии, и множество др. работ) [21], [22].

Целью диссертационной работы является исследование антенн круговой поляризации ГНСС, направленное на повышение качества приема навигационных сигналов.

Согласно указанной цели в работе решаются нижеследующие **задачи**:

– Анализ принципов построения и конструктивных особенностей антенн ГНСС.

– Исследование параметров многочастотных и широкополосных антенных элементов круговой поляризации с многоточечным возбуждением и их схем питания.

– Исследование возможности улучшения пространственных характеристик антенн (амплитудных, фазовых и поляризационных).

– Разработка и создание антенн для беззапросных измерительных систем ГНСС, проведение экспериментальных исследований и анализ результатов.

Объектом исследования являются антенны круговой поляризации, **предметом исследования** являются способы получения электродинамических характеристик антенн, необходимых для высокоточного позиционирования в беззапросных измерительных системах.

Методы исследования. Для решения поставленных задач применялись методы электродинамического моделирования, САПР, матричной алгебры и вычислительной математики, экспериментальные исследования в безэховой камере.

Научная новизна.

– Найдено компромиссное решение между количеством используемых портов многопортовых антенн разных типов и их характеристиками, позволяющее уменьшить количество составных частей антенн круговой поляризации.

– Предложен цилиндрический поляризатор меандровой линии для квадрупольной антенны, позволяющий увеличить развязку по поляризации в области скользящих углов и уменьшить уровень нежелательного отраженного сигнала.

– Рассчитана зависимость крутизны амплитудной ДН квадрупольной антенны от диаметра ее высокоимпедансного экрана в области скользящих углов, которая позволяет получить высокий уровень перепада усиления при переходе в нерабочую область углов с сохранением относительно малых габаритов антенной системы.

Теоретическая и практическая значимость.

Теоретическая значимость определяется техническими результатами, полученными при численных расчетах и электродинамическом моделировании антенн круговой поляризации, их схем питания, а также структур, позволяющих улучшить характеристики направленности и поляризации таких антенн.

Практическая значимость:

– Выработаны рекомендации по выбору количества точек возбуждения/излучающих элементов антенн ГНСС для получения высокого КПД и стабильного ФЦ.

– Разработаны широкополосные конструкции схем питания для антенн круговой поляризации ГНСС ($\Delta f > 35\%$) с тремя и четырьмя точками возбуждения в одно- и двухслойной компактной реализации, соответственно.

– Предложена компактная конструкция двухслойной ПА ГЛОНАСС с интегрированной трехточечной схемой питания. Антенна, благодаря ее малому профилю и весу, может быть использована в качестве элемента плоской антенной решетки, в том числе на борту космического аппарата.

– Предложена всесистемная квадрупольная антенна ГНСС с интегрированной четырехточечной схемой питания, которая может быть применена в качестве высокоточной антенной системы в комбинации с экраном для подавления многолучевой интерференции, а также в качестве элемента помехозащищенной антенной решетки.

– Предложена конструкция пространственного поляризатора меандровой линии цилиндрической формы для квадрупольной антенны, позволяющая улучшить развязку по поляризации и уменьшить влияние эффекта многолучевой интерференции в высокоточных антенных системах.

– Предложена конструкция высокоимпедансного экрана диаметром 12λ длин волн для квадрупольной антенны с целью уменьшения эффекта многолучевой интерференции.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Коэффициент полезного действия двухслойной двухчастотной печатной антенны круглой формы с разносом центральных частот в 24% составляет более 0,98 при расположении точек возбуждения на расстоянии $0,1\lambda_0$ от геометрического центра антенны и не зависит от их количества ($N_T=2, 3, 4$) и взаимного влияния при формировании поля круговой поляризации.

2. Применение однослойного цилиндрического поляризатора на основе меандровой линии, расположенного соосно с квадрупольной антенной, позволяет в полосе частот 6% увеличить коэффициент эллиптичности для углов скользких направлений $\theta = 80^\circ - 100^\circ$ (90° – направление на горизонт) с 0,45 до 0,77.

3. Предложенная квадрупольная антенна с высокоимпедансным экраном диаметром $12\lambda_0$ системы вертикальных стрижней с треугольной сеткой расположения, имеет наибольшую крутизну амплитудной ДН (1дБ/°) для углов скользких направлений $\theta = 80^\circ - 100^\circ$ на нижней частоте $f/f_0=0,83$ рабочего диапазона шириной 33%.

Достоверность результатов основывается на использовании современных САПР, апробированных экспериментальных методик и высокоточного оборудования, на корректном применении численных и аналитических методов. Результаты работы являются воспроизводимыми и проверяемыми, наблюдается количественное и качественное совпадения результатов моделирования, экспериментальных исследований и данных, известных из литературы.

Апробация результатов. Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

– Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики», г. Томск, 2010, 2012, 2017 г.;

– VII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», Томск, 2011 г.;

– Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации», г. Красноярск, 2014 г.;

– Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2010, 2014, 2015 гг.;

– Международная IEEE Сибирская конференция по управлению и связи SIBCON, 2011, 2016, 2017, 2019 гг.;

– XIV Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения», г. Новосибирск, 2018 г.;

– Международная научная конференция «Излучение и рассеяние электромагнитных волн», Краснодарский край, пос. Дивноморское, в 2017, 2019 гг.

Публикации. Материалы диссертационного исследования опубликованы в 19 научных работах, из них 6 в журналах из перечня ВАК, 11 в сборниках публикаций, индексируемых в наукометрической базе Scopus, 7 в Web of Science.

Внедрение результатов работы. Результаты исследований были применены в ходе выполнения НИР и ОКР: «Разработка материалов в эскизный проект по развитию наземного сегмента космического комплекса система ГЛОНАСС в части разработки антенной решётки для помехоустойчивой беззапросной измерительной системы», «Исследование и разработка антенн спутниковой радионавигации с применением частотно-селективных поверхностей» проводимой в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» (2009-2013 гг.), «Разработка наземного стенда для обеспечения проведения летного эксперимента по приему и обработке навигационных сигналов» (2015 г.), «Повышение эффективности пространственной фильтрации помех в полосе частот полезного сигнала для помехозащищенной приёмной аппаратуры» в 2017-2018 гг., «Разработка технического проекта и макета беззапросной измерительной системы помехоустойчивой» (2016-2020 г.).

Личный вклад автора заключается в следующем:

Основные исследования, результаты которых представлены в диссертационной работе, были выполнены автором самостоятельно. Совместно с научным руководителем обсуждались цели и задачи исследований, а также

результаты работы. Личный вклад автора включает комплексный подход к исследованию электродинамических характеристик высокоточных антенн ГНСС, в том числе разработку схемотехнических и электродинамических моделей широкополосных схем питания, антенных элементов, поляризаторов и высокоимпедансных экранов. Выполнены экспериментальные исследования и проведена обработка экспериментальных данных. Часть экспериментальных результатов получена совместно с соавторами научных публикаций.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложения. Объём диссертации составляет 150 страниц, количество иллюстраций 136, число цитированных источников 111. Приложение с актами использования результатов исследований изложено на 2 страницах.

1. Антенные устройства ГНСС: классификация, характеристики, принципы построения

В данной главе описываются особенности распространения радиоволн, охватывающих диапазон рабочих частот ГНСС, в том числе влияние тропосферы и ионосферы, эффект МИ. Приведены основные параметры антенн круговой поляризации ГНСС, определены требования к ним с позиции качественного приема спутникового навигационного сигнала. Кроме того, представлены основные подходы к исследованию и разработке АЭ и их схем питания, антенных систем (АС) высокоточных измерительных станций, а также освещены связанные с этим технические проблемы.

Современные ГНСС – это естественное развитие локализованных наземных систем, таких как DECCA Navigator и LORAN, ранние версии которых использовались во Второй мировой войне. Первые спутниковые системы были разработаны американскими военными в экспериментальных проектах, таких как Transit, Timation, а затем NAVSTAR (GPS), которые предлагают базовую технологию, используемую на сегодняшний день. Первый спутник NAVSTAR был запущен в 1989 году, 24-й спутник был запущен в 1994 году, а полная работоспособность была объявлена в апреле 1995 года. В настоящее время система насчитывает 32 спутника и предполагает, как гражданское, так и военное применение (повышенная точность). Система постоянно совершенствуется и увеличение количества спутников вместе с расширением частотных диапазонов позволяет стремиться к минимальным погрешностям определения координат [23].

Советский Союз начал аналогичную разработку в 1976 году - ГЛОНАСС (ГЛОбальная НАвигационная Спутниковая Система), которая достигла полностью готовой группировки из 24 спутников к 1995 году [24]. Спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС расположена в трех орбитальных плоскостях на высоте 19 100 км по сравнению с 20 183 км для NAVSTAR. Система ГЛОНАСС приходила в упадок с крахом советской экономики, но была восстановлена в 2003 году Российской Федерацией. В 2010 году она достигла

полного охвата территории России с помощью группировки из 24 спутников, и так же продолжает развиваться.

Система Galileo Европейского Союза и Европейского космического агентства состоит из 27 спутников, расположенных на плоскостях средней орбиты Земли на высоте 23 222 км. Эта глобальная навигационная система, использующая две частоты, должна обеспечивать разрешение до 1 м. [25].

Compass (Beidou) - это проект Китая по разработке независимой региональной и глобальной навигационной системы с помощью группировки из 5 спутников геостационарной орбиты, 30 спутников средней круговой орбиты и 3 спутника наклонной геосинхронной орбите Земли [26].

QZSS (квазизенитная спутниковая система) - это региональное предложение Японии, направленное на предоставление хотя бы одного спутника, который можно наблюдать в ближайшем зените над Японией в любой момент времени. Система использует три спутника на эллиптической и наклонной геостационарных орбитах (высота 42 164 км), разнесенных на 120° и проходящих по одной и той же наземной трассе. Он нацелен на работу в сочетании с GPS и Galileo для улучшения обслуживания в городских центрах, а также в горных районах. Другой целью является точность позиционирования до 1,6 м при доступности 95%. В перспективе к 2024 году размер спутниковой группировки планируется довести до 7 спутников [27].

Потенциальное улучшение производительности за счет одновременного использования двух навигационных систем обусловлено лучшей спутниковой группировкой по сравнению с каждой отдельной системой было показано в [3], [4], [8]. Такое объединенное спутниковое созвездие приводит к повышению точности определения координат.

Несмотря на сосуществование нескольких отдельных систем ГНСС, предлагаемых различными странами, принципы построения и оценка точностных параметров во многом схожи. На рисунке 1 показаны диапазоны частот основных ГНСС.

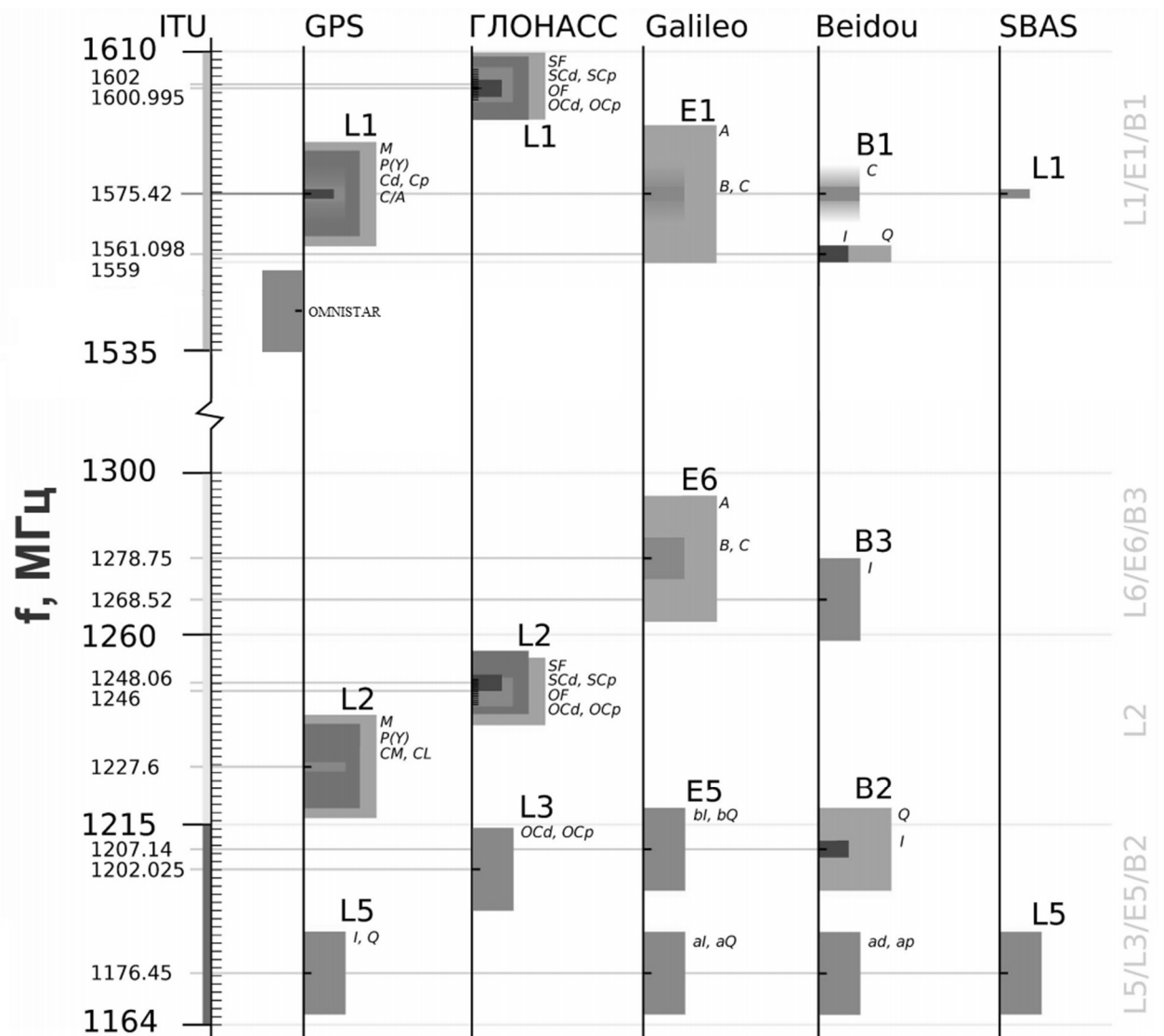


Рисунок 1 – Частотные планы ГНСС

В дальнейшем в работе определим $\Delta f_1=1535-1610\text{МГц}$ (6%) как диапазон верхних частот (ВЧ), $\Delta f_2=1164-1300\text{МГц}$ (12%) как диапазон нижних частот (НЧ), полный диапазон частот ГНСС $\Delta f=1164-1610\text{ МГц}$ (33%). Для построения частотных зависимостей определим $f_0=1400\text{МГц}$ как условно центральную частоту, при этом $\Delta f_1=0,83f_0-0,93f_0$, $\Delta f_2=1,09f_0-1,15f_0$.

Таким образом, можно заключить, что разработка АС НП для различных ГНСС не будет отличаться в значительной степени. Конфигурация АС будет зависеть лишь от области применения.

Одним из важных аспектов приема навигационного сигнала наземного сегмента ГНСС является учет факторов, воздействующих на радиотрассу между передающей спутниковой и приемной наземной антеннами. Эти факторы будут

формировать, по сути, требования к характеристикам приемной антенны ГНСС. Ниже будут рассмотрены особенности распространения сигналов ГНСС.

1.1. Особенности распространения радиоволн ГНСС

Спутниковая навигация основана на сигналах, переносимых электромагнитными (э-м) волнами. Для понимания основ проектирования антенн ГНСС необходимо представлять полную картину распространения радиоволны от спутникового космического аппарата до наземного НП.

Радиоволна, излучаемая движущимся спутником ГНСС, распространяется через атмосферу (ионосферу и тропосферу) и достигает антенны наземного приемника [28]. На своем пути радиоволна претерпевает затухание и задержку в ионосфере и тропосфере. Линия связи между спутником и наземной станцией должна учитывать затухание, обусловленное расстоянием, а также эффекты поглощения и рассеяния в ионосфере и тропосфере. Кроме того, эффект МИ во многом определяет ошибки позиционирования, от которых, в конечном счете, зависит точность определения координат.

Ниже представлено описание особенностей распространения радиоволн ГНСС и методы борьбы с ними.

Воздействие Тропосферы

Тропосфера, простирающаяся от поверхности Земли до высоты около 50 км, является не дисперсионной на частотах ГНСС. Тропосфера задерживает волну при прямом распространении, а также за счет преломления. Причинами преломления являются различные концентрации водяного пара по высоте в тропосфере, вызванные погодными условиями.

Воздействие Ионосферы

Ионосфера представляет собой слой электронов и заряженных атомов и молекул (ионов), которые окружают Землю и простираются с высоты от 50 до 1000 км. Ионосфера может характеризоваться своим полным электронным содержанием, которое находится под влиянием активности солнечной энергии, суточных и сезонных колебаний, а также магнитного поля Земли. Радиоволны,

проходящие через ионосферу, могут претерпевать изменения в поляризации, которое известно, как вращение Фарадея. Этот эффект может привести к тому, что линейно поляризованные (ЛП) радиоволны станут волнами с эллиптической или круговой поляризацией. Основным воздействием ионосферы на сигналы ГНСС является частотно-зависимый фазовый сдвиг, вызванный дисперсионными характеристиками ионосферы. Можно учесть влияние ионосферной дисперсии, используя две широко разнесенные частоты. Схема разнесения на приемнике позволяет исправить практически все ионосферные эффекты, поэтому спутники ГНСС, как правило, передают сигналы с частотами двух несущих в диапазонах L1 и L2. Таким образом, устранить данную ошибку можно разработкой антенны, обеспечивающей прием сигналов на двух разнесенных частотах. Другие вносимые искажения характеристик сигнала (в тропосфере) могут быть частично устранены обработкой в НП. Однако, наиболее существенным эффектом, влияющим на точность позиционирования, выступает МИ, устранить которую возможно разработкой специальной антенны. Речь об этом пойдет ниже.

Многолучевая интерференция

МИ радиоволн возникает, когда антенна принимает прямой и отраженный от постилающей поверхности сигналы от спутника. МИ в основном обусловлена отражением волны от поверхности вблизи антенны НП.

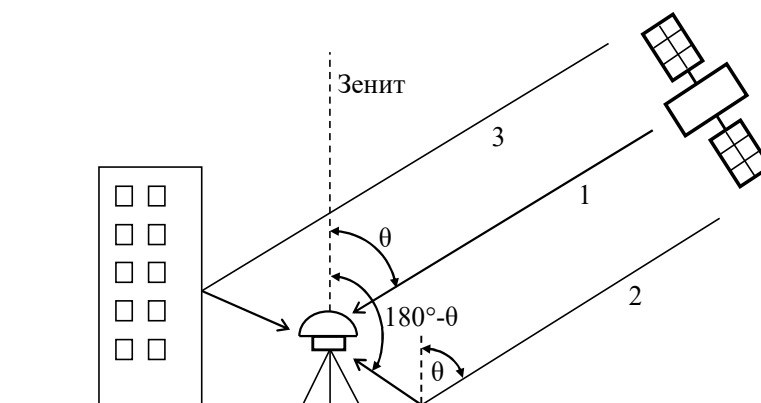


Рисунок 2 – Прием навигационной антенной прямого и отраженного сигналов

Спутниковый сигнал поступает в приемник через три разных радиотрассы, одна прямая «1» и две с отражением «2», «3» на рисунке 2.

Как следствие, принятые сигналы имеют относительные сдвиги фазы, что приводит к ошибке при определении псевдодальности. Ошибка определения дальности, вызванная МИ, может составить до 100м в окрестностях зданий [29]. Уменьшение влияния МИ можно осуществить как при помощи антенны, так и при помощи обработки сигналов. Распространенным способом является получение ДН антенны специальной формы путем использования экранов типа «choke ring».

Другой подход заключается в выборе антенны, которая использует особенность отражения радиоволн круговой поляризации. Если передаваемые сигналы ГНСС имеют правую круговую поляризацию, то после одного отражения от земли сигналы становятся левополяризованными. Поэтому, если антенна приемника спроектирована для приема сигналов с правой поляризацией, то она не будет принимать многие отраженные сигналы МИ. Ключевая роль характеристик приемных антенн для достижения предельно малых ошибок позиционирования многократно подчеркивалась в литературе [6], [30], [31], [32], [33]. Методы обработки сигналов для уменьшения многолучевого распространения в последнее время существенно продвинулись [29], однако ошибки многолучевого распространения по-прежнему вносят существенный вклад в уровень точности позиционирования. Немаловажным фактором является выбор высоты расположения антенны ГНСС над поверхностью Земли. В [34] проводилось исследование в данном направлении. Откуда следует (рисунки 3, 4), что увеличение точности позиционирования напрямую зависит от уровня перепада усиления ДН в области скользящих углов $\theta=[80^\circ-100^\circ]$, где $\theta=90^\circ$ направление на горизонт. Кроме того, ошибка позиционирования в зависимости от высоты расположения антенны над подстилающей поверхностью является гармонической функцией (рисунок 3). Подробней об параметре диаграммы направленности (ДН) – DU (отношение назад/вперед или DownUp) написано в разделе 1.2.



Рисунок 3 – Ошибка позиционирования по высоте

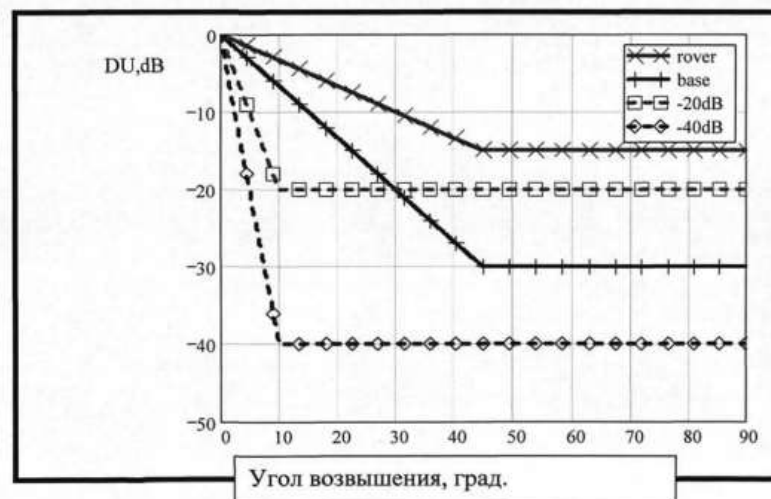


Рисунок 4 – Отношение DU для четырех типовых антенн (подвижная малогабаритная «rover», антенна базовой станции «base», и теоретические DU антенн -20дБ и -40 дБ)

Следует отметить, что значения DU -20дБ и ниже для угла возвышения свыше 10° (рисунок 4) соответствует позиционированию с миллиметровой точностью, как известно из работ авторов [35], [34]. Сантиметровая точность соответствует DU выше -20дБ, в том числе для антенн базовых станций. Сказанное справедливо для антенн, имеющих высокую эффективность и стабильный ФЦ.

Волны круговой поляризации в ГНСС

Как было отмечено выше, распространение радиоволн ГНСС имеет ряд особенностей, при которых возможны значительные искажения и ослабление сигнала. Тем не менее, можно легко увидеть преимущества использования волн с круговой поляризацией в спутниковой навигации.

Радиоволна круговой поляризации повышает эффективность поляризации приемной антенны. Кроме того, волна круговой поляризации менее подвержена эффекту Фарадея в ионосфере, по сравнению с волной линейной поляризации. Если применяется волна линейной поляризации, то сигнал, после прохождения ионосферы имеет уже эллиптическую поляризацию или даже круговую, поэтому антенна с линейной поляризацией может принимать только часть сигнала, имея значительные потери. Радиоволна круговой поляризации может использоваться для подавления сигналов МИ, как упоминалось ранее.

Таким образом, при разработке антенны для ГНСС необходимо учитывать все условия распространения радиоволн, а также обеспечить прием правополяризованных волн (с КЭ близким к единице) со всех спутников, находящихся в области видимости. Исходя из вышеописанных особенностей распространения волн ГНСС далее будут сформированы требования к электродинамическим характеристикам приемных антенн с позиции качественного приема спутникового навигационного сигнала.

1.2. Требования, предъявляемые к характеристикам антенн ГНСС

Сначала кратко остановимся на терминологии, имеющейся в обиходе ГНСС. В литературе встречается термины «антенна» и «антенный элемент» (АЭ). Высокоточные антенны ГНСС имеют в своей конструкции антенный элемент, расположенный над специальным экраном, корректирующем форму ДН АЭ. АЭ также может находиться в составе АР. Т.е. термин «антенный элемент» обозначает составную часть антенны. Более того, антенны круговой поляризации, как правило, состоят из элемента(ов), обеспечивающего прием сигнала (согласованного со свободным пространством) и схемы суммирования от одного или нескольких АЭ, разнесенных по частоте (например, двухчастотная печатная антенна) или фазе (к примеру, квадрупольная антенна). Во избежание путаницы, в рамках данной работы, будем называть антенной устройство, состоящее из АЭ и схемы питания. Термином «антенная система» будем называть антенну, установленную на экран (например, «choke ring») для подавления отраженных сигналов.

Так как, по своей сути, антенна ГНСС является частью НП, правильно пользоваться терминологией в части, к примеру, схем питания, такой как сумматор, а не делитель. Термин «возбуждение» антенны, тоже может условно говорить о том, что антенна передающая или, например, термин «излучатель» говорит о некоторой излученной мощности э-м волны. В рамках данной работы будем пользоваться терминами, которые соответствуют как приемным, так и передающим антеннам или АЭ.

Кроме того, применительно к антеннам ГНСС часто употребляются термины «верхняя полусфера» и «нижняя полусфера», которые говорят о приеме спутникового сигнала с углов возвышения (элевации) $\theta = [-90^\circ, 0^\circ, 90^\circ]$ и $\theta = [90^\circ, \pm 180^\circ, -90^\circ]$, соответственно (рисунок 5). Направление на горизонт – $\theta = 90^\circ; -90^\circ$. Как правило, прямой сигнал от навигационного спутника ГНСС приходит с направлений углов верхней полусферы, а отраженный – с нижней. Следует отметить, что в терминологии антенн ГНСС за направление на горизонт часто принимают угол $\theta = 0^\circ$, откуда и происходит название малые/низкие углы возвышения. Но в рамках данной работы за направление на горизонт примем $\theta = [90^\circ, -90^\circ]$, так как направление главного максимума ДН в теории антенн соответствует $\theta_0 = 0^\circ$.

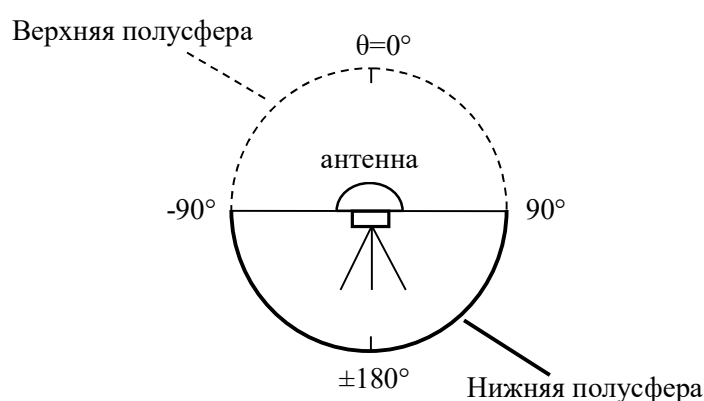


Рисунок 5 – К определению понятий «полусфер»

Итак, антенна, применяемая в составе НП ГНСС, во многом влияет на его характеристики. Связь между качеством принимаемого сигнала и параметрами антенны не является однозначной, но, тем не менее, можно сформулировать

требования к «идеальной» антенне для приема сигналов спутниковой навигации, исходя из общих соображений.

Во-первых, амплитудная ДН (АДН) антенны должна иметь одинаковый КУ во всей верхней полусфере для правой круговой поляризации (порядка 3 дБ), и КУ, равный нулю для левой круговой поляризации во всей сфере. Предполагается, что при такой форме ДН антенна принимает только прямые сигналы от навигационных спутников (сигнал «1» на рисунке 2) и не принимает однократно отраженных от земли и наземных объектов сигналов («2» и «3» на рисунке 2, соответственно), то есть приемник с такой антенной будет иметь «устойчивость» к МИ.

Следует добавить, что отраженные сигналы «2» и «3» устраняются в идеальной антенне при помощи минимизации уровня кросс-поляризации поля. Тем не менее, это идеальный случай, в действительности кросс-поляризацию во всей сфере устранить достаточно сложно. Кроме того, у отраженного сигнала фаза инвертируется строго на 180° , в действительности же сигнал «3» может проходить на вход приемника, несмотря на то, что антенна принимает только компоненту правой круговой поляризации в верхней полусфере.

Во-вторых, поляризация антенны в верхней полусфере должна быть правой круговой, с коэффициентом эллиптичности, равным 1.

В-третьих, положение ФЦ антенны в пространстве должно быть стабильно для всех углов, что равносильно требованию к фазовой диаграмме $\Phi(\theta, \varphi) = const$. Кроме того, положение фазового центра не должно зависеть от частоты.

Таким образом, существует некоторая идеальная векторная комплексная характеристика направленности антенны ГНСС [36], включающая её амплитудную, фазовую и поляризационную диаграммы, которая обеспечивает минимальный вклад антенны в погрешность измерения координат.

Строгое соответствие характеристик реальных антенн идеальной характеристике невозможно в силу причин физического характера. Производная (крутизна) описанной «идеальной» АДН при $\theta=90^\circ$ равна бесконечности. В то же время известно, что максимальная крутизна ДН при физически реализуемых амплитудно-фазовых распределениях токов на излучателе ограничена его

физическими размерами и для излучателей размером порядка длины волны не может быть большой. Из-за данного ограничения к идеальной форме ДН можно только в некоторой степени приблизиться (рисунок 6).

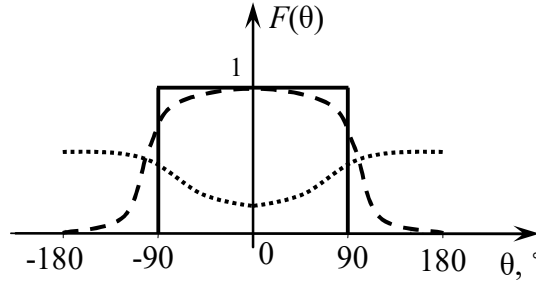


Рисунок 6 – ДН идеальной (для правой (сплошная линия) и левой (линия на оси θ)) и реальной (для правой (штрихи) и левой поляризации (точки)) антенн

Приближенность реальной ДН антенны к идеальной можно характеризовать следующими параметрами: усредненным значением производной, нормированной на максимум ДН в области скользящих углов $\bar{F}'(\theta)$ и усредненным уровнем усиления при $\theta=90^\circ$ относительно максимума $\theta=0^\circ$ (этот параметр можно назвать горизонтальным усилением – ГУ, в иностранной литературе встречается термин roll-off Gain). Как указано в [34] типичная ДН широкоугольной антенны ГНСС имеет ГУ равный -12...-15 дБ. В направлении анти-зенит ($\theta=180^\circ$) уровень ДН составляет -15 дБ для малогабаритных носимых антенн и -30 дБ для стационарных высокоточных антенн базовых станций. Коэффициент направленности действия (КНД) и ГУ таких антенн можно рассчитать с использованием формулы

$$F(\theta) = \frac{\Delta + \cos(\theta)}{\Delta + 1}, \quad (1)$$

где Δ определяет ГУ. Расчетные зависимости (рисунок 7) показывают, что для антенн ГНСС ГУ может изменяться в значительных пределах без соответствующего изменения максимального КУ. Как известно, падение ГУ приводит к существенному росту вероятности срыва сигнала от навигационного спутника [34]. Следовательно, антенны ГНСС не могут быть оптимизированы по

критерию, связанному с максимальным КУ. Особое внимание необходимо уделять ГУ и производить оптимизацию по этой характеристике.

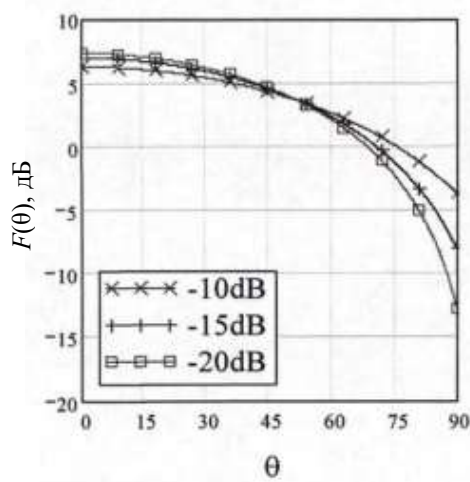


Рисунок 7 – ДН антенн с различным уровнем ГУ

С другой стороны, известно, что в нижней полусфере КУ должен стремиться к нулю, а следовательно, должен наблюдаться резкий перепад усиления при переходе из верхней полусферы в нижнюю.

В настоящее время высокоточное позиционирование по сигналам ГНСС осуществляется, в основном, на открытой местности и основным источником отраженного сигнала является подстилающая поверхность Земли [34]. Показано, что типичная антенна, предназначенная для приема правополяризованных сигналов из области направлений верхней полусферы, обладает идеальной левой поляризацией в направлении анти-зенита. Смена направления вращения поляризационной характеристики антенны происходит, как правило, под скользящими углами. Таким образом, антенна оказывается в значительной степени согласованной по поляризации с отраженным сигналом в нижней полусфере. Для минимизации эффекта МИ необходимо уделять значительное внимание диаграмме обратного излучения (ДОИ). Под ДОИ будем понимать излучение антенны в нижней полусфере, а также свойства ДН для углов скользящих направлений. Для оценки ДОИ реальных антенн используют коэффициент многолучевости (КМ) и отношение вперед/назад (down/up ratio), которые описаны ниже.

КМ характеризует качество антенны с точки зрения подавления отраженных от окружающих предметов и подстилающей поверхности сигналов. КМ определяется как отношение КУ «полезного» сигнала (имеющего правую круговую поляризацию и принятого в верхней полусфере, $KU_{\text{прав.}}(\theta)$) к сумме КУ «помехового» ($KU_{\text{лев.}}(180^\circ-\theta)$) и «полезного» ($KU_{\text{прав.}}(180^\circ-\theta)$) сигналов (имеющих правую и левую компоненту круговой поляризации, принятых в нижней полусфере) рисунок 2. КМ выражается формулой [13]:

$$KM = \frac{KU_{\text{прав.}}(\theta)}{KU_{\text{прав.}}(180^\circ-\theta) + KU_{\text{лев.}}(180^\circ-\theta)}. \quad (2)$$

Альтернативным параметром КМ является отношение вперед/назад (в иностранной литературе встречается термин up/down ratio (U/D)):

$$U/D = \frac{KU_{\text{прав.}}(\theta)}{KU_{\text{лев.}}(180^\circ-\theta)}. \quad (3)$$

В некоторых источниках [7], [34] оценивается отношение назад вперед (down/up) как КУ в нижней полусфере ($180^\circ-\theta$) к зеркальному направлению КУ в верхней полусфере (θ) в виде суммы правой и левой поляризации:

$$DU(\theta) = \frac{KU_{\text{прав.}}(180^\circ-\theta) + KU_{\text{лев.}}(180^\circ-\theta)}{KU_{\text{прав.}}(\theta) + KU_{\text{лев.}}(\theta)} \quad (4)$$

или

$$DU(\theta) = \frac{F(180^\circ-\theta)}{F(\theta)}. \quad (5)$$

В литературе также встречается отношение вперед/назад или front-to-back ratio (FTB), которое, по сути, соответствует DU для единственного угла $\theta=0^\circ$.

Важно отметить, что при оценке этих коэффициентов особое внимание следует уделять уровню для скользящих углов т.к. МИ для них наиболее критична [28], [32].

Качество антенны в смысле создаваемой поляризации излучения можно характеризовать усредненным значением коэффициента эллиптичности по верхней полусфере ($\overline{KЭ}$). Известно, что в теории антенн доказана теорема Бруэвера-Скотта [37], согласно которой излучатель, не имеющий нулей в амплитудной ДН, в каком-либо направлении обязательно будет иметь любое наперед заданное значение КЭ, что является принципиальным ограничением на получение круговой поляризации во всей зоне излучения такой антенны. Для слабонаправленных антенн с несколькими нулями в нижней полусфере данная теорема напрямую неприменима, однако известно, что КЭ таких антенн является максимальным в направлении максимума излучения и уменьшается в сторону скользящих углов (рисунок 8). В этой связи получение правой круговой поляризации с КЭ равным 1 во всей верхней полусфере навигационной антенны, невозможно.

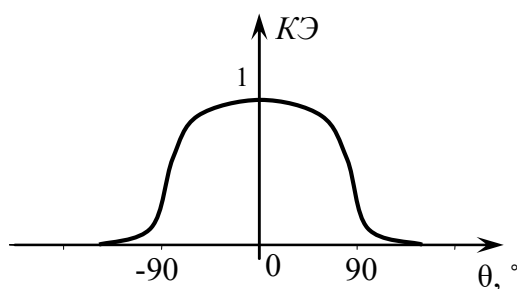


Рисунок 8 – Коэффициент эллиптичности слабонаправленного излучателя

Каких-либо фундаментальных факторов, ограничивающих стабильность положения ФЦ неизвестно, поэтому можно ожидать, что фазовая характеристика специальным образом сконструированной антенны в верхней полусфере может быть близка к идеальной. Стабильность положения ФЦ в диапазоне рабочих углов обычно оценивают среднеквадратичным отклонением (СКО) положения от среднего значения и обозначают $\sigma_{фц}$.

Немаловажную роль играет оценка эффективности приемной антенны. Для идеальной антенны эффективность равна единице, в реальных же антеннах НП эффективность зависит от прямых потерь в схеме питания, разъемах, кабелях и обратных потерь, вызванных рассогласованием узлов АС. Коэффициент шума высококачественного малошумящего усилителя в настоящее время составляет

порядка 0,5дБ. При падении эффективности антенны на -0,5дБ отношение сигнал-шум падает на эту же величину. Недопустимость падения этого отношения для низких углов к горизонту (экрану антенны) уже многократно отмечалась [7], [34]. Следовательно, полные потери в высокоточной антенне не могут превышать десятых долей дБ. Это налагает весьма жесткие ограничения на свойства антенны и на выбор материалов ее конструкции.

Таким образом, антенна с точки зрения качества приема навигационного сигнала может быть оценена вышеописанными параметрами. Все они определяются для фиксированной частоты. Для описания характеристик антенны в полосе частот возможно построение частотных зависимостей данных параметров.

Требования, рассмотренные выше, справедливы для антенн наземного сегмента ГНСС. Для излучения навигационного сигнала спутник ГНСС должен также быть оснащен антенной, однако, требования к ней во многом отличаются от требований к антеннам наземного сегмента. Как правило, антенна космического аппарата выполнена в виде АР для формирования ДН специальной формы. Встречаются конструкции АР космических аппаратов, насчитывающие большое количество АЭ для формирования областей ДН с высоким КУ в узком диапазоне углов с целью излучения навигационного сигнала на небольшую часть поверхности Земли. Таким образом, требования к характеристикам таких антенн могут быть весьма различными с точки зрения требуемых ДН, но требования к поляризации, эффективности, ФЦ и диапазону частот в целом сохраняются.

1.3. Антенны и антенные системы ГНСС

С развитием систем спутниковой радионавигации наблюдается рост публикаций работ исследователей по различным конфигурациям антенн ГНСС, как в части приемной антенны, в том числе ее схемы питания, так и в части экранов, поляризаторов, и др. структур, позволяющих сформировать электродинамические характеристики, необходимые для приема навигационных сигналов с минимальным количеством искажений и ошибок. Известны мировые

производители антенн ГНСС такие как, Trimble (США), Leica (Швейцария), Topcon (Япония), Javad GNSS (США/РФ) и др. (рисунок 9).



Рисунок 9 – Антенны ГНСС

Ниже приводятся основные данные по исследуемым и разработанным на сегодняшний день антеннам ГНСС.

1.3.1. Антенные элементы и схемы питания

Как было отмечено выше, антенны потребителей ГНСС имеют различные конфигурации в зависимости от функционального назначения. Несмотря на назначение антенны, высокоточная, помехозащищенная и др., в ее основе лежит одиночный АЭ, характеристики которого должны удовлетворять современным требованиям спутниковой радионавигационной системы. Существующие АЭ правой круговой поляризации, как в одиночной реализации, так и входящие в состав АС, имеют различные конструкции. По конструкторско-технологическим признакам различают печатные (однослойные, многослойные/многоэтажные), спиральные, щелевые, турникетные, пластинчатые антенны и др. По диапазону частот различают широкополосные и резонансные антенны (одно- и многочастотные). Интерес к печатным антеннам (ПА, либо патч антеннам, с англ. patch — «заплата») проявлялся специалистами и исследователями начиная с 70-х годов 20-го века. Для решения задач позиционирования ПА применяются повсеместно в подвижных НП, обладая сравнительно малыми габаритами и компактностью они внесли значительный вклад в развитие ГНСС [38]. Возможно использование однослойных резонансных патч антенн, многочастотный режим в которых достигается путем вырезания в патче щелей разной электрической длины

и другими паразитными элементами (рисунок 10). Однако, однослойные патч антенны, несмотря на малые габаритные размеры, характеризуются, как правило, худшими свойствами направленности, поляризации и согласования, чем многослойные. К недостаткам ПА с одноточечным возбуждением можно отнести отсутствие симметрии амплитудной и фазовой ДН. За счет многослойной реализации ПА способны работать во всех диапазонах частот ГНСС, характеризуясь хорошим согласованием и ДН с уровнем ГУ менее -12 дБ [39]. Кроме того, при многоточечном возбуждении ПА наблюдаются ДН с минимальной азимутальной неоднородностью ГУ и высокий КЭ.

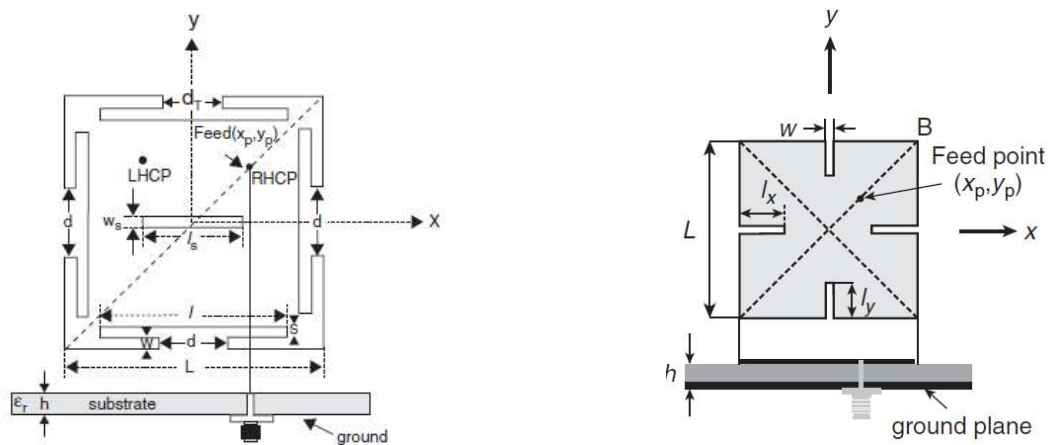


Рисунок 10 – Многочастотные ПА с одноточечным возбуждением и реактивными элементами (щели, шлейфы)

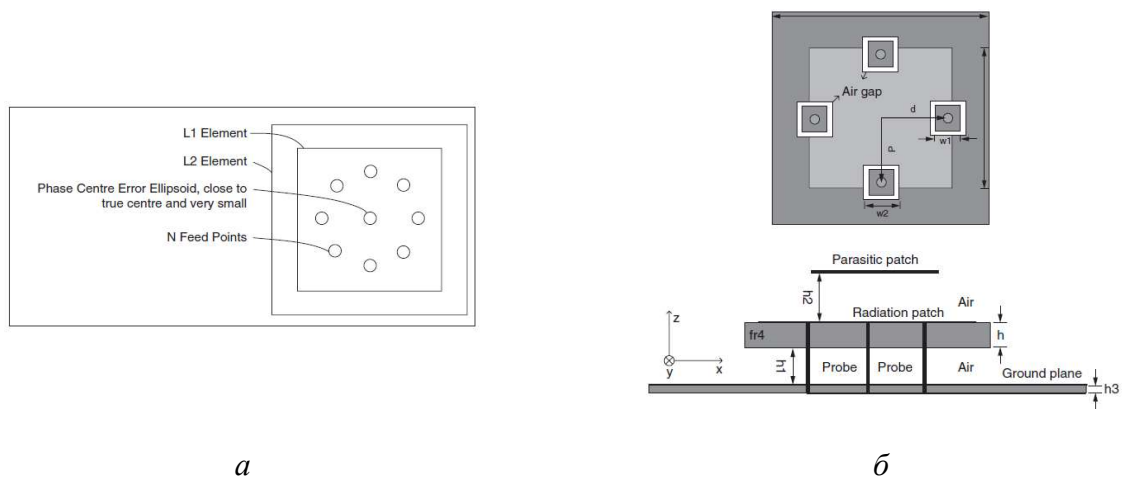


Рисунок 11 – ПА Trimble Zephyr с многоточечным возбуждением (а), ПА на подвешенной подложке с четырьмя точками питания и емкостной связью патч элемента и схемы питания (б)

Как было отмечено выше, НП используют информацию о фазе спутникового сигнала и для обеспечения позиционирования высокой точности необходимо, чтобы приемная антенна имела стабильный ФЦ. В ПА часто используется осесимметричное многоточечное возбуждение для повышения стабильности ФЦ [40]. Большое количество точек питания и симметрия формы антенны ведет к высокой стабильности ФЦ, но и к сложности выполнения схемы питания. Вышеописанное решение было применено разработчиками антенны Trimble Zephyr, в которой используется n -точечное питание двухслойной патч антенны (рисунок 11, а). Представляет интерес нахождение компромисса между количеством точек питания и характеристиками антенны.

Для расширения полосы рабочих частот не редко применяется подвешенная подложка ПА (рисунок 11, б). В [34] отмечено, что формирование подвешенных подложек с низкой эффективной диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{\text{эфф}} < 4$) в многослойных ПА способствует значительному сужению амплитудной ДН. В этой связи в [41] предложена двухслойная конструкция ПА с использованием подложки из искусственного диэлектрика ($\epsilon_{\text{эфф}} \approx 4$), созданного при помощи встречно штыревой замедляющей структуры (рисунок 12). Антенна имеет рабочую полосу частот, охватывающую все диапазоны известных ГНСС. Схема питания представленной антенны включает три гибридных интегральных сумматора с фазами (0° , 90°). К недостаткам можно отнести использование в схеме питания линии задержки с обычной фазовой дисперсией для обеспечения дополнительного фазового сдвига 90° и трех интегральных сумматоров, уменьшающих эффективность всей антенны приблизительно на 25%.

Для высокоточных применений ГНСС используют симметричные конструкции АЭ со специально разработанной схемой питания, сложность исполнения которой во многом влияет на характеристики конечной антенны. Для обеспечения работы в полосе частот более 33% применяются различные схемы питания с двумя и более точками. Фазы на выходах схемы питания должны соответствовать $[0^\circ, 90^\circ]$, $[0^\circ, 120^\circ, 240^\circ]$, $[0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ]$ и т.д. для схем с двумя, тремя, четырьмя и т.д. точками питания.

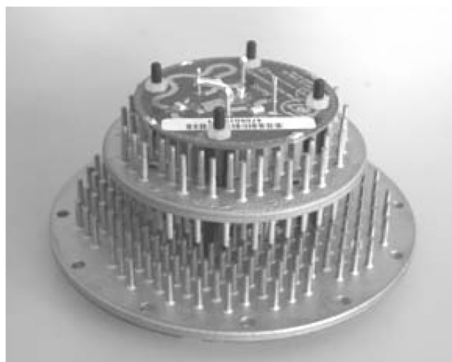


Рисунок 12 – Двухслойная ПА на подложке из искусственного диэлектрика

Амплитуда на выходах должна быть одинаковой. Для этого применяются различные схемы деления мощности и фазовой задержки: квадратурные делители (0° , 90°) такие как мост на связанной линии, мост Ланге, шлейфовый ответвитель (англ. Branchline), противофазные (0° , 180°) такие как гибридное кольцо (с англ. Rat race), Т-тройник, синфазные (0° , 0°) по принципу делителя Уилкинсона и др. (рисунок 13). Зачастую сумматоры/ответвители называются «гибридными», что означает равенство амплитуд на входах/выходах такого сумматора/ответвителя.

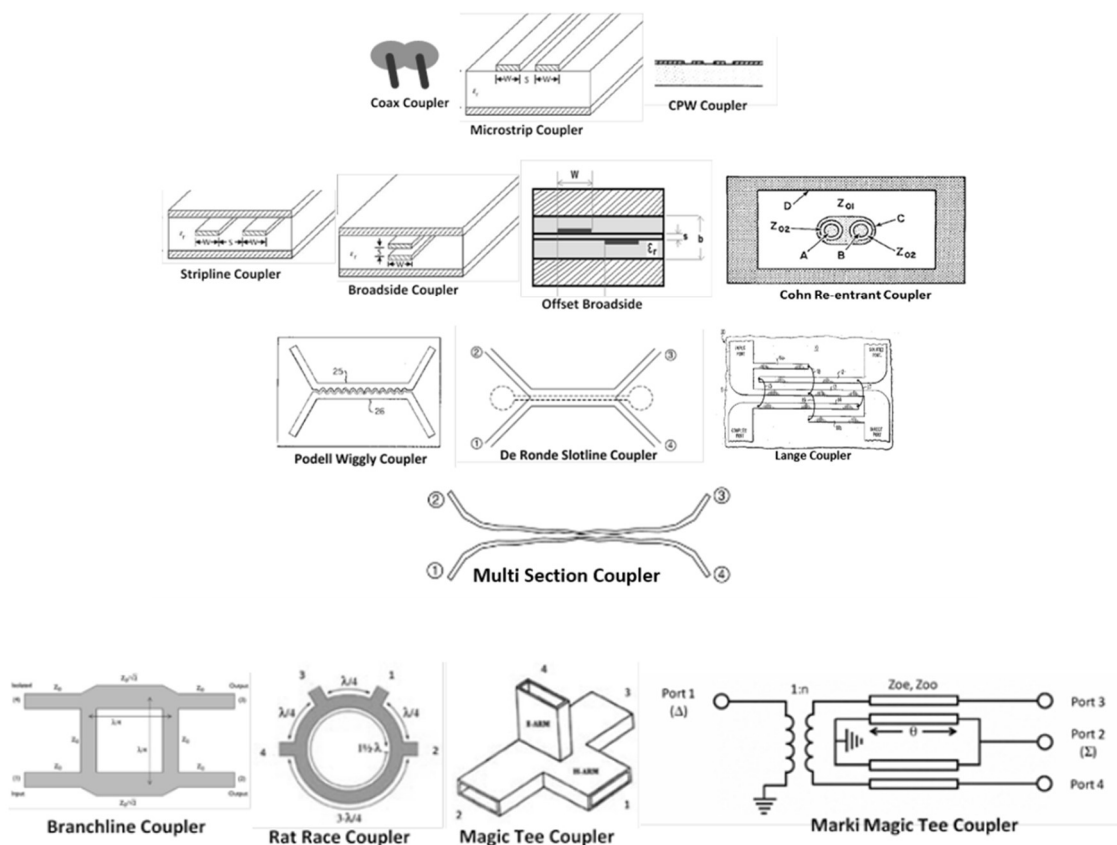


Рисунок 13 – Известные решения составных частей схем питания

Разработчики антенн ГНСС часто используют противофазное возбуждение противоположащих АЭ в четырехточечной схеме питания [34], [42], что позволяет убрать из схемы дополнительную цепь, обеспечивающую задержку сигнала 180° в широкой полосе частот. В последнее время зачастую используются схемы питания поверхностного монтажа, выполненные в виде интегральных схем на сосредоточенных элементах, как отмечалось выше. АЧХ и ФЧХ таких схем питания имеют низкий уровень искажений, кроме того, такие схемы обладают малыми, по сравнению с длиной волны, габаритами, но характеризуются высокими потерями (0,4 дБ на плечо).

В [43], [44] предложена широкополосная (ШП) схема питания, составленная из связанной линии с параллельными открытыми и короткозамкнутыми реактивными шлейфами.

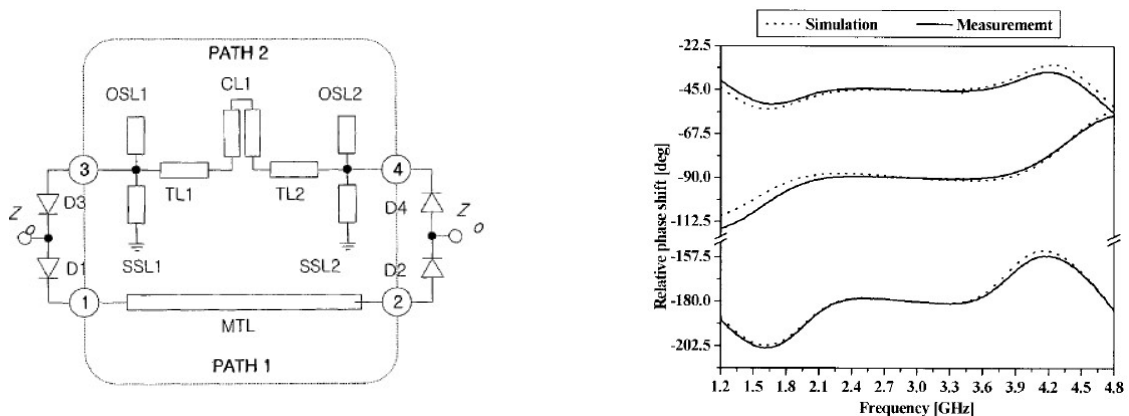


Рисунок 14 – ШП МП схема питания (слева), полученные характеристики (справа)

Схема имеет уникальные свойства дисперсии фазы, за счет подбора волновых сопротивлений линии и шлейфов возможно управлять крутизной частотной зависимости фазы с малой девиацией в полосе рабочих частот. В добавлении к этому, эффективность схемы питания может достигать более 97% и зависеть, главным образом, от потерь в диэлектрическом материале подложки.

Предложенная схема применяется для антенн с четырехточечным возбуждением, однако получение АЧХ и ФЧХ для трехточечной схемы не было исследовано и представляет интерес. Габариты предложенной схемы питания могут быть сравнимы с длиной волны, но задачи миниатюризации не освещены

должным образом. Поэтому перспективным является уменьшение массогабаритных параметров и оценка влияния на характеристики схемы питания.

В целом, на сегодняшний день, сохраняется тенденция к использованию известных и исследованию новых решений ПА, но также предложено множество новых конфигураций антенн круговой поляризации для применения в ГНСС.

Спиральные антенны в печатном исполнении характеризуются работой в широкой полосе частот, но имеют недостатки в виде сложности подвода питания к антенне и характеризуются высоким входным сопротивлением, что требует установки дополнительного трансформатора сопротивления. Кроме того, для применения спиральной антенны в ГНСС необходимо сформировать ДН полусферической формы, а также при расположении спиральной антенны над экраном резко сужается полоса рабочих частот.

В сфере ГНСС также находят применение турникетные антенны, правая круговая поляризация в которых достигается путем разработки моста деления мощности с задержкой по фазе между излучателями. Турникетный излучатель составлен из двух скрещенных диполей [45], [46], запитываемых от квадратурного делителя мощности. ШП диполи могут быть выполнены в виде так называемых антенн «бабочек» (рисунок 15), у которых запитка осуществляется симметричной линией в центре. Входное сопротивление таких антенн составляет около 200 Ом.



Рисунок 15 – Способы питания турникетной антенны двухпроводными (а) и микрополосковыми (б) линиями

Хорошее согласование с питающей линией может быть достигнуто в необходимой полосе частот. При конформном подходе реализации турникетные антенны характеризуются широкой ДН с уровнем ГУ порядка -6...-10 дБ, что позволит АС, в составе которой имеется турникетная антенна, принимать сигналы

с большинства направлений верхней полусферы. Однако, во всей полосе частот ГНСС получение одновременно однонаправленной, достаточно широкой амплитудной ДН, не имеющей провалов более 3 дБ, и хорошего согласования с питающей линией является невозможным, из-за необходимости расположения такой антенны над экраном. К недостаткам антенны можно отнести сложность подвода питания к центру соединения двух ортогонально ориентированных диполей. В связи с этим такая конструкция антенны является малоперспективной.

Схожий с турниктовой антенной уровень ГУ имеет спиральная щелевая антенна [14], [47], [48], показанная на рисунке 16. При помощи щелей, прорезанных в верхнем экране, и подводу мощности при помощи спиральной микрополосковой линии (МПЛ) обеспечивается работа во всех частотных диапазонах ГНСС.

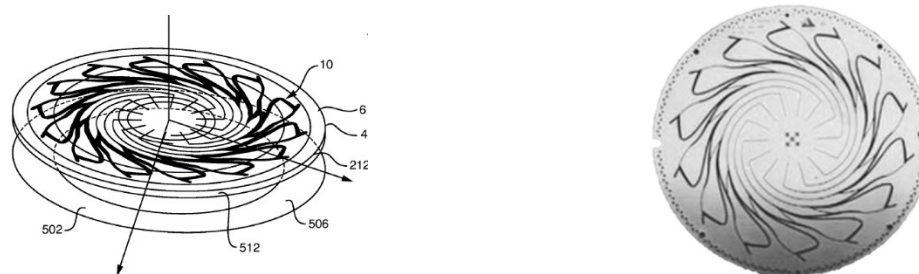
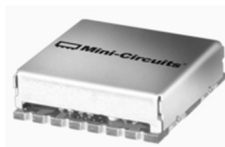


Рисунок 16 – Спирально щелевая антенна вытекающей волны

Спиральная щелевая антенна, по сравнению с другими вариантами антенн ГНСС, обладает стабильным ФЦ. Недостатком такой антенны служит потеря мощности в резисторе, которым оканчивается питающая линия, а, следовательно, эффективность антенны не может быть большой на всех частотах ГНСС.

Пластинчатые конструкции антенн, представляющие собой вертикально ориентированные четвертьволновые монополи, показанные в [34], также находятся в фокусе внимания разработчиков в последнее десятилетие, благодаря достаточно малым габаритам и широкополосным свойствам. В отличие от турниктовых, пластинчатые антенны составлены из четырех монополей, подвод питания к которым осуществляется непосредственно в точке, где экран и монополи примыкают друг к другу. В связи с этим отсутствует необходимость в трансформаторе сопротивлений и устранена проблема питания скрещенных

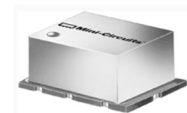
диполей в одной точке. Пластинчатые антенны требуют широкополосных схем питания с многоточечным возбуждением, реализация которых во многом определяет эффективность антенны и качество поляризационных свойств. ШП схема питания такой антенны выполняется в виде известных решений, либо с применением специально разработанных малогабаритных монолитных СВЧ интегральных схем (интегральных сумматоров). Такие гибридные сумматоры подразделяются на устройства с двумя (0° , 90° ; 0° , 180°) и четырьмя (0° , 90° , 180° , 270°) входами, как например, гибридные мосты *minicircuits* QCN-19+, SYPJ-2-222+ и квадрофилярный сумматор *minicircuits* SCQ-4-1650+ (рисунок 17). Однако их применение, за счет прямых потерь, будет способствовать уменьшению эффективности антенны в целом не менее 1,5 дБ у квадрофилярных и 0,4 дБ, 1,7 дБ у гибридных мостов 90° и 180° , соответственно.



SCQ-4-1650+



QCN-19+



SYPJ-2-222+

Рисунок 17 – Интегральные гибридные сумматоры

Во многих серийно выпускаемых АС известных производителей антенн ГНСС фигурирует АЭ Dorne&Margolin, разработанный в лаборатории JPL NASA (США). Сведения об этой антенне представлены в [42], [49]. Схема питания антенны представляет собой гибридный сумматор мощности с разностью фаз на входах (0° , 90° , 180° , 270°), которая достигается в полосе частот более 33% за счет применения двух сумматоров на связанных линиях и противофазного возбуждения дипольных элементов антенны. Переходы между схемой питания и АЭ выполнены при помощи коаксиальных кабелей равной электрической длины. К недостаткам антенны можно отнести реализацию схемы питания, а именно повышенные требования на точность изготовления.

Похожая по конструкции с Dorne&Margolin антенна представлена в [50], фото антенны приведено на рисунке 18.

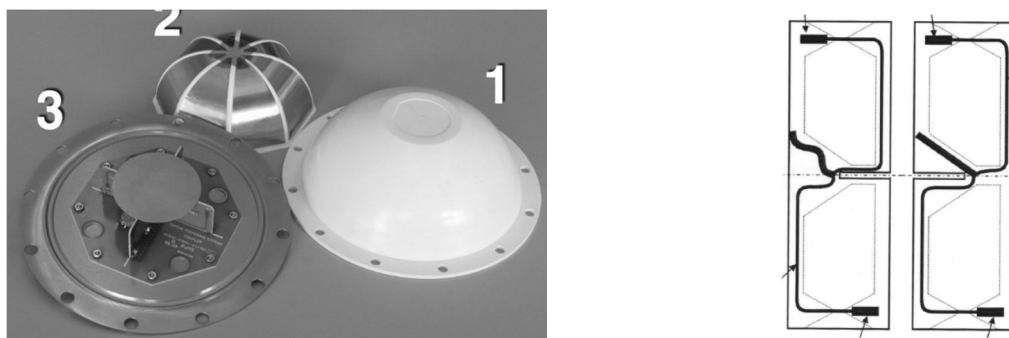


Рисунок 18 – Компактная пластинчатая антенна круговой поляризации с расширенной полосой рабочих частот (слева) и ее схема питания (справа)

Антенна состоит из схемы питания – 3, антенных элементов – 2 (в количестве 8шт) и обтекателя – 1. Схема питания предложенной авторами конструкции похожа на антенну Dorne&Margolin, основные отличия в том, что схема выполнена по микрополосковой (МП) технологии и связь между элементами антенны и схемой питания является емкостной, т.е. в ближнем поле схема питания формирует излучение, коррекция которого при помощи АЭ позволяет сформировать широкоугольную ДН в дальней зоне. Реализация схемы питания имеет недостатки в виде сложности выполнения делителя с вертикальными частями диэлектрической подложки и соединения в единую конструкцию с металлическим диском для получения требуемой реактивной составляющей входного сопротивления, а также наличия в схеме интегрального сумматора.

Поэтому, исходя из вышеописанных схем питания антенн, представляет интерес исследование компактной планарной ШП, технологичной схемы организации питания с малым искажением АЧХ и ФЧХ и высокой эффективностью для антенн круговой поляризации со ступенчатым набегом фаз на выходах.

В [34] представлены результаты исследования характеристик пластинчатой антенны в зависимости от количества монополей (рисунок 19).

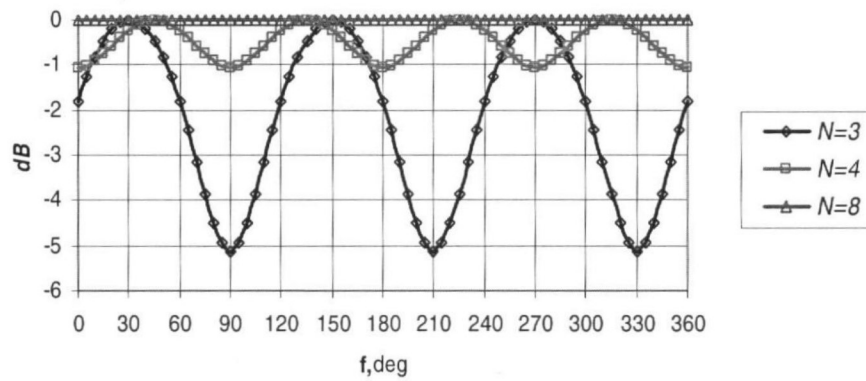


Рисунок 19 – Азимутальная ДН для 3х, 4х, и 8ми монополей пластинчатой антенны

Авторы ссылаются на необходимость применения монополей в количестве 8шт для уменьшения азимутальной неравномерности ДН и наилучшего согласования, связанного с взаимовлиянием монополей. Однако, находят применения в сфере высокоточных измерений конструкции антенн с 4мя монополями (рисунок 20), без ухудшения характеристик приема навигационного сигнала, как представлено в [51], [52], [53].

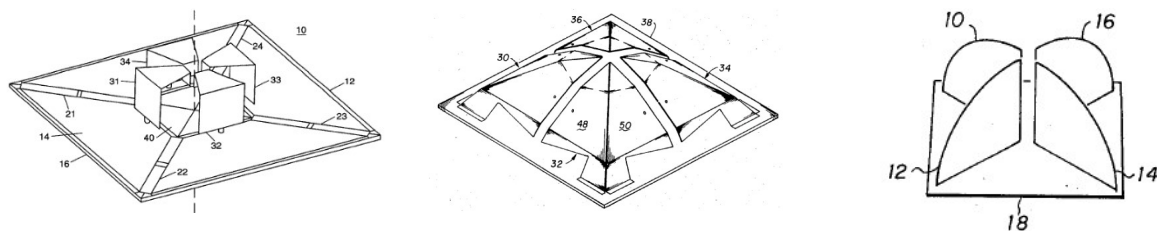


Рисунок 20 – Конфигурации квадрупольной пластинчатой антенны

В последнее время наблюдается множество исследований квадрофилярных спиральных антенн с многоточечным возбуждением [13] (рисунок 21). Благодаря компактной реализации (внешний габарит может достигать не более 1 см) возможно применение в различных НП ГНСС, как например для создания компактных АР, в том числе помехозащищенных.

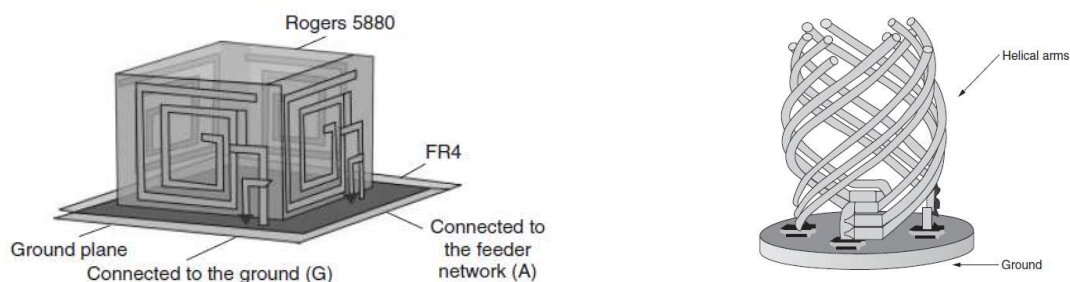


Рисунок 21 – Конфигурации квадрофилярных цилиндрических антенн

К недостаткам квадрофилярных антенн относится сложность изготовления как самой антенны, так и схемы питания. За счет компактности и резонансного поведения структуры АЭ требуются повышенные требования к точности изготовления.

Описанные выше АЭ, от свойств которых, главным образом, зависит точность определения координат, имеют различные решения в части конфигурации приемного элемента и схемы питания. Тенденции развития антенн круговой поляризации ГНСС акцентируют внимание на необходимости использования многоточечного питания с 4мя и более точками для получения равномерной амплитудой ДН, фазовой ДН с высокостабильным ФЦ, высокого КЭ в полосе частот более 33%. Тем не менее, технологичные и легко изготавливаемые планарные схемы питания с малыми прямыми и обратными потерями исследованы недостаточно. Многослойные резонансные ПА с многоточечным возбуждением применяются в ГНСС повсеместно. Однако, многоточечное возбуждение значительно влияет на характеристики таких многопортовых антенн, и, предлагается к исследованию.

1.3.2. Высокоточные антенные системы с пониженным уровнем диаграммы обратного излучения

Как было отмечено выше, МИ является основным источником ошибок позиционирования. ДОИ антенны должна иметь резкий перепад усиления вблизи скользящих углов, что возможно реализовать с применением высокоимпедансных экранов, либо разработкой специальной конструкции антенны. Другим способом

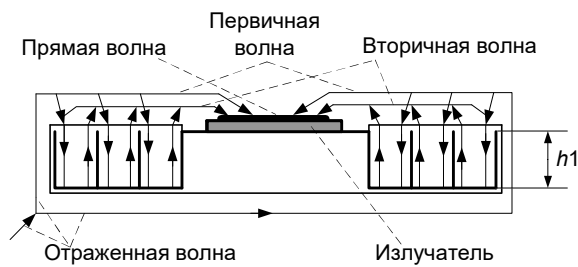
борьбы с многолучевой интерференцией является повышение уровня КЭ на скользящих углах, и, за счет поляризационной развязки возможно подавление сигналов с кросс-поляризацией. Улучшение поляризационных свойств антенн, в том числе для скользящих углов, возможно с применением пространственных поляризационных фильтров.

Ниже приводятся основные данные по наиболее известным способам борьбы с МИ при помощи конструкции антенны.

Классический подход устранения ошибок позиционирования, вызванных отражением сигнала от подстилающего рельефа и других объектов, окружающих антенну, состоит в применении экранов различных конфигураций. Известно множество направлений исследований и серийно выпускаемых антенн с экранами типа «choke ring» (гофрированный фланец, дроссельное кольцо), свойства которых определяют характеристики антенны в нижней полусфере и, соответственно, ДООИ антенны. Принцип действия структуры типа «choke ring» следующий. Сигнал, принимаемый антенной со спутника можно представить в виде суммы прямой и отраженной волны (рисунок 22, а). Электромагнитное поле отраженной компоненты волны в антенне со структурой «choke ring» представляется суммой первичной и вторичной волны. Первичная отраженная волна является отраженной компонентой в случае антенны с обычным металлическим экраном. Вторичная волна формируется при помощи канавок «choke ring».

Первичная и вторичная компоненты волны вносят вклад в суммарный сигнал наряду с прямой волной. Фазовое соотношение между первичной и вторичной компонентой отраженного сигнала зависит от разности путей прохождения тока вдоль структуры. Разность путей этих компонент равна двум глубинам канавок одной ячейки структуры «choke ring». Если амплитуды первичной и вторичной волны равны и разность фаз между ними составляет 180° , тогда две компоненты отраженного сигнала взаимно вычитаются, и, следовательно, уровень усиления для углов ниже горизонта уменьшается и происходит подавление многолучевости. Условие получения разности фаз 180° первичной и вторичной волн накладывает требование на высоту канавок структуры равную $\lambda/4$. Наличие нескольких канавок

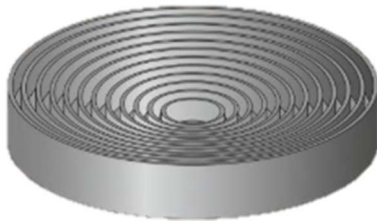
экрана «choke ring» связано с неравными амплитудами первичной и вторичной волн, либо с разностью фаз между ними отличной от 180° .



a



б



в



г

Рисунок 22 – Экран типа choke ring: принцип действия экрана (a), плоская (б), вогнутая (в), выпуклая (г) конструкции

Экраны типа «choke ring» общим габаритом $1,5\lambda - 2\lambda$ (3 – 4 канавки) используются в системах радионавигации с конца прошлого века. К недостаткам АС с экраном типа «choke ring» можно отнести большую массу и сложность изготовления. В последние десятилетия развитие экранов типа «choke ring» породило различные модификации так называемых высокоимпедансных поверхностей [54] (в англ. литературе HIS – high impedance structure), принцип действия которых подобен экрану «choke ring». По своей сути экран «choke ring» является тоже поверхностью с высоким импедансом. Разработчиками антенн ГНСС предложены экраны типа «choke ring», имеющие объемную конфигурацию для уменьшения ошибок позиционирования, связанных со срывом сигнала вблизи

углов около горизонта (рисунок 22, з). Применение радиопоглощающих материалов для антенн типа «choke ring» представлено в [55]. На рисунке 23 представлена конструкция такой АС. Исследователи отмечают снижение уровня ошибок позиционирования, посредством уменьшения уровня ДОИ.

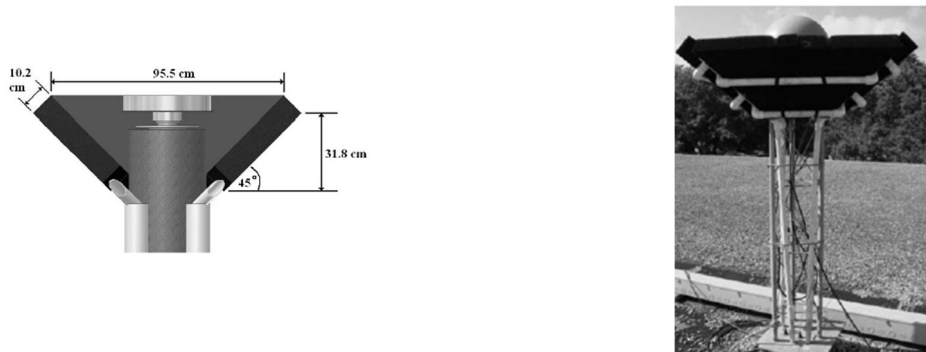


Рисунок 23 – Антенна типа «choke ring» с радиочастотным поглотителем C-RAM

Одной из модификаций экрана «choke ring» может быть решение в виде заполнения канавок структуры диэлектриком FR4 [56]. Авторы работы демонстрируют возможность многочастотного режима работы при помощи создания резонанса поверхностного сопротивления в верхнем диапазоне частот ГНСС, без изменения частот нижнего резонанса для серийно выпускаемой антенны.

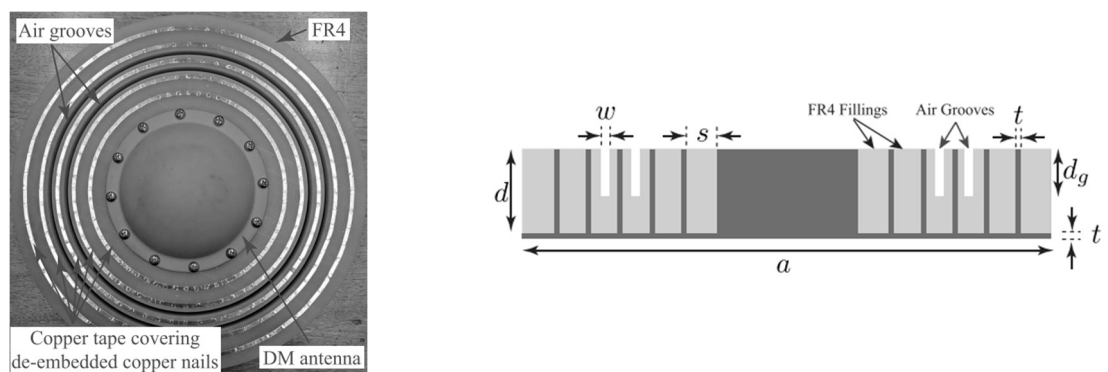


Рисунок 24 – Экран «choke ring» с заполнением диэлектриком FR4 и полыми канавками

Во множестве работ отмечено, что размер экрана существенно влияет на способность подавления МИ. В [57] предложены конфигурации высокоимпедансных экранов с диаметром более 10λ для эффективного подавления многолучевого сигнала (рисунок 25). Высокоимпедансный экран, выполненный из

системы металлических стержней высотой $\lambda/4$, является экраном типа «choke ring», но более прост в изготовлении и технологичен. Сплошные металлические стенки «choke ring» заменены на ряды стержней.

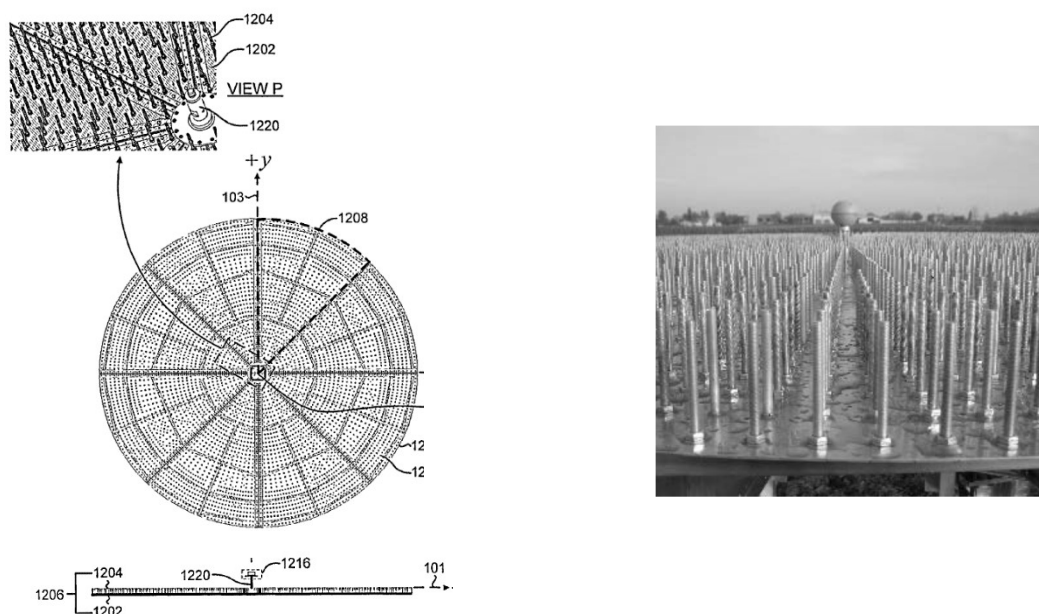


Рисунок 25 – Высокоимпедансный экран диаметром около 15λ для подавления многолучевой интерференции

Поскольку экран оказывает существенное воздействие на крутизну ДН под низкими углами к горизонту, применительно к высокоточным антенным системам, представляет интерес исследование потенциально достижимых характеристик высокоимпедансных экранов для формирования ДОИ.

В первой декаде 21 века появилось множество публикаций по применению высокоимпедансных поверхностей в виде низкопрофильных (высота менее $\lambda/20$) периодических структур частотно селективных поверхностей (ЧСП) для антенн ГНСС. В литературе встречаются названия – electromagnetic bandgap structure, photonic bandgap structure, FSS – frequency selective surface. В [58], [59] показана грибоподобная (с англ. Mushrooms) структура периодической решетки (рисунок 26).



Рисунок 26 – Грибоподобные структуры ЧСП

Преимущества ЧСП состоят в компактности и низкопрофильности [60]. Тем не менее, они не нашли широкого применения из-за узкополосности и сложности реализации многочастотного режима применительно к ГНСС. В последнее время опубликованы работы по исследованию полупрозрачных экранов из композитных материалов [61], [62], [63], [64], к которым применен конформный подход, в нем сочетается полусферический сплошной проводящий экран и частотно-селективная поверхность либо резистивный экран, реализованный с помощью сосредоточенных элементов поверхностного монтажа (рисунок 27).

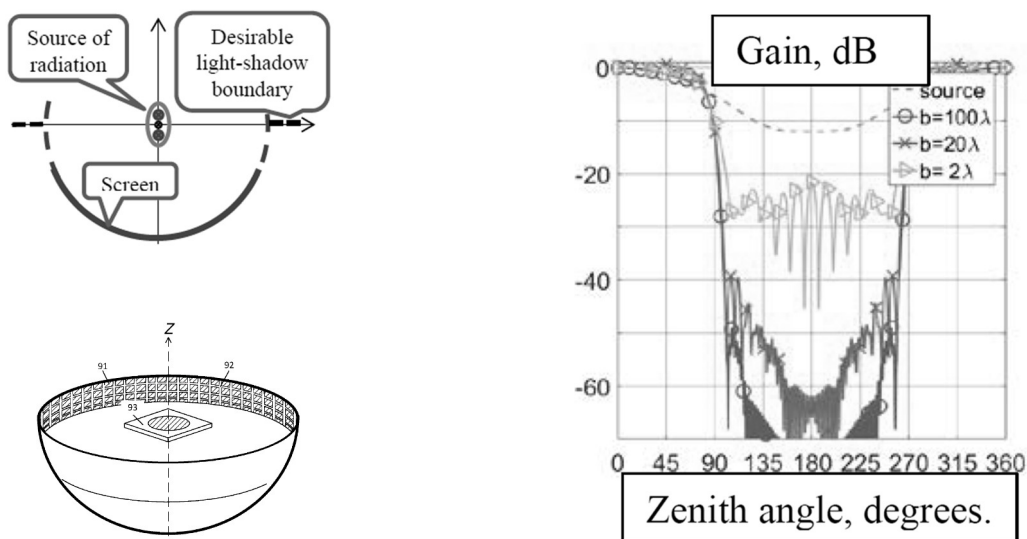


Рисунок 27 – Полупрозрачные экраны с отсечкой поля: конструкция – слева, КУ(θ) – справа

Полупрозрачные экраны позволяют получить высокую крутизну АДН при переходе через горизонтальную плоскость (граница «свет-тень»). Известен подход, основанный на использовании экранов с краями в виде тонкого резистивного листа

(так называемой R-карты) [65], [66], [67]. Полупрозрачные экраны для двухсистемной антенны ГНСС сантиметрового класса точности рассмотрены в [35].

Уровень ДОИ может быть уменьшен при помощи создания вертикальной АР. В [68] предложена синфазная АР для получения ДН с высокой крутизной вблизи углов, близких к горизонту (рисунок 28).

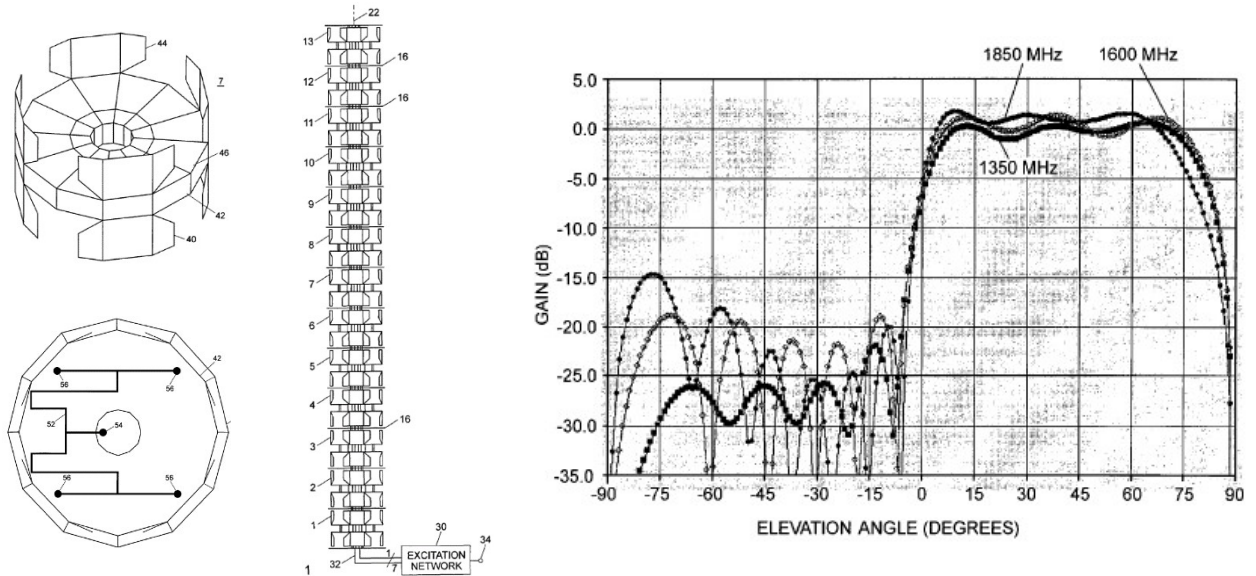


Рисунок 28 – Вертикальная АР и ее ДН с резким перепадом усиления

Крутизна ДН зависит от количества элементов АР. К недостаткам предлагаемой конструкции можно отнести реализацию схемы питания и сложность выполнения многочастотного режима.

Комбинация вертикальной АР и высокоимпедансного экрана (рисунок 29) предложена исследователями в [69]. Резкий перепад усиления ДН частично создает высокоимпедансный экран, а также синфазное включение нескольких квадрофилярных антенн правой круговой поляризации.

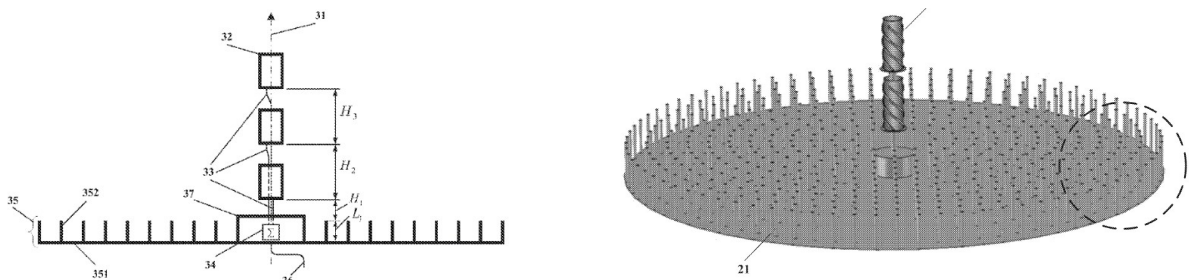


Рисунок 29 – вертикальная АР над высокоимпедансным экраном

Каждый приемный элемент АР по отдельности имеет крутизну ДН около 0,5 дБ/град. При синфазном включении двух элементов крутизна ДН возрастает до 1 дБ/град (рисунок 30).

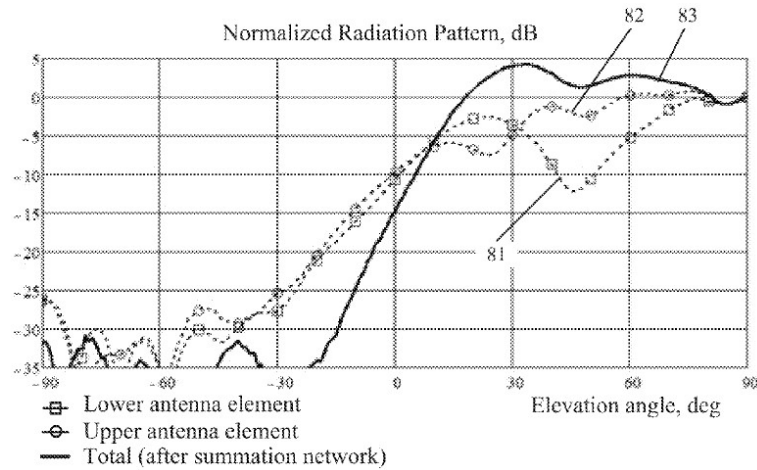


Рисунок 30 – ДН АР с высокоимпедансным экраном

Упрощение схемы питания вертикальной АР позволило разработчикам найти решение в виде цилиндрической спиральной антенны электрическим размером в несколько длин волн [70], [71]. На рисунке 31 приведены некоторые конструкции исследуемых антенн.

Антенна выполнена в виде четырехзаходной спирали с запиткой полосков с равными амплитудами и ступенчатым набегом фазы в 90° для каждого последующего полоска для получения правой круговой поляризации. Предложены конструкции антенн бегущей и обратной волны, имеющие переменный шаг намотки.

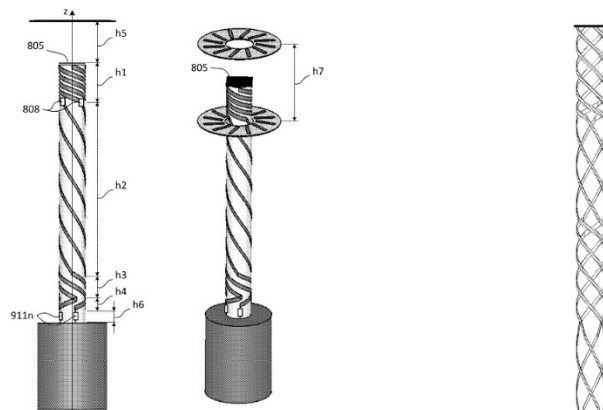


Рисунок 31 – Конфигурации цилиндрических спиральных антенн

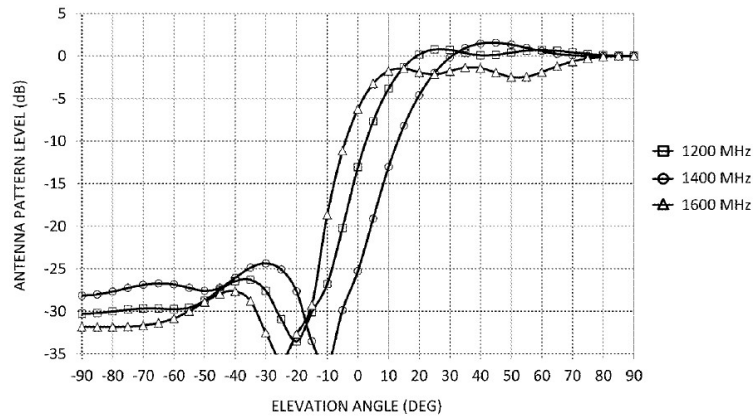


Рисунок 32 – ДН цилиндрической спиральной антенны

Применение цилиндрической спиральной антенны позволило реализовать амплитудную ДН с высоким перепадом усиления в области скользящих углов, около 1дБ/град. Тем не менее, структура спирали является частотно зависимой ввиду фиксированной длины полосков, поэтому ширина ДН на разных частотах отличается. Кроме того, как отмечено в [35] спиральные антенны такого типа не обеспечивают работы в полном диапазоне частот ГНСС. Диаметр предложенной антенны составляет около $\lambda/6$. Поэтому применена схема питания в виде интегрального сумматора, следовательно, эффективность такой антенны менее 70%.

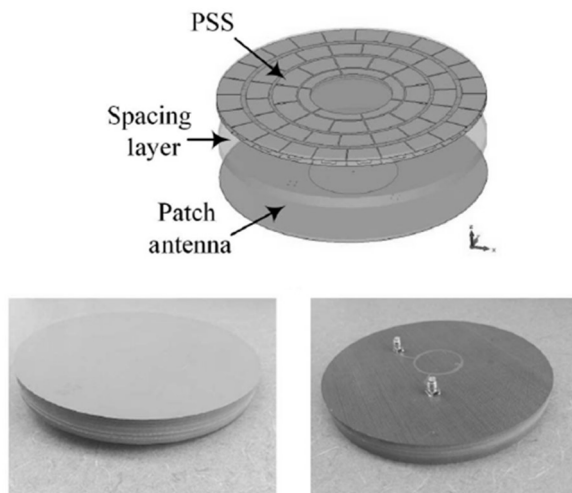


Рисунок 33 – ПА с планарной поляризационно-селективной поверхностью

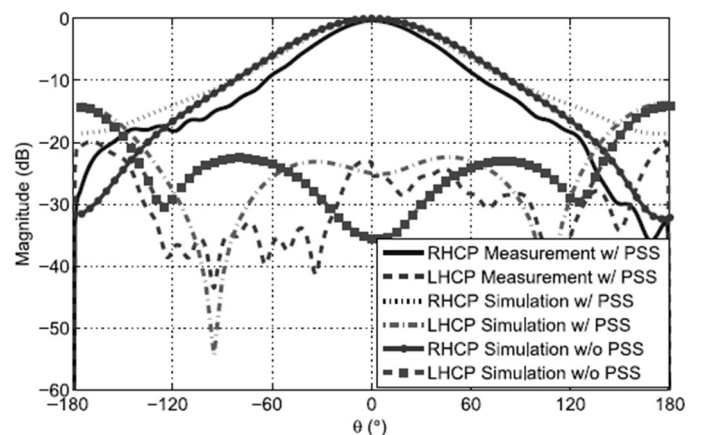


Рисунок 34 – Результаты экспериментального и теоретического исследования ДН

В [11] авторы подчеркивают необходимость применения частотно-поляризационных поверхностей (англ. polarization selective surface), составленной из пластинок для снижения уровня отраженного сигнала. На рисунках 33 и 34 показана трехслойная поляризационная поверхность с печатной антенной. Из ДН видно, что по результатам моделирования развязка по поляризации составила 20 дБ и более с применением такого экрана, без экрана развязка составляет около 10 дБ.

Известны структуры поляризаторов [72], [73], [74] типа меандр (рисунок 35). Множество исследований таких поляризаторов было проведено начиная со второй половины прошлого века. Получены модели для одно- и многослойных структур меандрового типа при различных углах падения плоской волны.

Задача поляризационной структуры состоит в том, чтобы разложить вектор электрического поля линейной поляризации на две ортогональные составляющие с фазовым смещением 90° для получения поля э-м волны круговой поляризации.

Как уже отмечалось, антенны ГНСС имеют малый КЭ на малых углах возвышения, порядка 0,3. Интересным является задача улучшения КЭ поля круговой поляризации с применением поляризатора при помощи выравнивания амплитуд ортогональных компонент электрического поля.

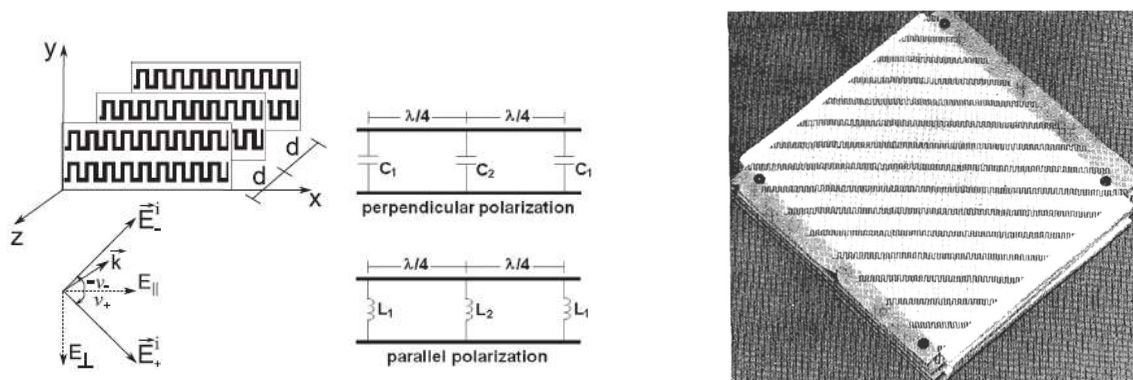


Рисунок 35 – Пространственные поляризаторы меандровой линии

1.4. Выводы

Для реализации цели и задач диссертационного исследования было необходимо произвести комплексное рассмотрение аспектов построения АС ГНСС. Глава 1 объединяет информацию о внешних воздействиях на радиотрассу

между приемной и передающей антенной спутниковых радионавигационных систем и формирует требования, которые предъявляются к характеристикам приемной антенны с позиции качественного приема навигационного сигнала. Освещены основные подходы к исследованию и разработке АЭ и схем питания, АС круговой поляризации высокоточных измерительных станций, а также освещены связанные с этим технические проблемы.

При анализе существующих решений антенн ГНСС сформированы направления предпочтительных исследований в части АЭ и схем питания, а также поляризационных поверхностей и высокоимпедансных экранов.

2. Печатная микрополосковая антенна на подвешенной подложке

Микрополосковые печатные антенны являются перспективными для широкого круга задач позиционирования по сигналам ГНСС. Возбуждение круговой поляризации в таких антеннах, как правило, осуществляется несколькими точками (N_T), имеющими индуктивную или емкостную связь с АЭ. В этом случае, ПА круговой поляризации является многопортовой антенной, у которой связь между N_T и электродинамическими характеристиками не является однозначной. Как было отмечено выше, обеспечение работы на частотах ГНСС возможно с применением, как минимум, двух патч резонаторов (двухслойная конструкция ПА). Кроме того, схема питания для многопортовой ПА будет определять итоговые характеристики антенны.

Вследствие этого, данная глава посвящена исследованию многопортовой двухслойной ПА на подвешенной подложке. Основное внимание уделено выявлению влияния количества питающих точек (N_T) на характеристики ПА.

2.1. Методы расчета резонансных печатных антенн

В связи со сложностью механизма излучения ПА, трудностями экспериментальной отладки образцов, значительно возрастает роль расчетных методов, основанных на строгих подходах и дающих необходимую для инженерной практики точность расчета основных характеристик. К настоящему времени существует большое число аналитических методов расчета антенн рассматриваемого типа [75]. Для получения характеристик ПА необходимо уметь рассчитывать электромагнитное поле. Наибольшее распространение для решения такого рода задач получил метод моментов в спектральной области (Spectral Domain Method of Moments – SD MoM) [76], [77]. Как отмечается в [78] переход из пространственной в спектральную область и обратно осуществляется с помощью преобразования Фурье:

$$\begin{aligned}\tilde{E} &= \int \int_{-\infty}^{\infty} E \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} dx dy, \\ E &= \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} E \exp\{j(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y,\end{aligned}\tag{6}$$

где k_x и k_y поперечные волновые числа или пространственные частоты. Поле, созданное источником в виде тока на плоской поверхности, можно записать через поверхностный интеграл

$$E = \int \int_{x'y'} G(r, r') J_i(x', y') dx' dy',\tag{7}$$

где $G(r, r')$ – функция Грина, $J_i(x', y')$ – плотность поверхностного электрического тока, $r = (x, y, z)$, $r' = (x', y', z')$. Формулу (7) можно переписать следующим образом:

$$E = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}(k_x, k_y) \tilde{J}(k_x, k_y) e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y,\tag{8}$$

где $\tilde{G}(k_x, k_y)$ это Фурье-образ функции Грина, $\tilde{J}(k_x, k_y)$ – Фурье образ плотности поверхностного тока. Выражение (8) получено путем записи в (7) функции $G(r, r')$ через обратное преобразование Фурье. Формулы (7) и (8) записаны для вектора напряженности тока, однако аналогичные выражения можно записать для любой пары «поле-источник» комбинируя E , H с J , M . (M – плотность магнитного тока).

Таким образом, одним из ключевых вопросов является поиск выражений для функции Грина. Решить эту задачу можно с помощью нескольких способов: непосредственный вывод формул из уравнений Максвелла [79], [76]; применение метода эквивалентных схем [80], [75]; при расчете сложных излучателей можно воспользоваться леммой Лоренца [81], [82]. Для относительно простых задач (однослойные ПА, многослойные ПА с воздушным межслойным заполнением) проще воспользоваться первым подходом. В [75] отмечено, что представление функции Грина в виде разложения по волнам E и H типа позволяет достаточно

просто записать выражения для напряженностей полей, связанных с диэлектриком (поверхностных) и излучаемых в открытое пространство. Существенно упрощается расчет частотных и геометрических зависимостей параметров ПА. Также [75] в приведены тензоры Грина для нескольких видов областей со слоистым диэлектриком.

Метод нахождения функции Грина довольно прост, но при увеличении числа диэлектрических слоев порядок системы уравнений возрастает, и процесс вывода становится довольно рутинным.

Полный электродинамический анализ ПА дециметрового диапазона, как в частотной, так и временной областях, возможно осуществить с помощью метода конечных элементов (finite element method – FEM) или технике конечного интегрирования (finite integration technique – FIT), которые в том числе используются в универсальных программных пакетах САПР [83], [84], [85]. Точность расчетов определяется шагом разбиения сетки и для современных ЭВМ не представляет большой сложности проектирование ПА, электрические размеры которых менее одной длины волны.

2.2. Способы расширения рабочей полосы частот печатных антенн

Как уже было отмечено, одним из основных недостатков ПА является узкополосность порядка единиц процентов. Ограничение полосы частот происходит из-за резкого рассогласования антенны уже при незначительных расстройках частоты от резонанса. Добротность ПА определяется потерями разной природы: в диэлектрике, в металле, на образование поверхностных волн, на полезное излучение. Каждая из этих составляющих сложным образом зависит от частоты, геометрических и электрофизических параметров антенны.

Геометрическая форма печатной антенны

В [75] приведено исследование зависимости влияния формы излучателя на полосу рабочих частот (рисунок 36). Как видно из графика частотной зависимости добротности и полосы рабочих частот, наиболее широкополосным является

излучатель круглой формы, к тому же многократно отмечалось [34], [86] предпочтительное использование круглых излучателей с точки зрения уменьшения неравномерности азимутальной составляющей для антенн ГНСС.

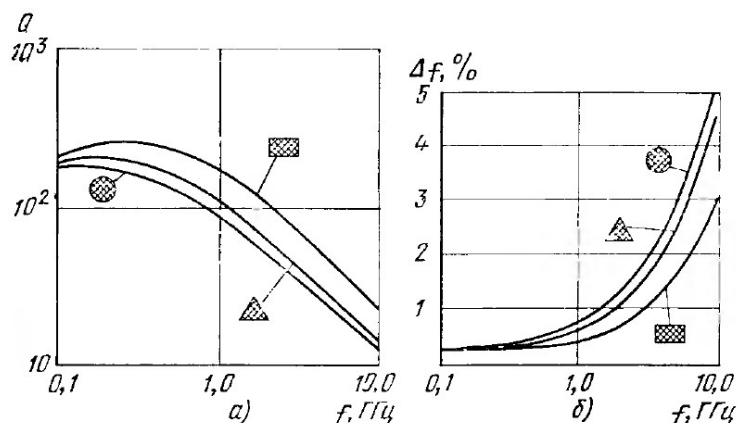


Рисунок 36 – Сравнительная добротность (а) и полоса частот (б) прямоугольной, круглой и треугольной МПА: $\epsilon=2,32$, $d=0,159$ см (толщина подложки)

Способы возбуждения «толстых» подложек

Естественный путь увеличения широкополосности без усложнения конструкции антенны, заключающийся в использовании более «толстых» подложек, при умеренных значениях диэлектрической проницаемости материала, имеет ограниченные возможности, так как с увеличением толщины подложки возникают более высокие типы поверхностных волн, что резко снижает эффективность излучения антенны. Эти волны могут служить источником кросс поляризационных составляющих поля. В случае прямоугольной антенны высшим типом может быть тип, ортогональный основному колебанию. Для устранения волн высших типов применяются схемы подавления ортогональных колебаний [75] (рисунок 37).

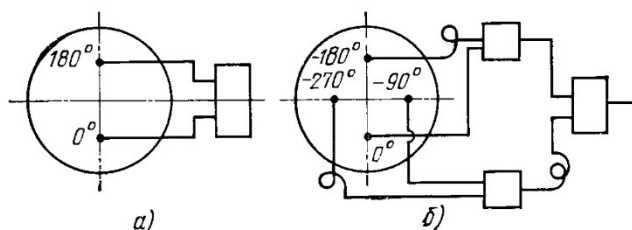


Рисунок 37 – Схемы подавления ортогональных колебаний для антенн линейной (слева) и круговой (справа) поляризации

Еще одним способом расширения полосы частот ПА является использование комбинированных или подвешенных подложек, как правило, в такой системе излучатель располагается на совмещенной диэлектрической подложке с ϵ'_2 малой толщины ($d_2 = 0,01\lambda_0 - 0,015\lambda_0$) и $\epsilon'_1 = 1$ с толщиной d_1 до $0,1\lambda_0$ (рисунок 38).

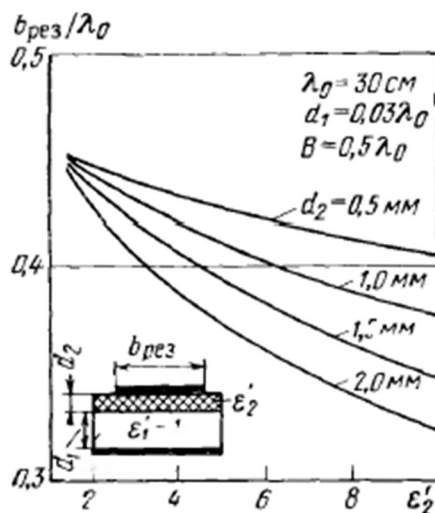


Рисунок 38 – Зависимость резонансной длины вибраторной антенны на подвешенной подложке от ее диэлектрической проницаемости

Также известны способы расширения полосы частот ПА при помощи возбуждения, основанного на емкостной связи питающей линии и излучающего элемента [87]. На этом способе остановимся подробнее ниже.

Рассмотрим случай с возбуждения ПА, расположенной на подвешенной подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_2 = 3,55$ и толщиной $d_2 = 0,0083\lambda_0$, расположенной над идеально проводящим бесконечным экраном. Толщина подложки с $\epsilon_1 = 1$ будет изменяться в пределах $d_1 = 0,04\lambda_0 - 0,1\lambda_0$. Подвод питания к патч элементу будет выполнен двумя способами: первый – непосредственно к патчу (индуктивное возбуждение), второй – при помощи емкостной связи полоскового диска с патчем (емкостное возбуждение). На рис 39 представлены эквивалентные схемы ПА, где L_1 – эквивалентная индуктивность, C_1 – эквивалентная емкость, R_1 – сопротивления излучения. Индуктивность L_p , подключенная в схеме последовательно, соответствует индуктивности питающего стержня и увеличивается с ростом его длины. Емкость C_p – соответствует емкости, образованной питающим диском и патчем (т.н. емкостное возбуждение).

Возбуждение, называемое «емкостным», является комбинированным, так как индуктивность питающего стержня будет учитываться при расчете входного сопротивления антенны. Тем не менее, во избежание путаницы будем называть комбинированное возбуждение «емкостным», а чисто индуктивное – «индуктивным».

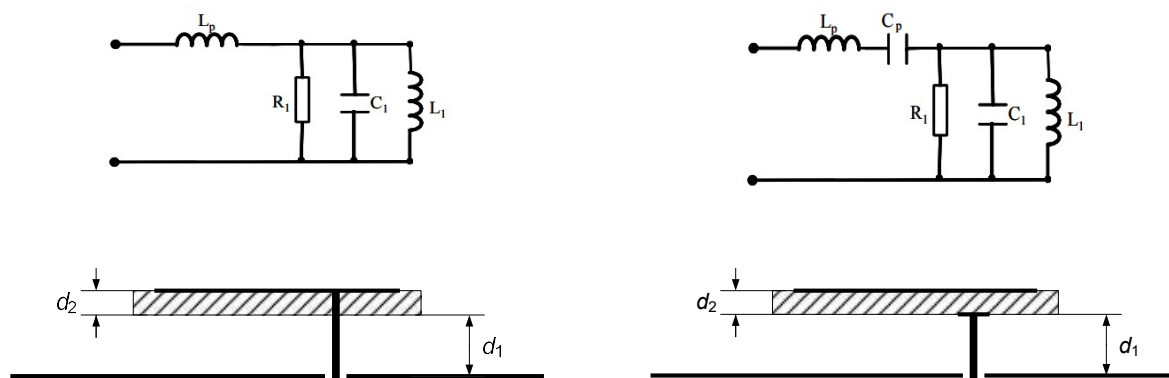


Рисунок 39 – ПА на бесконечном экране с индуктивным (слева) и емкостным возбуждением (справа) МП патча

Произведем расчет Z матрицы сопротивлений методом конечных элементов для определения составляющих входного сопротивления $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$. Результаты расчета приведены на рисунках 40-43.

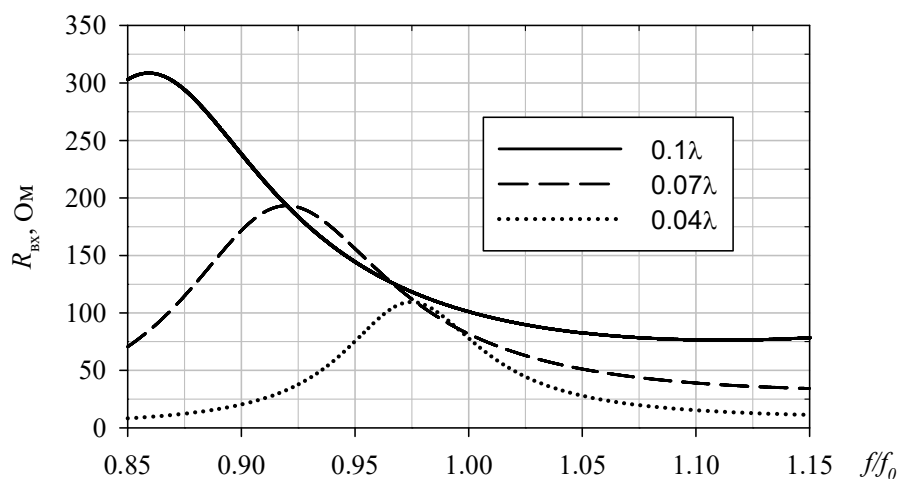


Рисунок 40 – Зависимость действительной части входного сопротивления ПА с индуктивным возбуждением от высоты подвешенной подложки $d_1 = 0,1\lambda; 0,07\lambda; 0,04\lambda$

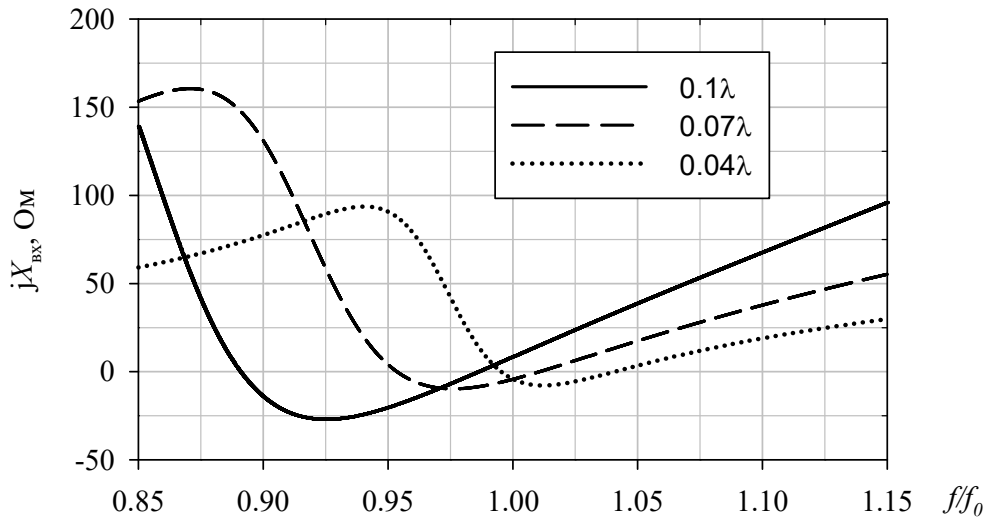


Рисунок 41 – Зависимость мнимой части входного сопротивления ПА с индуктивным возбуждением от высоты подвешенной подложки для $d_1 = 0,1\lambda; 0,07\lambda; 0,04\lambda$

Далее приведем расчет для системы емкостного возбуждения ПА.

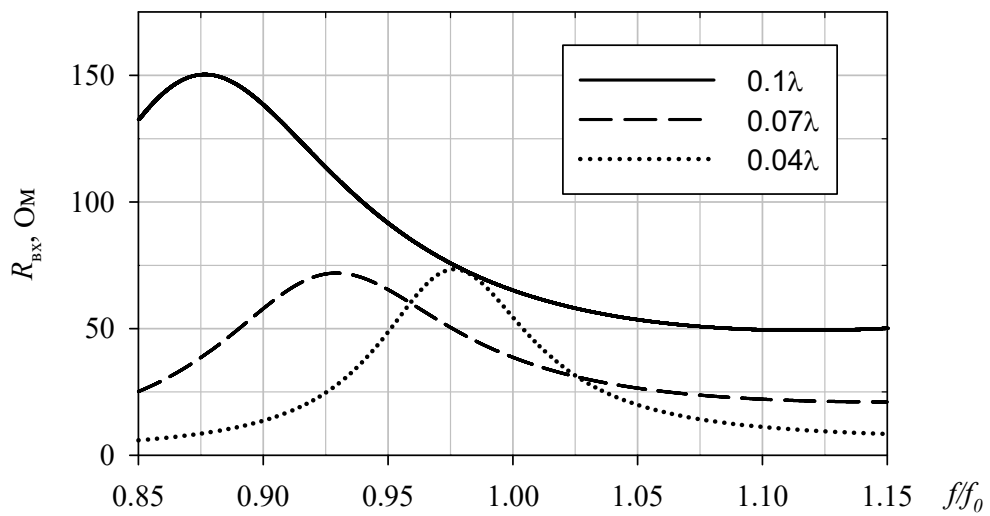


Рисунок 42 – Зависимость действительной части входного сопротивления ПА с емкостным возбуждением от высоты подвешенной подложки $d_1 = 0,1\lambda; 0,07\lambda; 0,04\lambda$

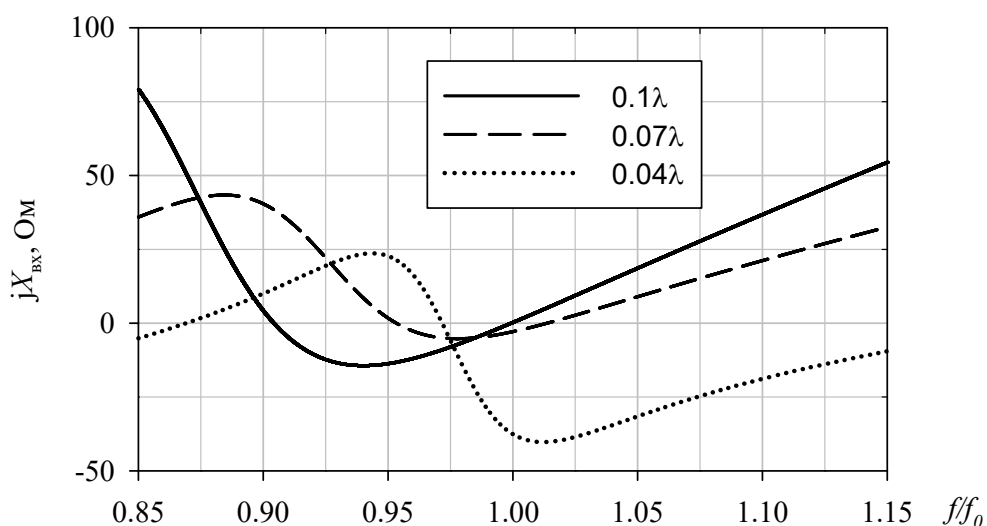


Рисунок 43 – Зависимость мнимой части входного сопротивления ПА с емкостным возбуждением от высоты подвешенной подложки для $d_1 = 0,1\lambda; 0,07\lambda; 0,04\lambda$

Анализ вышеприведенных графиков показывает, что увеличение толщины подложки сопровождается ростом реактивной части входного сопротивления. Индуктивный характер $jX_{вх}$ наблюдается у патч антенны с индуктивным возбуждением. При емкостном возбуждении характер реактивной составляющей смещается в область отрицательных значений, компенсируя рост индуктивной составляющей, вызванный увеличением длины питающего стержня с ростом толщины подложки d_1 .

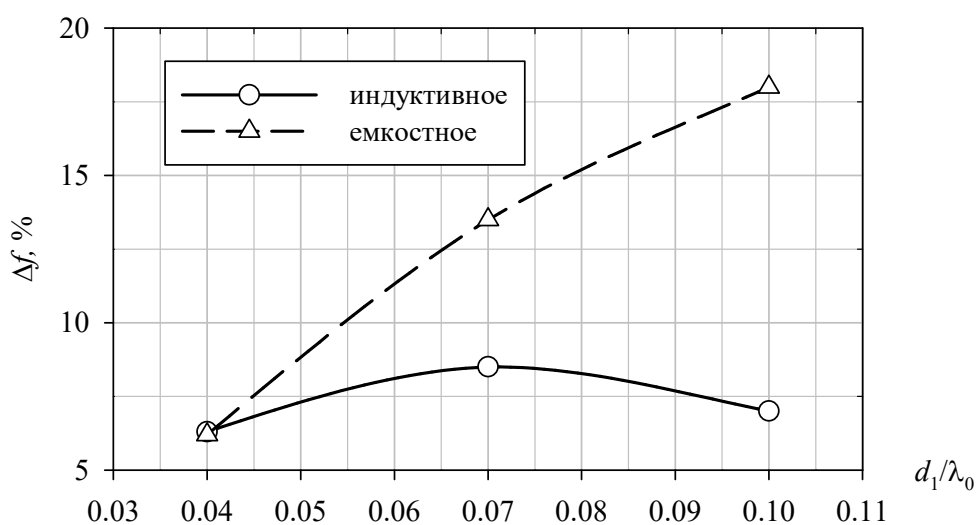


Рисунок 44 – Зависимость полосы частот от толщины комбинированной подложки ПА при индуктивном и емкостном возбуждении

Зависимость полосы частот ПА (рисунок 44) при согласовании с фидером на волновое сопротивление $Z_0 = 50$ Ом от толщины воздушной подложки показывает очевидное преимущество использования емкостного возбуждения для подложек с $d_1 > 0,04\lambda$ (по КСВН ≤ 2). Ширина полосы НЧ ГНСС составляет 12%, следовательно, применение емкостного возбуждения ПА является предпочтительным.

Анизотропия подвешенной подложки

Интересным представляется анализ анизотропных свойств подвешенной подложки с изменением толщины воздушного заполнения. Расчет эффективной диэлектрической проницаемости многослойных подложек патч антенн исследовался в [88]. Для подложки с параметрами $\epsilon_2 = 3,55$, $d_2 = 0,0083\lambda_0$, $\epsilon_1 = 1$, $d_1 = 0 - 0,1\lambda$ произведем расчет ϵ_{eff} методом полосковой линии передачи (ПЛП) используя нижеследующие формулы.

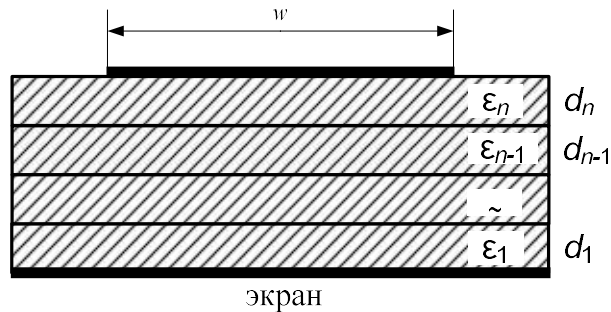


Рисунок 45 – ПЛП на многослойной подложке

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости

$$\epsilon_{eff} = \frac{|p_1| + |p_2| + \dots + |p_n|}{\left| \frac{p_1}{\epsilon_1} + \frac{p_2}{\epsilon_2} + \dots + \frac{p_n}{\epsilon_n} \right|}, \quad (9)$$

где

$$p_n = \frac{K(k_n)}{K'(k_n)} - \frac{K(k_{n-1})}{K'(k_{n-1})} - \dots - \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (10)$$

в общем случае

$$k_n = \frac{1}{\cosh\left(\frac{\pi w}{4(d_n + d_{n-1} + \dots + d_1)}\right)}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (11)$$

где d_n, d_{n-1}, d_1 – толщины диэлектрических слоев многослойной подложки начиная с нижнего слоя (рисунок 45), $w = 0.5\lambda_0$. Для определения отношения $\frac{K(k_n)}{K'(k_n)}$ запишем:

$$\frac{K(k_n)}{K'(k_n)} = \frac{1}{\pi} \ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k_n}}{1 - \sqrt{k_n}}\right), \quad \text{где } 0.7 \leq k_n \leq 1. \quad (12)$$

При помощи формул (9) – (12) получено выражение для частотно независимой эффективной диэлектрической проницаемости многослойной подложки. График расчетных значений, показывающий зависимость ϵ_{eff} от d_1/λ_0 показан на рисунке 46.

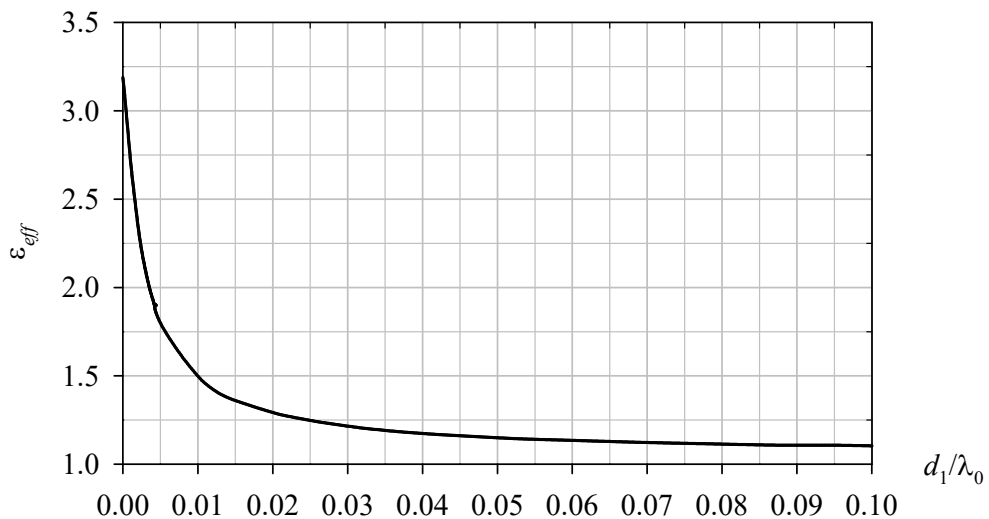


Рисунок 46 – Эффективная диэлектрическая проницаемость в зависимости от толщины двухслойной подложки ППП

Анизотропия свойств подвешенной подложки выражается наиболее сильно для $d_1 < 0,01\lambda$, где характеристика имеет резкий подъем (рисунок 46). Для подложек $d_1 > 0,01\lambda$ смещение резонансной частоты будет незначительным. Кроме того,

использование подвешенной подложки позволит достаточно просто реализовать емкостное возбуждение ПА.

Многослойные печатные антенны

Помимо вышеперечисленных способов, расширение полосы рабочих частот, либо организация многочастотного режима работы антенны возможны с применением многослойной конфигурации патч антенн (в иностранной литературе часто встречается терминология – *stacked patch antenna*), как описано в [89]. Одной из проблем проектирования многослойных антенн является выбор расстояния между слоями патч антенны, т.к. от него во многом зависят резонансные частоты. Кроме того, существует множество параметров, которые нужно согласовывать между собой для получения требуемой полосы рабочих частот, в том числе выбор позиции питающей точки. На примере двухслойной патч антенны рассмотрим организацию двухчастотного режима. Эквивалентная схема двухслойной патч антенны с емкостным возбуждением представлена на рисунке 47.

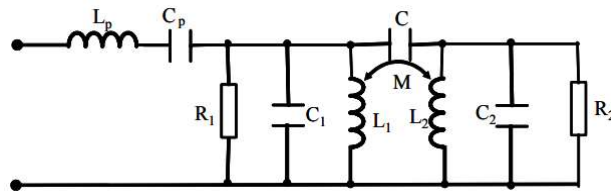


Рисунок 47 – Эквивалентная схема двухслойной патч антенны с емкостным возбуждением

Схема состоит из двух параллельных резонансных контуров с электромагнитной взаимной связью, где L_1 и L_2 – эквивалентные индуктивности, C_1 и C_2 – эквивалентные емкости, R_1 и R_2 – сопротивления излучения (индекс 1 соответствует нижнему, а 2 – верхнему патчу). Индуктивность L_p , соответствует индуктивности питающего стержня, емкость C_p – соответствует емкости, образованной питающим диском и патчем. Собственные резонансные частоты патчей определяются по формуле

$$f_n = \frac{1}{2\pi(L_n C_n)}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (13)$$

Электромагнитная связь патчей определяется взаимными емкостью C и индуктивностью M , определяемые толщинами подложек ПА. Ниже представлено исследование толщин подложек двухслойной ПА для обеспечения работы на частотах ГНСС.

2.3. Двухслойная печатная антенна с одноточечным возбуждением

Анализ конструкций ПА, приведенных выше, показал, что для получения антенны круговой поляризации, работающей во всех диапазонах частот ГНСС с высокой эффективностью и КЭ необходимо исследовать двухслойную ПА в форме диска. Кроме того, для реализации емкостного возбуждения, перспективным является использование подвешенной подложки.

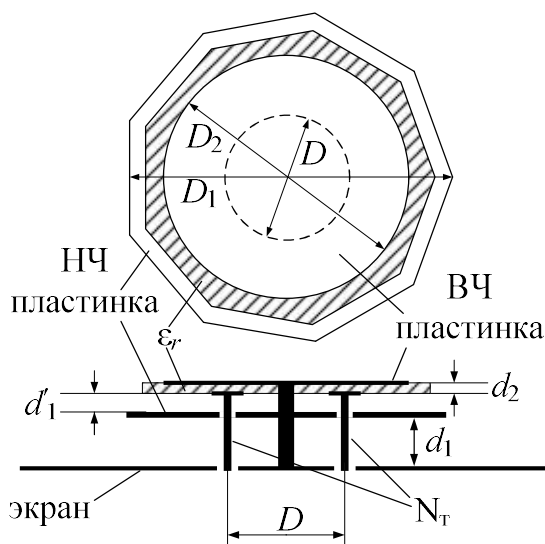


Рисунок 48 – Печатная двухслойная антенна с некоторым количеством точек возбуждения (N_T)

Рассмотрим двухслойную ПА, составленную из двух патч элементов (рисунок 48). Применительно к задачам исследования для позиционирования ГНСС приоритетным является рассмотрение конструкции антенны с частотами, разнесенными на $\approx 33\%$, при этом ширина полосы частот верхнего диапазона Δf_1 не менее 6% , а нижнего Δf_2 не менее 12% по уровню КСВ=2 (рисунок 1). Предпочтительно емкостное возбуждение ПА, поэтому использована подвешенная подложка ($\epsilon_r=3,55$) для ВЧ патча и воздушная ($\epsilon=1$) для НЧ патча (Δf_2) (рисунок 48).

Кроме того, применено емкостное возбуждение ВЧ патча через отверстие в НЧ патче, как описано в [87].

Предварительный расчет произведем при помощи формул, описанных в [90]. Радиус дисковой патч антенны:

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}}, \quad (14)$$

где

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (15)$$

Формула (14) не учитывает краевого эффекта, возникающего вследствие искривления поля на кромке патч элемента. Данный эффект увеличивает электрический размер патча. Поэтому эффективный радиус патч антенны:

$$r_{eff} = r \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r r} \left[\ln \left(\frac{\pi r}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (16)$$

где резонансная частота основной моды колебаний TM_{110} :

$$f_r = \frac{1.8412 \cdot c}{2\pi r_{eff} \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (17)$$

c – скорость света в вакууме. При этом необходимо учитывать ε_{eff} ВЧ патча, а также взаимные реактивные составляющие (L , C), как было отмечено выше. Современные САПР имеют инструменты для получения численных результатов в виде амплитуд и фаз полей в ближней и дальней зонах. Метод конечных элементов позволяет получать достаточно точные параметры матрицы рассеяния.

Выполним расчет двухслойной ПА методом конечных элементов для определения достижимой полосы частот вариацией толщин подложек d_1 и d_1' . Решение трехмерной электродинамической задачи произведем в частотной области с треугольной адаптивной сеткой. Возбуждение ПА организовано одной

точкой на расстоянии $D/2$ от геометрического центра антенны, которое соответствует волновому сопротивлением 50 Ом.

В результате моделирования получена зависимость полосы частот $\Delta f(d_1, d_1')$, показанная на рисунке 49 и ее числовые значения в таблице 1. Граничные частоты диапазонов определены по уровню КСВ=2.

Таблица 1 – Ширина полосы частот от толщин подложек двухслойной МП антенны

$d_1', \text{ мм}$	$d_1, \text{ мм}$	$\Delta f_1, \%$	$\Delta f_2, \%$
18	5	7.4	10.80
18	4	7.1	11.20
18	3	6.3	12.2
18	2	5.9	12.5
15	5	8.1	10.5
15	4	6.7	11.3
15	3	6	11.4
15	2	5.8	11.5
12	5	7.8	9.7
12	4	6.8	9.7
12	3	5.9	9.6
12	2	4.3	9.3
9	5	7.5	7.4
9	4	5.8	7.2
9	3	4.3	6.8
9	2	3.3	6.1
6	5	5.4	4.8
6	4	4.1	4.5
6	3	3	4.3
6	2	2.4	3.3

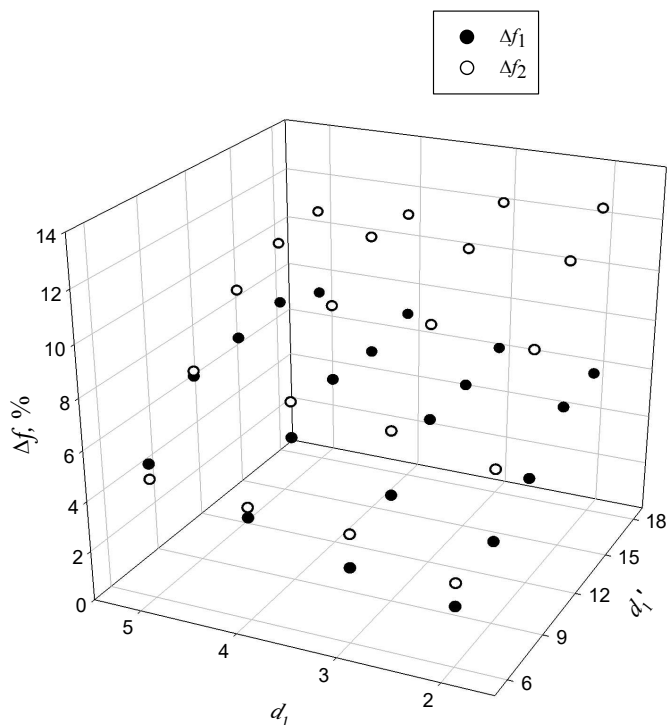


Рисунок 49 – Зависимость полосы частот Δf от толщин подложек d_1 и d_1' двухслойной МП антенны

Анализ результатов показывает, что для получения требуемых характеристик согласования необходимо выбирать следующие размеры: $d_1' \geq 18$ мм, $d_1 \geq 2$ мм, при этом $D_1=88$ мм, $D_2=120,4$ мм с учетом взаимовлияния патч элементов. Увеличение толщины подложки НЧ патча (d_1') ведет к росту как Δf_1 , так и Δf_2 , с увеличением d_1 наблюдается рост Δf_1 , а Δf_2 в свою очередь уменьшается при $d_1' \geq 15$ мм. Такое поведение характеристики можно объяснить ростом реактивных составляющих, в том числе и взаимных.

Следует отметить, что вышеприведенный расчет справедлив для одноточечного возбуждения, в случае многоточечного питания взаимные

параметры патч элементов, а, следовательно, и коэффициенты матрицы рассеяния будут изменяться.

2.4. Двухслойная печатная антенна с многоточечным возбуждением

В зависимости от количества возбуждаемых портов печатной антенны и их расположения, а также амплитуд и фаз возбуждения можно получить различные режимы работы. Частным случаем является создание поля круговой поляризации при возбуждении нескольких портов антенны, как показано на рисунке 50.

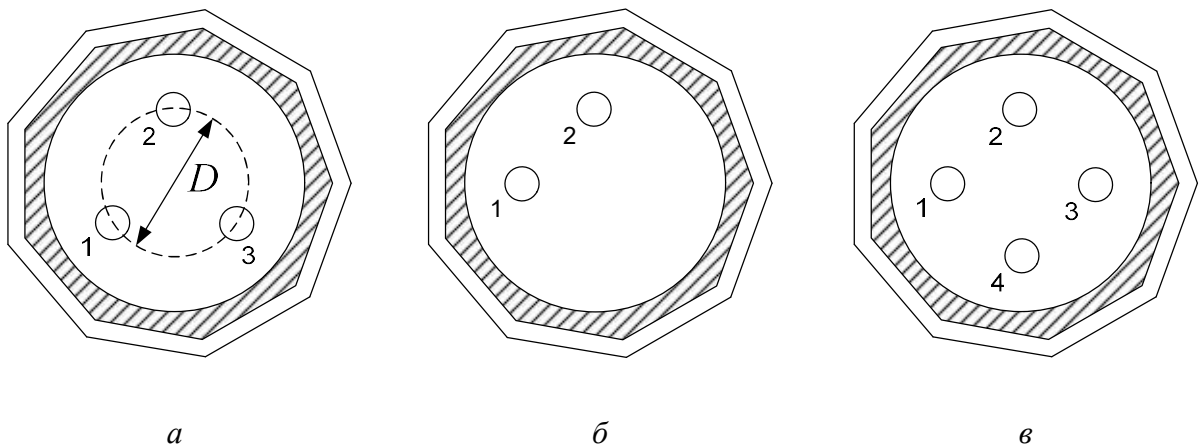


Рисунок 50 – ПА с тремя $N_T=3$ (а), двумя $N_T=2$ (б), четырьмя $N_T=4$ (в) точками питания для создания круговой поляризации

Для многопортовой антенны модули коэффициентов отражения каждого из портов $|\dot{S}_{i,i}|$ (где $i=1, 2, \dots, N_T$; N_T – количество портов/точек возбуждения) не дают исчерпывающей информации о значениях падающих и отраженных мощностей, при одновременном возбуждении всех ее портов. В этом случае требуется учет амплитуд и фаз возбуждения всех портов антенны, а также коэффициентов передачи между ними.

За последние годы были предложены различные методы для описания характеристик многопортовых антенн [91], [92], [93]. При возбуждении всех портов антенны записывают активные S -параметры, которые представляют собой суперпозицию отраженных волн всех возбужденных портов, нормированную на комплексную амплитуду падающей волны порта i . В этом случае активный

коэффициент $\dot{S}_{i,1+2+\dots+N_T}$, показывает, какая часть мощности возвращается на порт i при возбуждении всех портов антенны $(1+2+\dots+N_T)$:

$$\dot{S}_{i,1+2+\dots+N_T} = \frac{\sum_{i=1}^{N_T} \dot{b}_i}{\dot{a}_i} = \frac{\dot{a}_1 |\dot{S}_{i,1}| + \dot{a}_2 |\dot{S}_{i,2}| + \dots + \dot{a}_N |\dot{S}_{i,N_T}|}{\dot{a}_i}, \quad (18)$$

где \dot{a}_i и \dot{b}_i – комплексные амплитуды падающей и отраженной волн i -го порта N_T -портовой антенны. В [91] вводят активный коэффициент отражения Γ_a^i (с англ. – active reflection coefficient), который для каждого из портов i соответствует элементам активных S -параметров:

$$\dot{\Gamma}_a^i = \dot{S}_{i,1+2+\dots+N_T}. \quad (19)$$

Следует отметить, что при возбуждении всех портов антенны $|\Gamma_a^i|$ может принимать значения больше единицы. В этой связи вводят полный активный коэффициент отражения (с англ. total active reflection coefficient, далее полный коэффициент отражения (КО)) Γ_a^t пределы изменения модуля которого находятся между 0 и 1. Полный коэффициент отражения равен отношению сумм мощностей отраженных и падающих волн всех портов антенны [94], [95]:

$$\Gamma_a^t = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_T} |\dot{b}_i|^2}{\sum_{i=1}^{N_T} |\dot{a}_i|^2}}. \quad (20)$$

Наряду с Γ_a^t выделяют полную эффективность при многопортовом возбуждении:

$$\eta_{\text{total}} = 1 - |\Gamma_a^t|^2, \quad (21)$$

которая учитывает все потери в антенне.

Ниже произведено сравнение характеристик печатной антенны с различным количеством портов возбуждения ($N_T=2; 3; 4$) для создания поля круговой поляризации.

2.4.1. Двухточечное возбуждение ПА

Для начала рассмотрим частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния для случаев с возбуждения двухслойной ПА с $N_T=2$. Точки расположены таким образом, чтобы обеспечить возбуждение двух ортогональных мод TM_{10} и TM_{01} с фазовым смещением 90° для получения правой круговой поляризации, как показано на рисунке 50, б. При этом возбуждение будет проведено в порте №1, порт №2 будет нагружен на согласованную нагрузку. Диаметр кольца D , на котором расположены точки возбуждения антенны получен из раздела 2.3.

Толщины подложек и размеры АЭ выбраны исходя из расчетов предыдущего раздела для перекрытия частот ГНСС. Анализ свойств ПА в двух разнесенных диапазонах частот будет произведен с центральной частотой $f_0=1,4$ ГГц, как средней между верхним и нижним диапазонами ГНСС.

Так как патч антенна круглой формы обладает симметрией поворота и является взаимным устройством (не содержит невзаимных сред) для $N_T=3, 4$, то число элементов матрицы рассеяния может быть уменьшено, что упростит вычисление [92]. Так $S_{11}=S_{22}$, $S_{12}=S_{21}$.

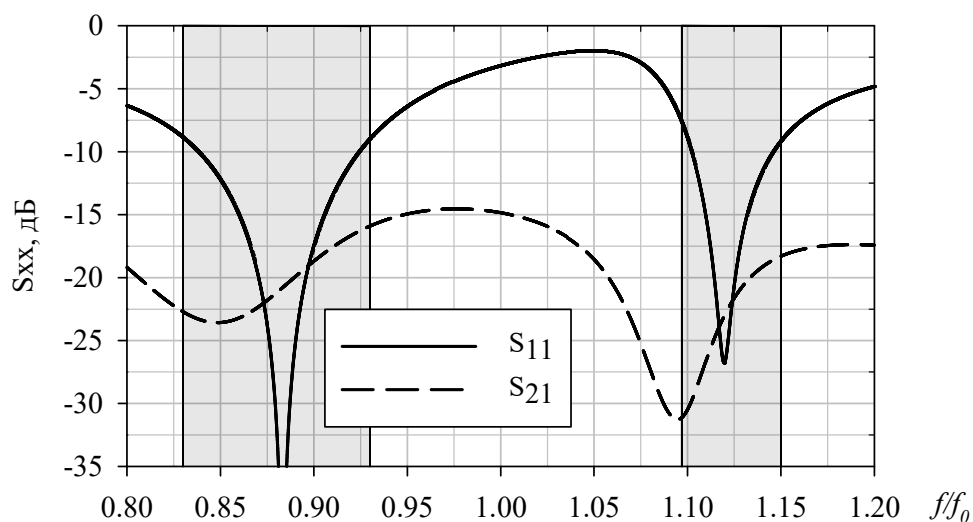


Рисунок 51 – Коэффициенты S -матрицы двухслойной ПА с $N_T=2$

Для $N_T=2$ значение коэффициента передачи между точками $S_{12}=S_{21}<-18$ дБ в полосе рабочих частот (рисунок 51). Серым цветом на графике выделены диапазоны частот ГНСС.

Вычислим Γ_a^t , для этого запишем матрицу рассеяния с соответствующим вектором возбуждения

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

где $\dot{a}_1 = a_1 \cdot e^{j\theta_0} = 1$, $\dot{a}_2 = a_2 \cdot e^{j\theta_1} = j$, при $a_1 = a_2 = 1$, $\theta_0=0$, $\theta_1=\pi/2$. Поэтому

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11} \cdot \dot{a}_1 + S_{12} \cdot \dot{a}_2 = S_{11} + jS_{12} \\ \dot{b}_2 &= S_{21} \cdot \dot{a}_1 + S_{22} \cdot \dot{a}_2 = S_{21} + jS_{22} \end{aligned} \quad (23)$$

Известно, что $|b| = \sqrt{\text{Re}(b)^2 + \text{Im}(b)^2}$, значит

$$|b_1| = \sqrt{(S_{11})^2 + (S_{12})^2} = \sqrt{(S_{21})^2 + (S_{22})^2} = |b_2|. \quad (24)$$

Следовательно

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |\dot{b}_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |\dot{a}_i|^2}} = \sqrt{\frac{|\dot{b}_1|^2 + |\dot{b}_2|^2}{|\dot{a}_1|^2 + |\dot{a}_2|^2}} = \sqrt{\frac{2|\dot{b}_1|^2}{2}} = |\dot{b}_1|. \quad (25)$$

Не трудно показать, что в случае равноамплитудного возбуждения при помощи двух портов антенны для создания круговой поляризации $\Gamma_a^t = |\Gamma_a^i|$

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}_a^1 &= \frac{1}{1} (1 \cdot S_{11} + jS_{12}) = S_{11} + jS_{12}, \\ \dot{\Gamma}_a^2 &= \frac{1}{1} (1 \cdot S_{21} + jS_{22}) = S_{21} + jS_{22}. \end{aligned} \quad (26)$$

На рисунке 52 показаны частотные зависимости S_{11} при возбуждении порта №1 и Γ_a^t при возбуждении двух портов антенны [1(1,0), 2(1,90)] – здесь показано обозначение, в котором приведен номер порта и его амплитуда и фаза в скобках за номером, например [1(1,0)] означает, что порт №1 возбужден с амплитудой 1 и фазой 0°. Из рисунка 52 видно, что кривые схожи, благодаря высокой развязке портов антенны.

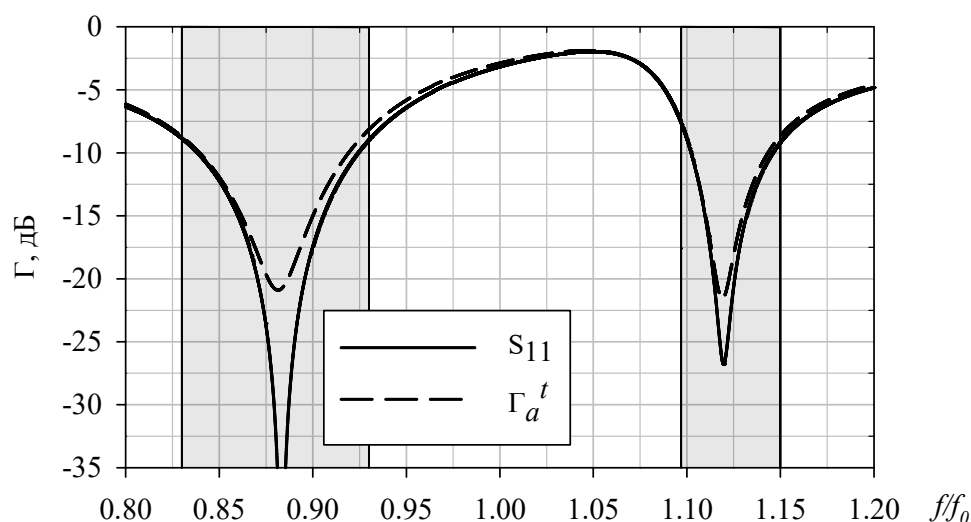


Рисунок 52 – Коэффициент отражения двухслойной ПА при возбуждении всех портов (Γ_a^t) и при возбуждении порта №1 (S_{11})

Рассчитаем полную эффективность антенны при помощи расчетного Γ_a^t по формуле $\eta_{\text{total}} = 1 - |\Gamma_a^t|^2$ и сравним с результатами, полученными при расчете η_{total} методом конечных элементов. Следует отметить, что в различных САПР расчет полной эффективности производится посредством оценки свойств направленности антенны в дальней зоне по мониторам поля, при этом

$$\eta_{\text{total}} = \frac{rG(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{stim}}}, \quad (27)$$

где $rG(\theta, \varphi)$ – реальный КУ (с англ. realized Gain), учитывающий прямые и возвратные потери в антенне, $D(\theta, \varphi)$ – коэффициент направленного действия (КНД). Также η_{total} может рассчитываться, как отношение излученной P_{rad} к подводимой P_{stim} мощности по схеме на рисунке 53.

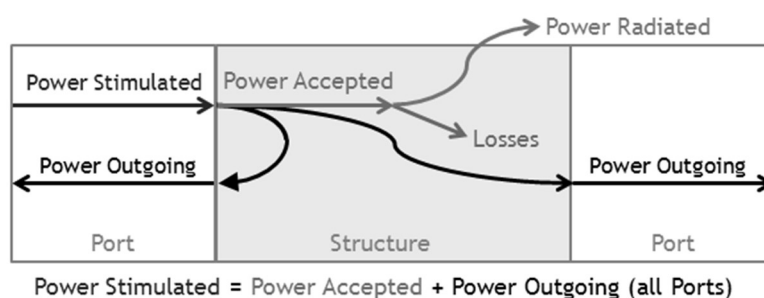


Рисунок 53 – Расчет мощности в САПР

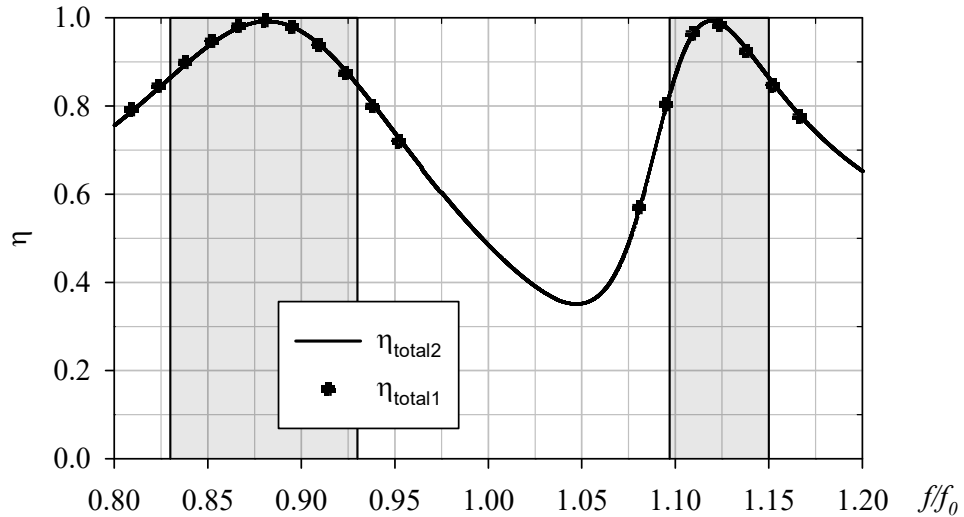


Рисунок 54 – Эффективность ПА, рассчитанная при помощи Γ_a^r (η_{total2}) и посредством вычислений методом конечных элементов (η_{total1})

Из рисунка 54 следует, что эффективность для исследуемых частот антенны не менее 85% и совпадает в случае расчета и моделирования.

Для случая с равноамплитудным возбуждением, но для произвольного угла возбуждения θ_1 можно записать

$$\Gamma_a^r = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_1e^{j\theta_1}|^2}}, \quad (28)$$

с учетом того, что $e^{j\theta_1} = \cos\theta_1 + j\sin\theta_1$ и $|b| = \sqrt{\text{Re}(b)^2 + \text{Im}(b)^2}$

$$\begin{aligned} \Gamma_a^r &= \frac{\sqrt{(S_{11} + S_{12}\cos\theta_1)^2 + (S_{12}\sin\theta_1)^2 + (S_{22} + S_{21}\cos\theta_1)^2 + (S_{21}\sin\theta_1)^2}}{\sqrt{2}} = \\ &= \sqrt{(S_{11} + S_{12}\cos\theta_1)^2 + (S_{12}\sin\theta_1)^2}. \end{aligned} \quad (29)$$

Так как коэффициент передачи между портами антенны мал, то и эффективность двухпортовой антенны при однопортовом и двухпортовом возбуждении будет очень схожа.

В случае возбуждения ПА двумя точками для создания круговой поляризации выбор радиуса кольца, на котором расположены точки возбуждения

$D/2$, определяется из расчета максимальной эффективности. Так из рисунка 55 следует, что КПД $> 0,98$ на ВЧ и НЧ наблюдается при $D/2\lambda_0 = 0,1 - 0,14$.

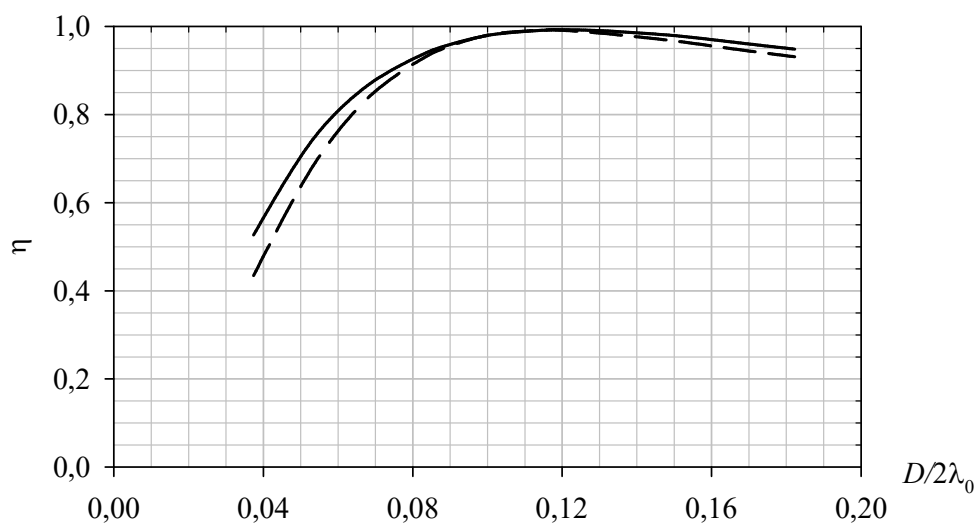


Рисунок 55 – КПД антенны на ВЧ (сплошная линия) и на НЧ (пунктирная линия) в зависимости от нормированного диаметра кольца D/λ_0 , на котором расположены точки возбуждения

Интерес представляет анализ случая возбуждения ПА тремя и четырьмя точками, в которых количество связей портов будет большей, чем $N_T=2$.

2.4.2. Трехточечное возбуждение ПА

Для $N_T=3$ (рисунок 50, а) значение коэффициента передачи между точками $S_{21}=S_{31} < -10$ дБ в полосе рабочих частот (рисунок 56), что значительно больше для случая $N_T=2$. Проведем оценку Γ_a' для этого случая.

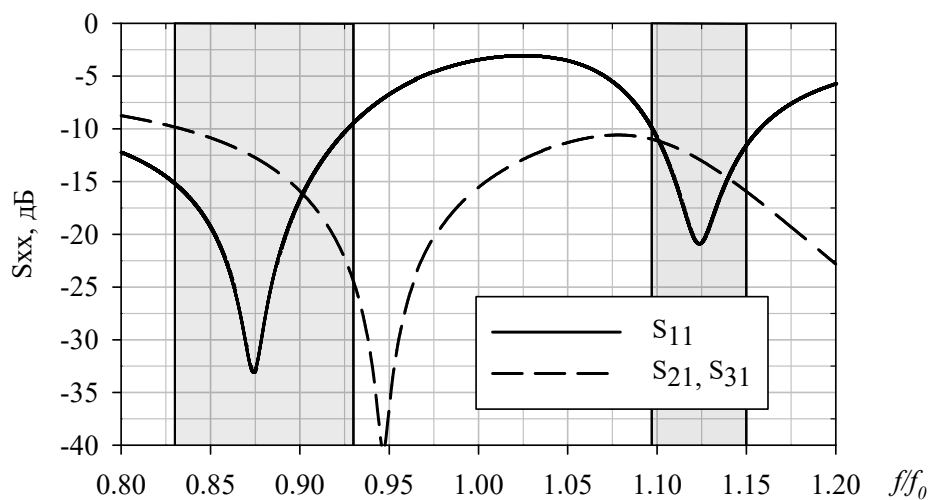


Рисунок 56 – Коэффициенты S -матрицы двухслойной ПА с $N_T=3$

В общем виде полный активный КО

$$\Gamma'_a = \frac{\sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |\dot{b}_2|^2 + |\dot{b}_3|^2}}{\sqrt{|\dot{a}_1|^2 + |\dot{a}_2|^2 + |\dot{a}_3|^2}} = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1} + S_{13}a_3e^{j\theta_2}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1} + S_{23}a_3e^{j\theta_2}|^2 + |S_{31}a_1 + S_{32}a_2e^{j\theta_1} + S_{33}a_3e^{j\theta_2}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2e^{j\theta_1}|^2 + |a_3e^{j\theta_2}|^2}}, \quad (30)$$

где $\dot{a}_1 = a_1 \cdot e^{j\theta_0} = 1$, $\dot{a}_2 = a_2 \cdot e^{j\theta_1}$, $\dot{a}_3 = a_3 \cdot e^{j\theta_2}$ при $a_1 = a_2 = a_3 = 1$, $\theta_0=0$, $\theta_1=2\pi/3$, $\theta_3=4\pi/3$ для получения круговой поляризации. Поэтому при $S_{12}=S_{13}$

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + j\sin\theta_1) + S_{13}(\cos\theta_2 + j\sin\theta_2) = \\ &= S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) + jS_{12}(\sin\theta_1 + \sin\theta_2), \end{aligned} \quad (31)$$

соответственно

$$|\dot{b}_1|^2 = (S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + \cos\theta_2))^2 + (S_{12}(\sin\theta_1 + \sin\theta_2))^2, \quad (32)$$

при $S_{11} = S_{22} = S_{33}$ и $S_{12} = S_{21} = S_{13} = S_{31}$ получаем $|\dot{b}_1|^2 = |\dot{b}_2|^2 = |\dot{b}_3|^2$, значит

$$\Gamma'_a = \sqrt{(S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + \cos\theta_2))^2 + (S_{12}(\sin\theta_1 + \sin\theta_2))^2}. \quad (33)$$

Для равноамплитудного возбуждения портов с фазами $[0^\circ, 120^\circ, 240^\circ]$

$$\Gamma'_a = \sqrt{(S_{11} - S_{12})^2} = S_{11} - S_{12} \quad (34)$$

График частотной зависимости Γ'_a для случая $[1(1,0), 2(1,120), 3(1, 240)]$ показан на рисунке 57, из которого следует, что за счет взаимного влияния портов антенны резонанс НЧ диапазона сместился в сторону высоких частот, ВЧ резонанс совпадает для случая возбуждения одного порта многопортовой антенны.

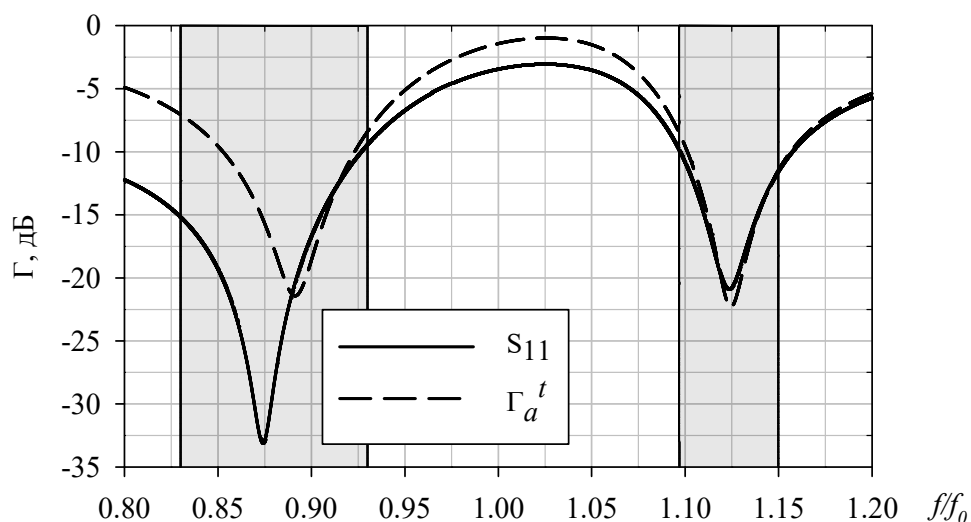


Рисунок 57 – Коэффициент отражения двухслойной ПА при возбуждении всех портов (Γ_a^t) и при возбуждении порта №1 (S_{11})

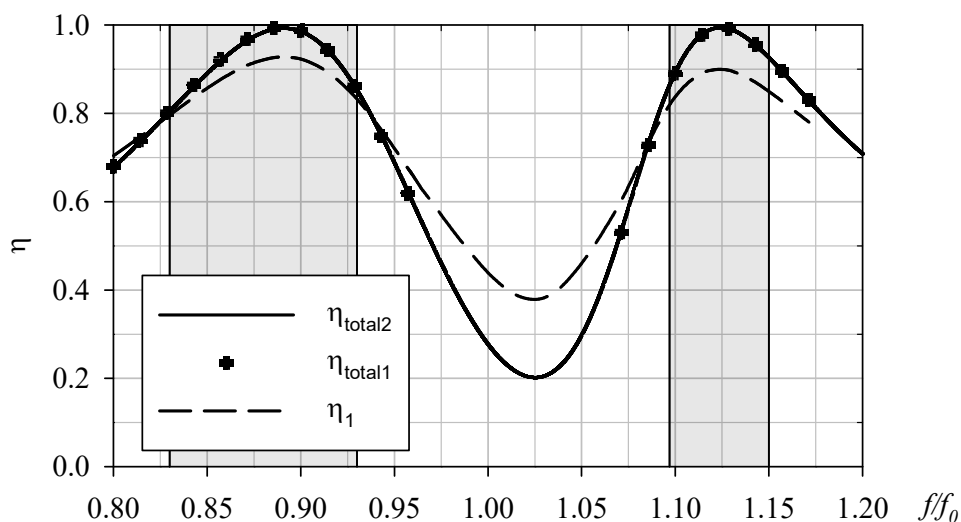


Рисунок 58 – Эффективность ПА, рассчитанная при помощи Γ_a^t (η_{total2}) и посредством вычислений методом конечных элементов (η_{total1}), а также при возбуждении только порта №1 (η_1)

Полная эффективность ПА при помощи аналитического расчета и при помощи FEM также совпадают (рисунок 58).

В случае возбуждения ПА тремя точками для создания круговой поляризации выбор радиуса кольца, на котором расположены точки возбуждения $D/2$, определяется из расчета максимальной эффективности. Так из рисунка 59 следует, что КПД $> 0,98$ на ВЧ и НЧ наблюдается при $D/2\lambda_0 = 0,1 - 0,17$.

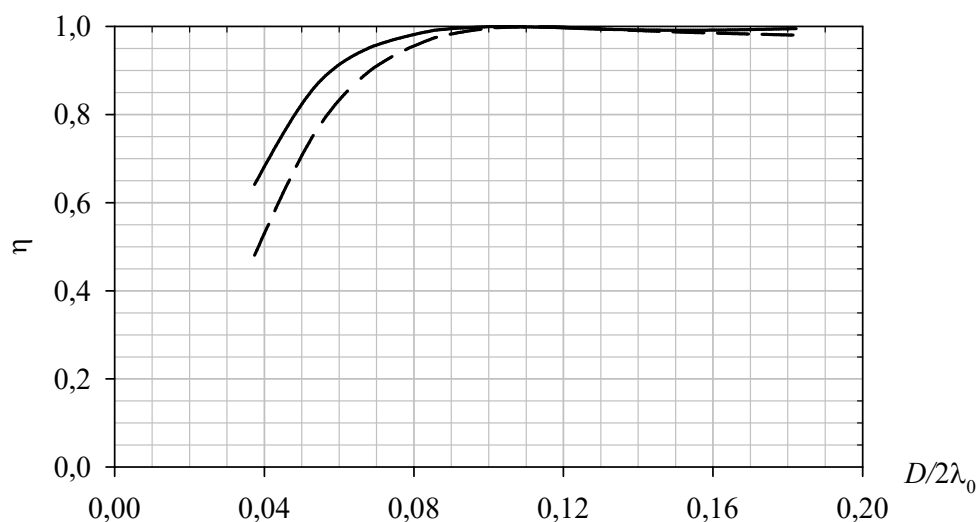


Рисунок 59 – КПД антенны на ВЧ (сплошная линия) и на НЧ (пунктирная линия) в зависимости от нормированного диаметра кольца D/λ_0 , на котором расположены точки возбуждения

2.4.3. Четырехточечное возбуждение ПА

При использовании четырех точек питания $S_{31} < -7$ дБ, $S_{21} = S_{41} < -14$ дБ в диапазоне рабочих частот (рисунок 60), что значительно больше, чем для случая $N_T=3$. Проведем оценку Γ'_a для этого случая.

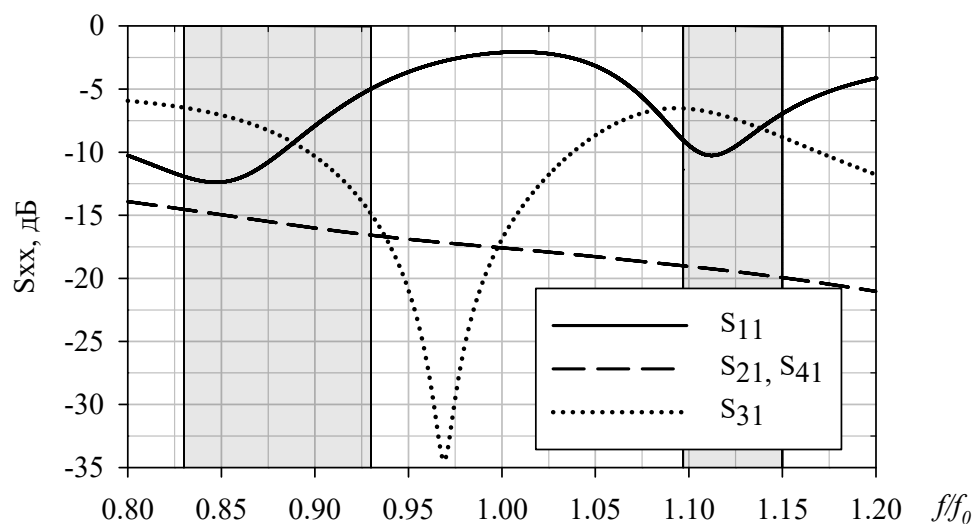


Рисунок 60 – Коэффициенты S -матрицы двухслойной ПА с $N_T=4$

Полный активный КО определяется по формуле:

$$\Gamma_a^r = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1} + S_{13}a_3e^{j\theta_2} + S_{14}a_4e^{j\theta_3}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1} + S_{23}a_3e^{j\theta_2} + S_{24}a_4e^{j\theta_3}|^2 + |S_{31}a_1 + S_{32}a_2e^{j\theta_1} + S_{33}a_3e^{j\theta_2} + S_{34}a_4e^{j\theta_3}|^2 + |S_{41}a_1 + S_{42}a_2e^{j\theta_1} + S_{43}a_3e^{j\theta_2} + S_{44}a_4e^{j\theta_3}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2e^{j\theta_1}|^2 + |a_3e^{j\theta_2}|^2 + |a_4e^{j\theta_3}|^2}}, \quad (35)$$

где $\theta_1=\pi/2$, $\theta_2=\pi$, $\theta_3=3\pi/2$, $e^{j\theta_1}=i$, $e^{j\theta_2}=-1$, $e^{j\theta_3}=-i$ для правой круговой поляризации. Запишем матрицу рассеяния с соответствующим вектором возбуждения

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dot{b}_3 \\ \dot{b}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -i \\ -1 \\ i \end{bmatrix} \quad (36)$$

При этом

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11} - iS_{12} - S_{13} + iS_{14} = S_{11} - S_{13} \\ \dot{b}_2 &= S_{21} - iS_{22} - S_{23} + iS_{24} = i(S_{24} - S_{22}) = -ib_1 \\ \dot{b}_3 &= S_{31} - iS_{32} - S_{33} + iS_{34} = S_{31} - S_{33} = -b_1 \\ \dot{b}_4 &= S_{41} - iS_{42} - S_{43} + iS_{44} = i(S_{44} - S_{42}) = ib_1 \end{aligned} \quad (37)$$

Следовательно,

$$\Gamma_a^r = \frac{\sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |-i\dot{b}_1|^2 + |-\dot{b}_1|^2 + |i\dot{b}_1|^2}}{\sqrt{|1|^2 + |-i|^2 + |-1|^2 + |i|^2}} = \frac{\sqrt{4|\dot{b}_1|^2}}{\sqrt{4}} = |\dot{b}_1|. \quad (38)$$

Для произвольных углов возбуждения полный КО в тригонометрической форме

$$\Gamma_a^r = \sqrt{(S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + \cos\theta_3) + S_{13}\cos\theta_2)^2 + (S_{12}(\sin\theta_1 + \sin\theta_3) + S_{13}\sin\theta_2)^2}, \quad (39)$$

при возбуждении [1(1,0), 2(1,90), 3(1, 180), 4(1, 270)] запишем

$$\Gamma_a^r = S_{11} - S_{13}. \quad (40)$$

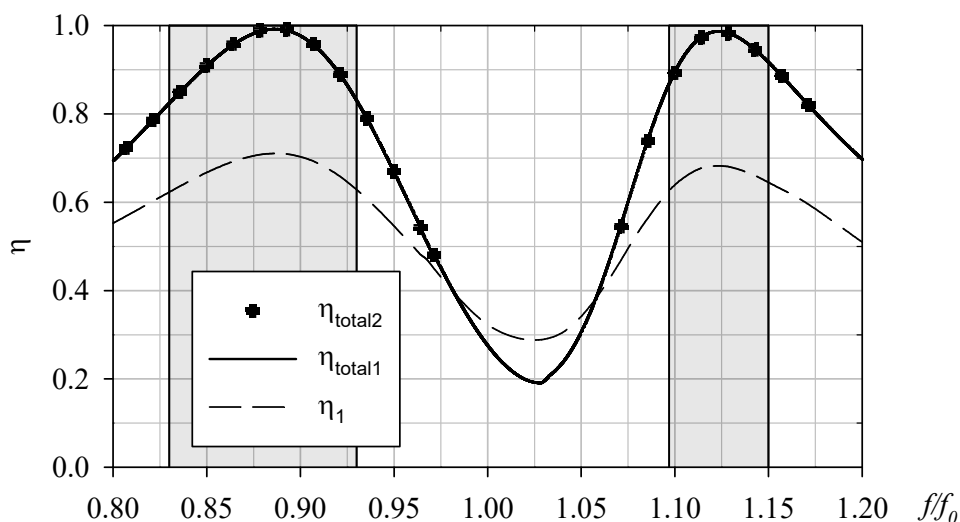


Рисунок 61 – Эффективность ПА, рассчитанная при помощи Γ'_a (η_{total2}) и посредством вычислений методом конечных элементов (η_{total1}), а также при возбуждении порта №1 (η_1)

Как видно из рисунка 61, несмотря на высокие значения S_{31} , полная эффективность антенны при $N_T=4$ составляет более 85% в полосе рабочих частот. Однако эффективность при возбуждении первого порта η_1 составляет не более 70% (рисунок 61).

Нетрудно увидеть, что если $\theta_1 - \theta_3 = \pi$, то $S_{12} = S_{14}$ не учитывается при расчете Γ'_a , а Γ'_a определен только S_{11} и S_{13} , а также углом θ_2 . При этом, если $\theta_2 = \pi$, то Γ'_a будет минимальным, если $\theta_2 \neq \pi$, то Γ'_a увеличивается от минимального значения и при $\theta_2 = 0^\circ$ максимален ($\rightarrow 1$) из-за противофазного возбуждения моды TM_{10} при помощи портов, расположенных на одной оси симметрии антенны. С учетом того, что S_{13} для случая $N_T=4$ является самым большим коэффициентом передачи, в сравнении с $N_T=2$, $N_T=3$, то для получения малого Γ'_a в полосе рабочих частот к обеспечению точности фаз $[0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ]$ предъявляются повышенные требования. Другими словами, необходимо обеспечить противофазное возбуждение портов антенны, расположенных в одной плоскости, в этом случае Γ'_a будет иметь низкие значения. Для создания круговой поляризации набег фазы между парами противофазно возбужденных портов в ортогональных плоскостях должен составлять ровно 90° , в этом случае Γ'_a будет также минимален.

Сравним, полученные расчетным путем, η_{total} для $N_T=2, 3, 4$ (рисунок 62).

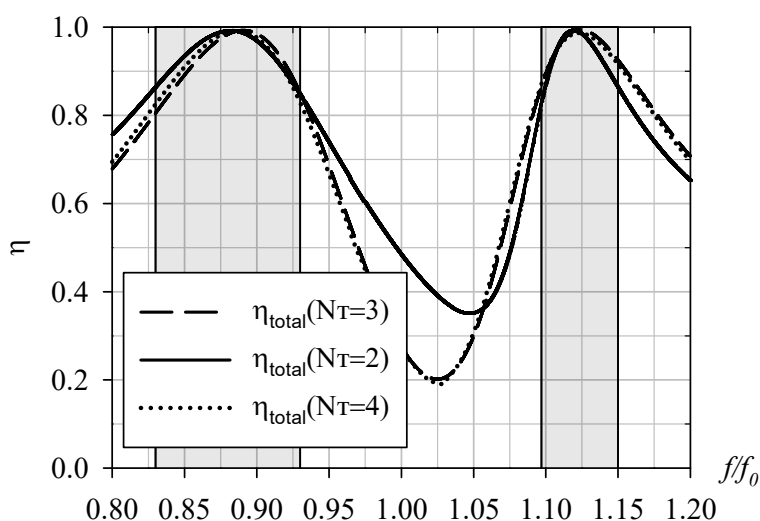


Рисунок 62 – Эффективность ПА, рассчитанная при помощи Γ_a' для $N_T=2, 3, 4$

Полная эффективность практически не зависит от количества точек возбуждения при выборе фаз для создания поля круговой поляризации [96].

В случае возбуждения ПА четырьмя точками для создания круговой поляризации выбор радиуса кольца, на котором расположены точки возбуждения $D/2$, определяется из расчета максимальной эффективности. Так из рисунка 63 следует, что КПД $>0,98$ на ВЧ и НЧ наблюдаются при $D/2\lambda_0=0,08-0,11$.

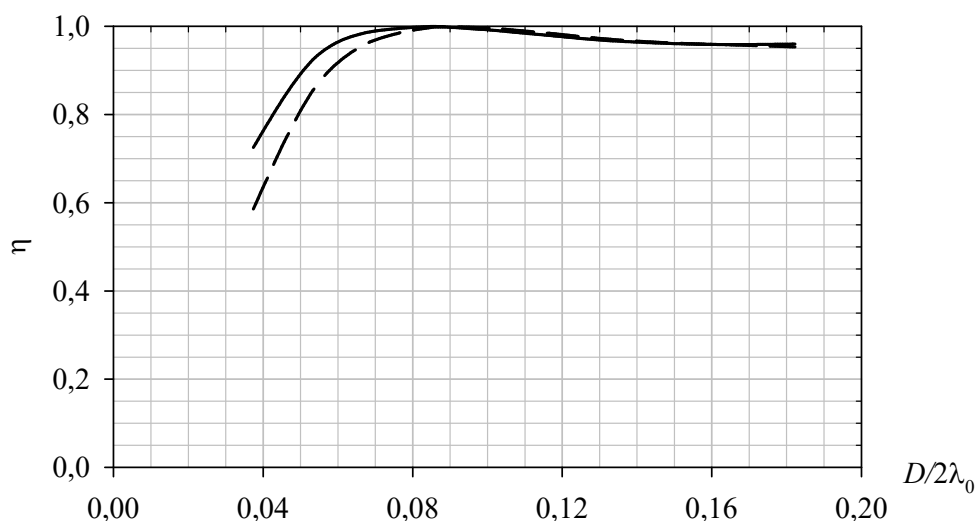


Рисунок 63 – КПД антенны на ВЧ (сплошная линия) и на НЧ (пунктирная линии) в зависимости от нормированного диаметра кольца D/λ_0 , на котором расположены точки возбуждения

Обобщенный результат зависимости КПД от диаметра кольца D для различного количества точек возбуждения представлен на рисунке 64.

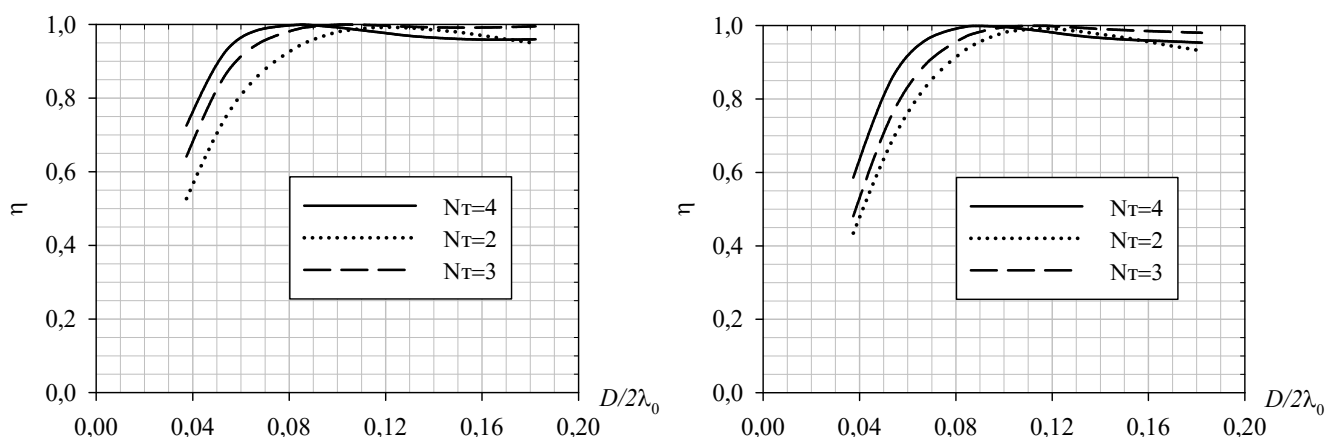


Рисунок 64 – КПД антенны на ВЧ (слева) и на НЧ (справа) в зависимости от нормированного диаметра кольца D/λ_0 , на котором расположены точки возбуждения при различных N_T

Исходя из вышеприведенных графиков, можно сделать вывод о схожести результатов для НЧ и ВЧ, при этом КПД для $D/2\lambda_0=0,1$ составляет более 0,98 и не зависит от количества точек возбуждения и взаимного влияния между ними.

Однако, как будет показано далее, выбор количества точек возбуждения влияет на поляризационные и фазовые характеристики.

2.4.4. Анализ характеристик направленности

При анализе свойств направленности ПА с многоточечным питанием представляет интерес рассмотрение асимметрии излучения. Для схем $N_T \geq 3$ асимметрия излучения ПА отсутствует, однако при возбуждения двух ортогональных мод двумя точками (рисунок 65) характеристики направленности могут быть искажены. В этом легко убедиться, анализируя нижеследующие графики (рисунки 66-69). Графики приведены на краях диапазона частот Δf .

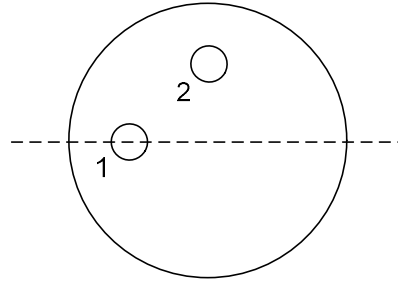


Рисунок 65 – Асимметрия излучателя с двумя точками питания для возбужденного порта 1

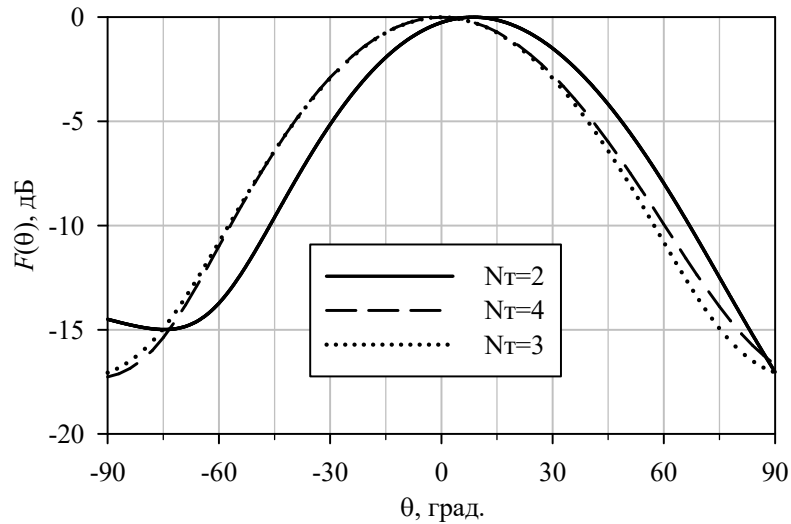


Рисунок 66 – ДН двухслойной ПА с двумя, тремя и четырьмя точками питания для $f/f_0=1,15$

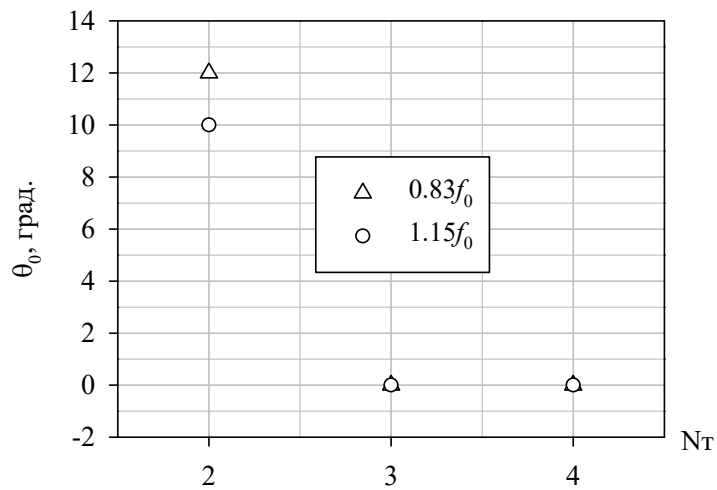


Рисунок 67 – Направление главного максимума (0° – зенит) двухслойной ПА с двумя, тремя и четырьмя точками питания

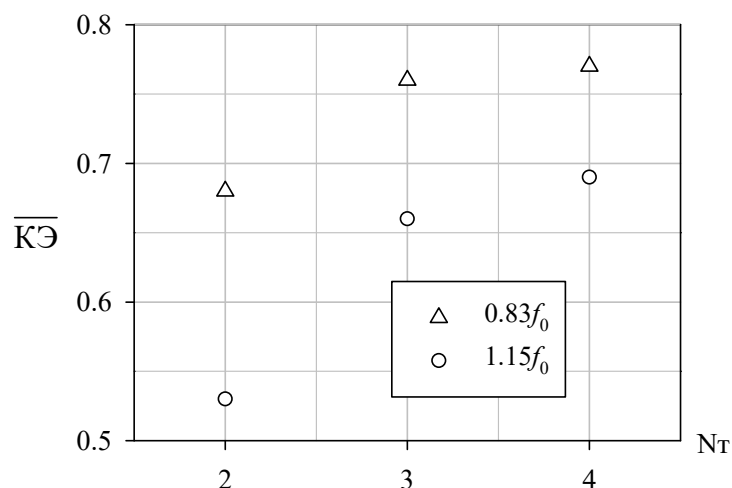


Рисунок 68 – Усредненный КЭ в диапазоне углов $\theta=[-60^\circ; 60^\circ]$ двухслойной ПА с двумя, тремя и четырьмя точками питания

Преимущество антенны с $N_t=3$ состоит в меньшем количестве плеч схемы питания по сравнению с $N_t=4$, и, следовательно, получении большей эффективности антенны с интегрированной схемой питания. Стабильность ФЦ и средний $\overline{KЭ}$ при $N_t \geq 3$ (для углов $\theta=[-60^\circ; 60^\circ]$ или по уровню -10дБ) изменяется незначительно для нижней и верхней частот ГНСС (рисунки 68-69). Таким образом, ПА с $N_t=3$ является предпочтительной, с по сравнению с $N_t=2$ и $N_t=4$.

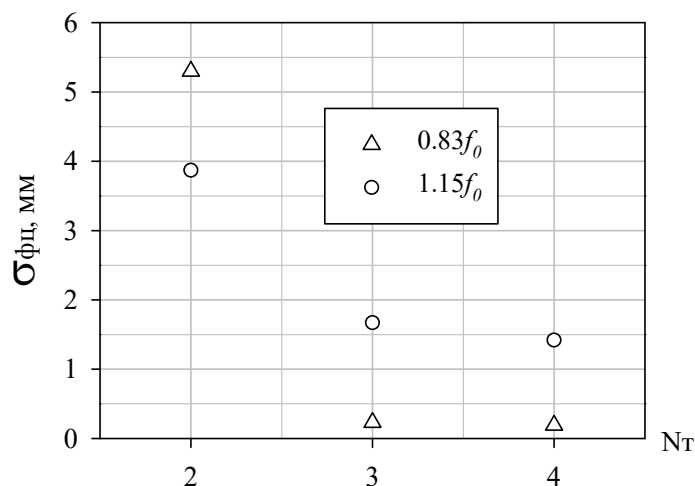


Рисунок 69 – Стабильность ФЦ (СКО ФДН) в диапазоне углов $\theta=[-60^\circ; 60^\circ]$ двухслойной ПА с двумя, тремя и четырьмя точками питания

Немаловажно исследование схемы питания с нестандартным набором фаз для трехточечного возбуждения $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ и равных амплитуд с минимально

возможной неравномерностью и высокой эффективностью в интересующем диапазоне частот.

2.5. Планарная широкополосная схема питания

Для обеспечения равноамплитудного деления сигнала с разностью фаз между смежными выходами в 120° (трехточечное возбуждение) необходимо отказаться от классических решений с разностью фаз кратной 90° , наподобие квадратурного моста. Низкопрофильная планарная конструкция не должна требовать дополнительных цепей согласования в виде трансформаторов сопротивлений и выполняться в одном слое с минимумом циклов изготовления с точки зрения экономической целесообразности. Прямые потери в схеме питания не должны превышать долей дБ. Следовательно, применение интегральных схем питания исключается.

Базовой структурой схемы питания для последующего применения в двухслойной ПА является конструкция фазовращателя, разработанного Б. М. Шиффманом. Предложенная Шиффманом конструкция на протяжении длительного времени модернизировалась, были предложены способы получения различных характеристик дисперсии фазы, управление наклоном ФЧХ.

На рисунке 70 показана конструкция фазовращателя (ФВР) с реактивными шлейфами. ФВР представляет собой четырехполюсник с двумя входными (1, 2) и двумя выходными (2, 4) портами. Первый путь распространения бегущей волны (1–2) через МПЛ с характеристическим сопротивлением Z_0 и электрической длиной θ_r , которая больше половины длины волны на центральной частоте f_0 .

Путь 1 имеет нормальную фазовую дисперсию, при которой фаза в МПЛ запаздывает меньше – до центральной частоты и больше – после. Второй путь (3–4) состоит из основной МПЛ с сопротивлением Z_m и электрической длиной θ_m , порядка половины длины волны, и параллельных шлейфов холостого хода и короткого замыкания, с сопротивлением Z_s и длиной θ_s , около $\lambda_0/8$.

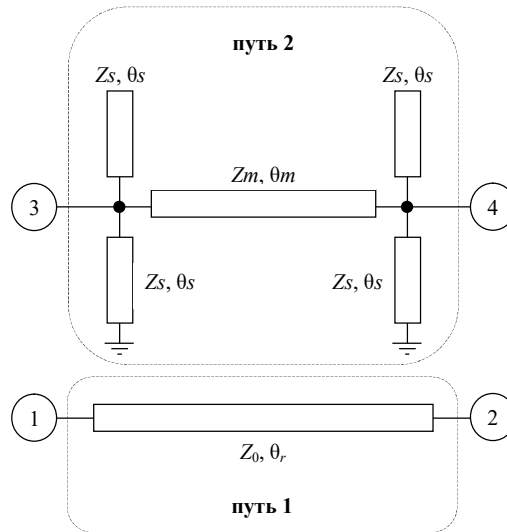


Рисунок 70 – Схема фазовращателя с реактивными шлейфами

Путь 2 обладает уникальными дисперсионными свойствами фазы, обеспечивая одинаковую фазовую задержку в ШП частот относительно первого пути. Управление крутизной ФЧХ осуществляется при помощи выбора сопротивлений Z_m и Z_s , в соответствии с необходимым фазовым смещением.

Для анализа структуры фазовращателя воспользуемся расчетом четных и нечетных мод, а также принципом суперпозиции, в результате которых можно получить коэффициенты матрицы S -параметров и оценить фазовые смещения [43], [97]:

$$S_{11} = S_{22} = 0, \quad (41)$$

$$S_{33} = S_{44} = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - jW_1}{1 + jW_1} + \frac{1 - jW_2}{1 + jW_2} \right), \quad (42)$$

$$\Delta\phi_T(f) = -\theta_r(f) + \pi - \tan^{-1} \left(\frac{1 + W_1(f)W_2(f)}{W_1(f) - W_2(f)} \right), \quad (43)$$

где

$$W_j = \bar{Y}_m \left(\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right)^{(-1)^{j+1}} + (-1)^j 2\bar{Y}_s \operatorname{ctg} 2\theta_s, \quad j = 1, 2, \quad (44)$$

где $\theta_m = \pi \cdot f_0$, $\theta_s = (\pi/4) \cdot f_0$. Параметры \bar{Y}_m , \bar{Y}_s – нормированные характеристические проводимости, f_0 – центральная частота.

Для оценки предварительных параметров будет использован график, полученный из формул (42) и (43), который показывает зависимость фазы от сопротивления исследуемой схемы (рисунок 71).

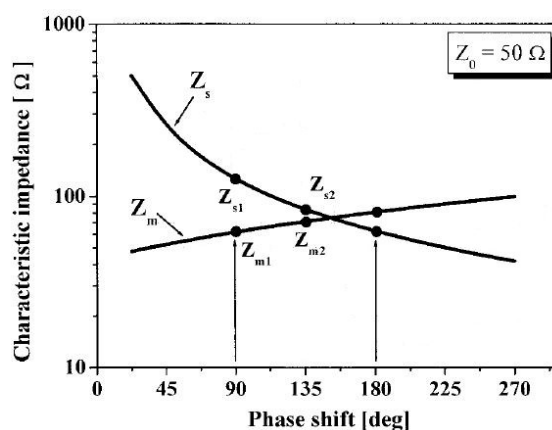


Рисунок 71 – Зависимость фазового смещения от характеристических сопротивлений Z_m и Z_s

Анализ графика показывает возможность проектирования схемы питания с требуемым фазовым смещением 120° и 240° , при котором волновое сопротивление полоскòв не превышает 100 Ом. Другими словами, схема может быть легко реализуема по субтрактивной технологии, не требуя значительных допусков.

Как указано в [44], полоса частот используемой модификации ФВР составляет около 50% при условии $|S_{11}| < -14\text{дБ}$, неравномерность фазы $\pm 5^\circ$. Представляет интерес исследование этих значений в полосе частот ГНСС, а также неравномерность амплитуд и потерь ФВР путем вычисления сопротивлений Z и длин полоскòв θ .

2.5.1. Расчет фазовращателей со смещением 120° и 240°

Одной из составных частей схемы питания будет выступать ФВР с разностью фаз на выходах 0° и 120° . Для предварительной оценки характеристик выполним расчет на основе схемотехнического проектирования (рисунок 72). К особенностям схемотехнического расчета относится быстрая скорость вычислений, однако такой расчет не учитывает прямых потерь при использовании реальных подложек со

значениями $\text{tg}\delta > 0$, поверхностных волн в виде высших паразитных мод электромагнитных колебаний, толщин полосковых линий и т.д. Для обеспечения развязки между входами сумматора применим -3дБ сумматор мощности Уилкинсона.

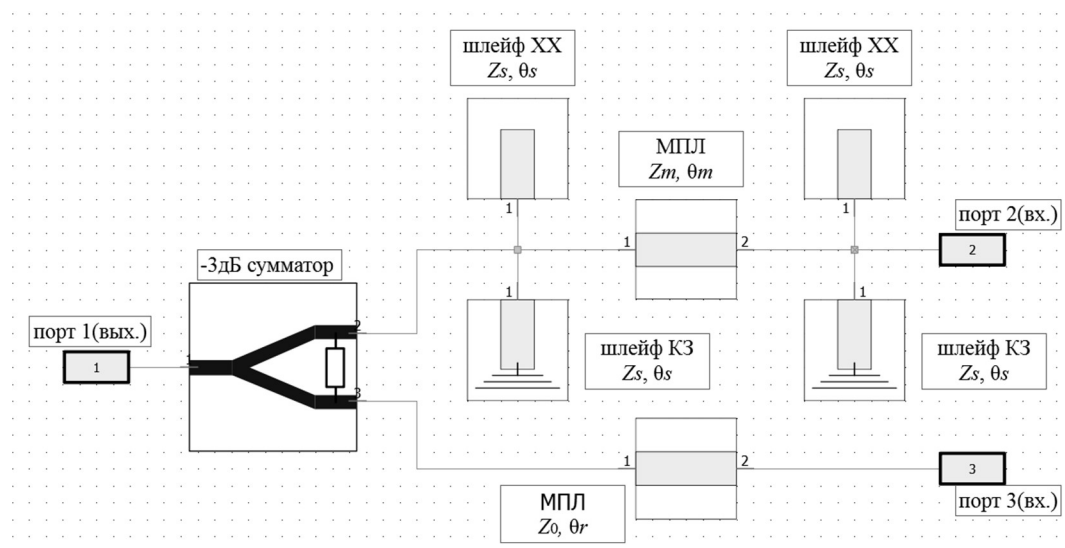


Рисунок 72 – Схематехнический расчет ФВР

Результатом схематехнического расчета является поиск набора значений длин полосков и соответствующих им сопротивлений для достижения минимального разброса характеристик ФВР в полосе частот ГНСС. На рисунках 73-74 представлены графики частотных зависимостей амплитуд и фазы ФВР 120° . Выделением на графике обозначены диапазоны частот ГНСС.

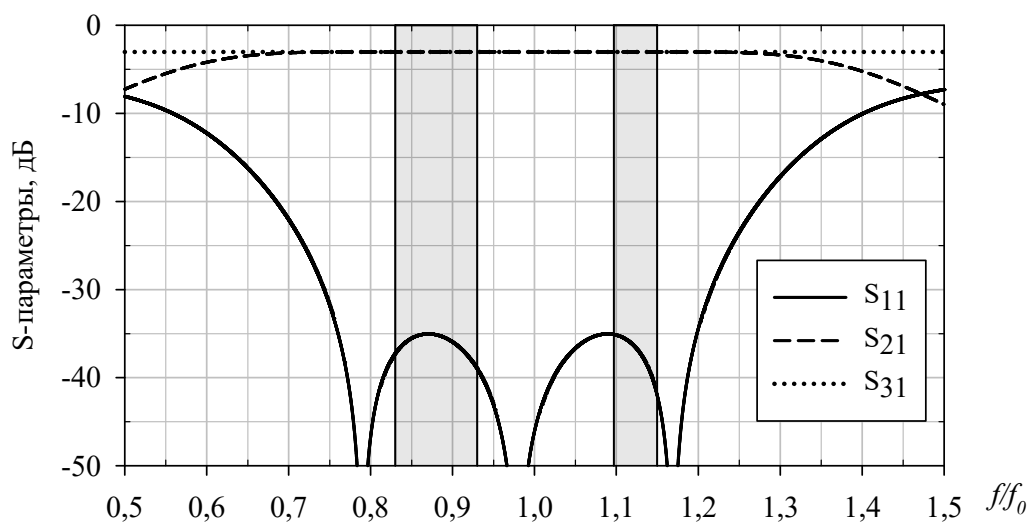


Рисунок 73 – АЧХ ФВР 120° (схематехнический расчет)

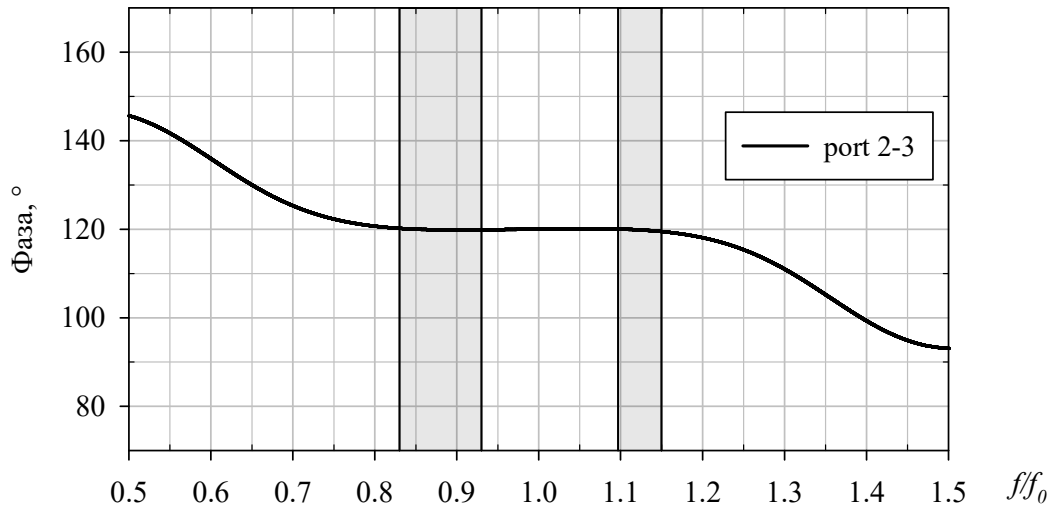


Рисунок 74 – ФЧХ ФВР 120° (схемотехнический расчет)

Далее произведем электродинамическое моделирование ФВР по результатам схемотехнического расчета. Модель представлена на рисунка 75. Отрезки МПЛ схемы питания выполнены на подложке Rogers 4003С, толщиной 1,524 мм, $\epsilon=3,55$, $\text{tg}\delta=0,0027$.

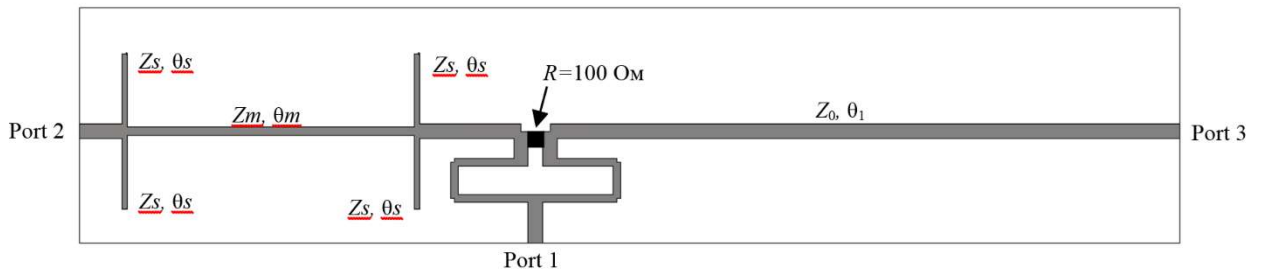


Рисунок 75 – Модель ФВР 120°

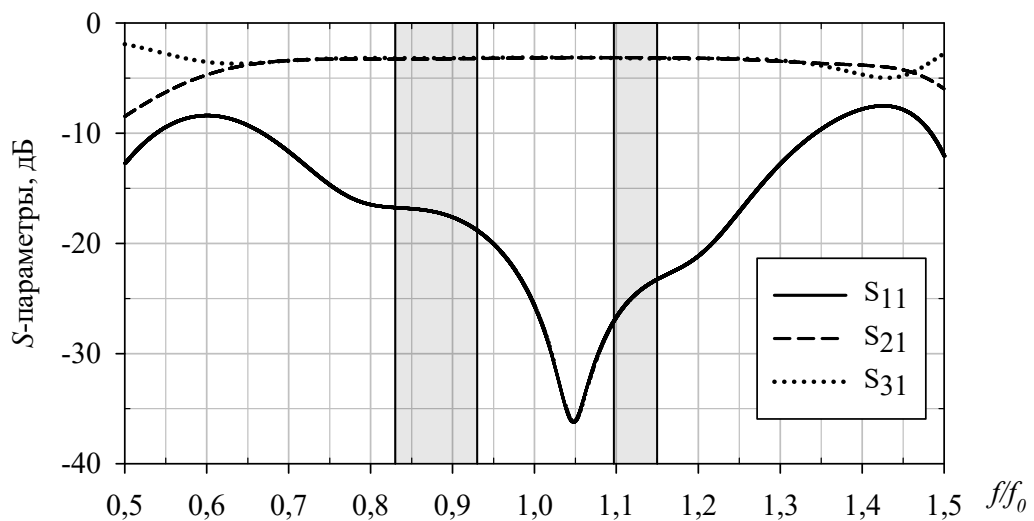


Рисунок 76 – АЧХ ФВР 120° (3D моделирование)

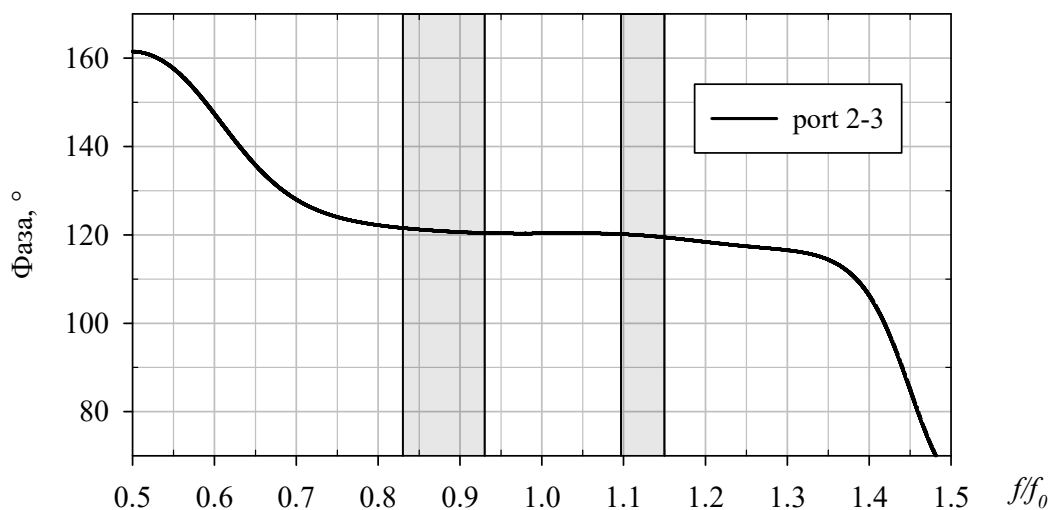


Рисунок 77 – ФЧХ ФВР 120° (3D моделирование)

В таблице 2 представлены параметры ФВР 120°.

Таблица 2 – Параметры расчета ФВР 120° на частотах ГНСС

Параметр	θ_r	θ_{m1}	θ_{s1}	Z_{m1}	Z_{s1}	$\Delta\varphi$	ΔF
Схемотехнический расчет	$0,55\lambda_0$	$0,3\lambda_0$	$0,075\lambda_0$	75 Ом	88 Ом	$\pm 0,5^\circ$	0,02 дБ
3D моделирование						$\pm 1,5^\circ$	0,26 дБ

В таблице 2 параметр $\Delta\varphi$ – неравномерность фазы, рассчитываемая как максимальное изменение значения фазы относительно уровня 120° в поддиапазонах частот ГНСС, а ΔF – неравномерность амплитуды, рассчитываемая как максимальное изменение амплитуды относительно уровня мощности в данном случае -3дБ также в поддиапазонах частот ГНСС.

Полоса частот при $\Delta\varphi = \pm 5^\circ$ или $|S_{11}| < -14$ дБ не менее 56% при схемотехническом расчете и 55% по результатам 3D моделирования, т.е. наблюдается почти двукратный запас по диапазону исследуемых частот.

Прямые потери в рассматриваемой подложке для ФВР 120° не превышают 1% в полосе рабочих частот. Для уменьшения рассеивания мощности в подложке ФВР возможно применение подложек с меньшим $\text{tg}\delta$, таких, как например, Rogers RT 5880 ($\text{tg}\delta = 0,0009$).

По аналогичному принципу произведем расчет параметров ФВР 240°. Полученные характеристики сведены в таблицу ниже.

Таблица 3 – Параметры расчета ФВР 240° на частотах ГНСС

Параметр	θ_r	θ_{m2}	θ_{s2}	Z_{m2}	Z_{s2}	$\Delta\varphi$	ΔF
Схемотехнический расчет	$0.68\lambda_0$	$0.3\lambda_0$	$0.073\lambda_0$	107 Ом	48 Ом	$\pm 0,6^\circ$	0,02 дБ
3D моделирование						$\pm 1,4^\circ$	0,23 дБ

Эффективность ФВР 240° не ниже 97%.

Схема питания, составленная из ФВР 120° и ФВР 240°, и ее характеристики будет исследована в разделе 2.5.2.

2.5.2. Малогабаритная трёхточечная схема питания

Предложена схема модификации делителя Шиффмана с тремя входами (рисунок 78) на основе объединения ФВР 120° и 240°, рассмотренных в предыдущем разделе. Из таблиц, приведенных выше, видно, что одно из плеч ФВР в виде простой МПЛ имеет длины (θ_r) равные $0,55\lambda_0$ и $0,68\lambda_0$ для двух случаев создания фазового смещения 120° и 240°. Разность этих значений $\theta_r' = \theta_r(240^\circ) - \theta_r(120^\circ)$ реализуем при помощи добавления отрезка МПЛ длиной θ_r' перед ФВР 240°. Таким образом, будет обеспечиваться наклон фазовых характеристик относительно ФЧХ общего элемента – простой МПЛ (Z_0, θ_r). Общая схема питания также имеет развязку плеч в виде конструкции делителя Уилкинсона.

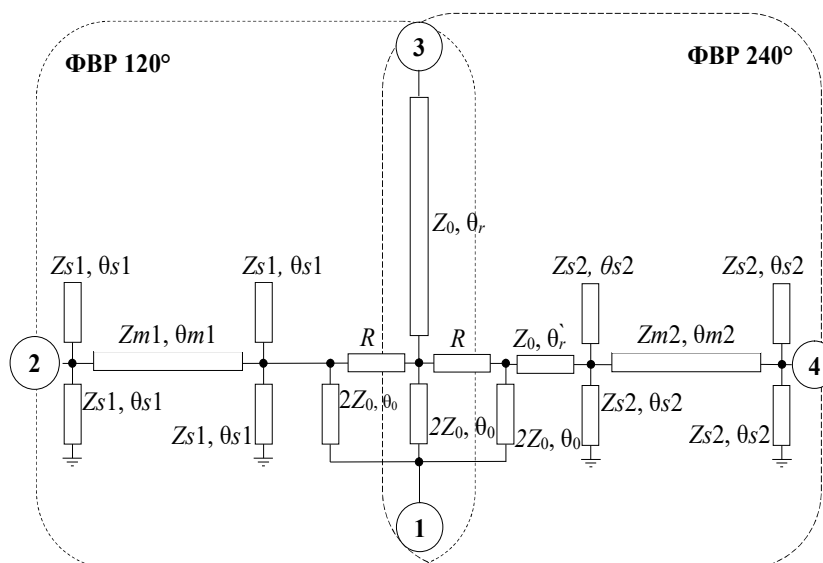


Рисунок 78 – Трёхточечная схема питания с равными амплитудами и фазами 0°, 120°, 240°

Для дальнейшего применения в составе с двухслойной ПА габариты схемы питания были уменьшены, чтобы обеспечить подвод питания к трем точкам, находящимся на окружности с радиусом $D/2$ (рисунок 79) по результатам расчетов раздела 2.4. Кроме того, схема питания, расположенная с обратной стороны экрана антенны не должна превышать габариты экрана диаметром $0,85\lambda_0$.

Как известно [98], уменьшение габаритов устройств СВЧ сказывается на их характеристиках. В том числе выполнение изгибов МПЛ приводит к деградации как фазовых, так и амплитудных характеристик. Во-первых, неоднородность в виде изгиба МПЛ изменяет полное сопротивление линии. Без компенсации изгиб добавляет шунтирующую емкость, ухудшающую согласование линии. Во-вторых, электрическая длина становится меньше при наличии изгибов в МПЛ.

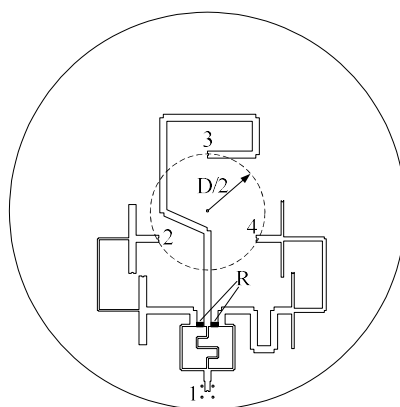


Рисунок 79 – Трехточечная компактная схема питания

Эта проблема может повлиять на характеристики фазы рассматриваемой схемы питания. В [99] рассмотрены некоторые типы 90° изгибов МПЛ (рисунок 80).

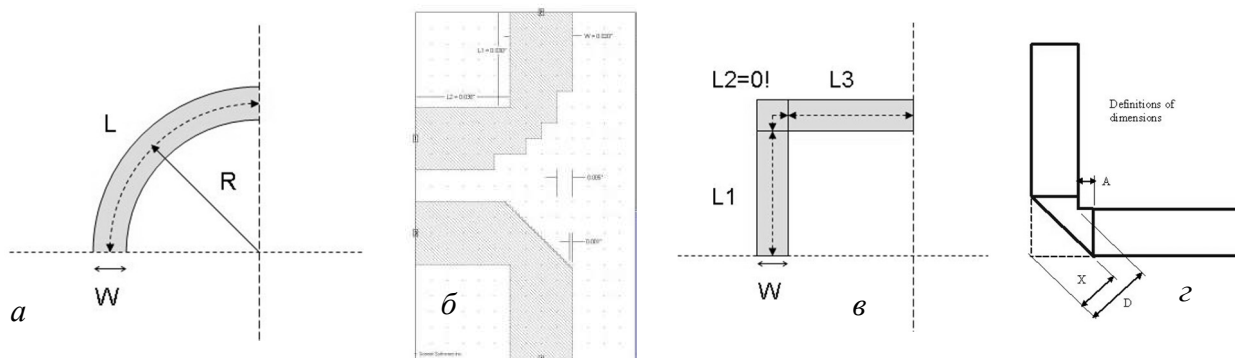




Рисунок 80 – Типы 90° изгибов МПЛ: радиусный (a), аппроксимированный срез (b), без среза (c, d), одинарный уголкового среза (e), прямоугольный уголкового среза (e)

Известны формулы для расчета изгибов МПЛ, указанные в [99]. Емкость, образованная изгибом, становится наиболее критичной на высоких частотах более 15 ГГц, при которой $|S_{11}|$ становится более -15 дБ. Исключим шунтирующую емкость путем выбора прямоугольного уголкового среза.

В модели были рассчитаны фазы всех участков МПЛ с изгибами и произведено сравнение с фазами прямых участков, недостающий фазовый набег внесен в корректирующую модель малогабаритной схемы питания. Подложка схемы питания та же, что и при исследовании ФВР 120° и 240° . Толщина МПЛ соответствует 1oz (35мкм). Результат корректирующей модели представлен характеристиками малогабаритной схемы питания, полученными при 3D моделировании (рисунки 81, 82).

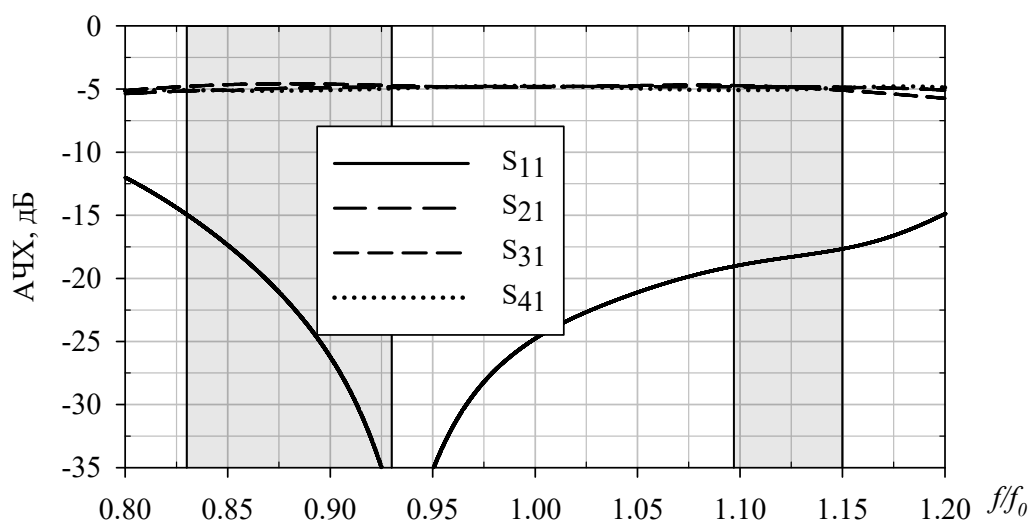


Рисунок 81 – АЧХ малогабаритной трехточечной схемы питания

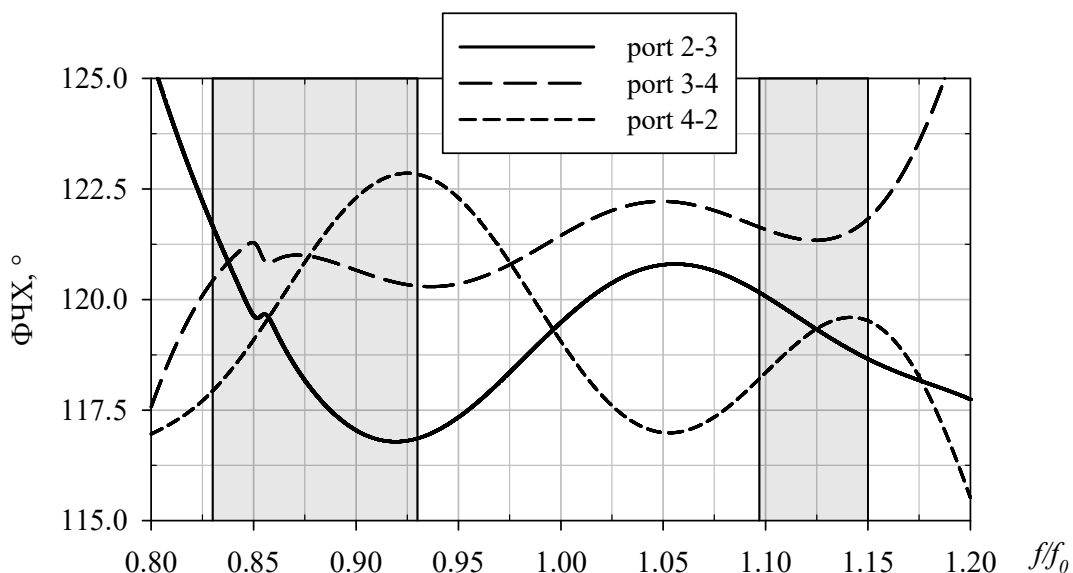


Рисунок 82 – ФЧХ малогабаритной трехточечной схемы питания

Таблица 4 – Параметры расчета корректирующей модели малогабаритной схемы питания на частотах ГНСС

Параметр	θ_r	$\Delta\varphi$	ΔF
3D моделирование	$0,13\lambda_0$	$\pm 3^\circ$	0,45 дБ

В таблице 4 приведены результаты исследования разброса АЧХ и ФЧХ схемы питания. Эффективность более 96,5%. Из проведенного исследования можно увидеть тенденцию потерь, вносимых схемой питания, в общем случае около 1,5% на плечо (0,065 дБ) с учетом прямых потерь в подложке RO4003С ($\text{tg}\delta=0,0027$). У интегральных сумматоров, как было отмечено выше, потери составляют около 9% (0,4 дБ) на плечо.

Вышеприведенный расчет характеристик трехточечной схемы питания демонстрирует возможность применения предложенной конструкции для антенн круговой поляризации с малыми прямыми и обратными потерями, а также высокой стабильностью амплитудно- и фазо-частотных характеристик.

2.6. Выводы

Основные результаты второй главы заключаются в следующем:

– Рассмотрены способы расширения полосы рабочих частот ПА. Выявлено ограничение рабочего диапазона частот при индуктивном возбуждении ПА.

Показана возможность увеличения полосы рабочих частот за счет уменьшения реактивной составляющей входного сопротивления с применением емкостного возбуждения ПА. Оценена эффективная диэлектрическая проницаемость подвешенной подложки печатной антенны.

– Исследовано влияние количества точек возбуждения ($N_r=2, 3, 4$) двухслойной ПА для создания круговой поляризации на амплитудные, фазовые характеристики направленности и поляризационные характеристики.

– Разработана конструкция планарной однослойной трехточечной схемы питания с высокой эффективностью и малым разбросом АЧХ и ФЧХ для диапазона частот ГНСС.

3. Широкополосная квадрупольная антенна объемного типа

Существуют различные конструкции ШП АЭ, формирующих поле круговой поляризации, как было отмечено в первой главе. Полный диапазон частот ГНСС Δf подразумевает перекрытие НЧ и ВЧ диапазонов и составляет 33%. Как многократно отмечалось [7], [13], [34], в ряде высокоточных приложений необходимо иметь антенну с общим входом (выходом) на всю совокупность радионавигационных сигналов. При этом антенна должна обладать малыми габаритами и обеспечивать формирование слабонаправленной ДН (т.н. столообразной ДН), при которой КУ в верхней полусфере составляет около 3 дБ, а в нижней – минимально возможный с резким перепадом усиления на скользящих углах. Задачи формирования ДН в верхней полусфере решаются выбором АЭ, а в нижней полусфере при помощи специального экрана. Как правило, АЭ ШП антенн круговой поляризации представляет собой 3х, 4х или 8ми элементную антенную решетку, составленную из монополей или диполей. То есть такая антенна, по своей сути, является многопортовой антенной. При этом в [100] предпочтение отдается монополям в виду меньшего общего габарита. В [34] рассмотрены конструкции АЭ из монополей, расположенных на сферической несущей, при этом не уделено внимание рассмотрению квадрупольного АЭ. Автором не обозначено взаимное влияние между элементами антенны, не оценена полная эффективность.

Сложность конфигурации схемы питания определяется количеством используемых монополей/диполей. Во многих известных работах [49], [50], [51] схема питания АЭ имеет сложную конструкцию объемного типа, с качественными характеристиками суммирования сигналов от элементов антенны, либо компактную и простую конструкцию, но с большими значениями разбросов АЧХ и ФЧХ или невысокой эффективностью.

Целесообразность, проведенного в данной главе, исследования обусловлена вышеперечисленными недостатками существующих антенн. В добавлении к этому будет проведено исследование способов улучшения поляризационных характеристик квадрупольной антенны для скользящих углов при помощи

пространственного поляризатора меандровой линии, а также исследование квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном для формирования резкого перепада усиления в области скользящих углов.

3.1. Полусферические аксиально-симметричные структуры

Рассмотрим АЭ, составленный из набора N_M сегментов/монополей, образующих полусферу радиусом $R1$ (рисунок 83). Система сегментов расположена над идеально проводящей поверхностью. Радиус полусферы будет определять рабочую частоту.

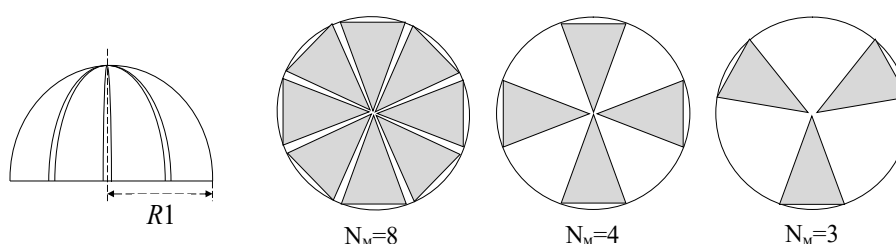


Рисунок 83 – АЭ, составленный из монополей с полусферической образующей с различным N_M

Перед тем, как произвести исследование совокупности системы монополей с учетом взаимовлияния, представляет интерес рассмотрение одного монополя на предмет согласования с фидером. Сегмент полусферы может быть приближенно представлен в виде плоского монополя треугольной формы с высотой h , основанием a и высотой над экраном p . Далее будет проведено исследование такого монополя для определения входного сопротивления.

3.1.1. Анализ влияния геометрии треугольного сегмента на входное сопротивление

Рассмотрим монополь треугольной формы, расположенный над бесконечной проводящей поверхностью на высоте p (рисунок 84). Высота монополя h соответствует четверти длины волны на частоте f_0 . Выполним расчет входного сопротивления в зависимости от параметров треугольного сегмента при помощи метода конечных элементов.

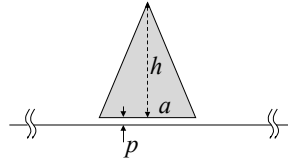
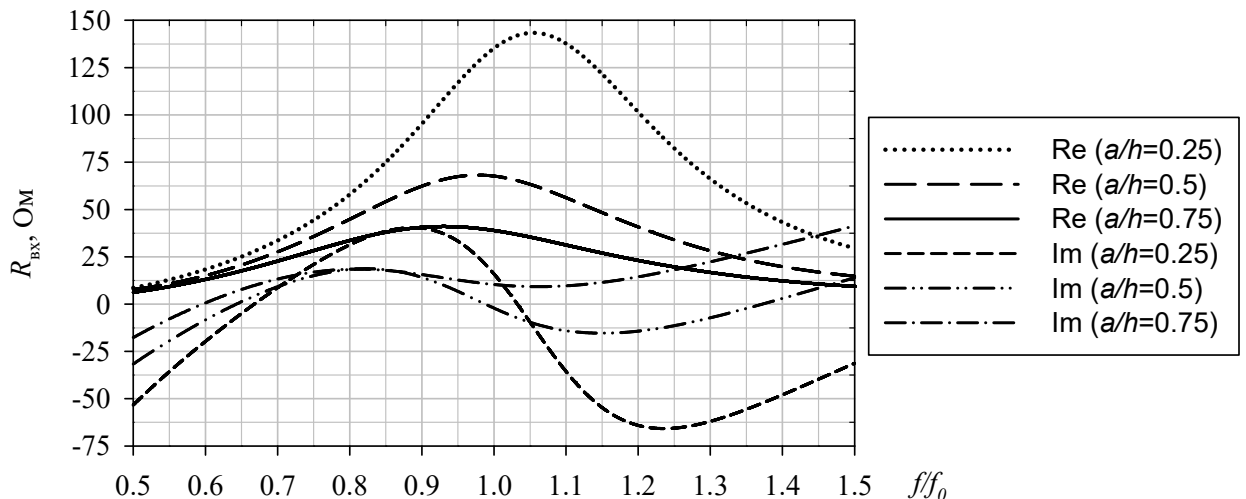


Рисунок 84 – Монополь треугольной формы

При уменьшении a/h увеличивается величина активной части входного сопротивления ($\text{Re}(Z)$), в свою очередь реактивная составляющая ($\text{Im}(Z)$) уменьшается и смещается в область положительных значений (приобретая индуктивный характер) рисунок 86. При увеличении p наблюдается рост $Z(\text{Re})$ и смещение $Z(\text{Im})$ в индуктивную область без изменений формы частотной зависимости.

Наибольшая ширина полосы частот по уровню $|S_{11}| < -10\text{дБ}$ при сопротивлении $Z_0=50$ Ом достигается для $a \approx 0,5h$, при этом увеличение высоты монополя над экраном расширяет полосу рабочих частот от 21% до 61% при изменении p от $2,3^{-3}\lambda_0$ (1мм) до $11,5^{-3}\lambda_0$ (3мм), при этом дальнейшее увеличение ведет к сужению Δf из-за роста индуктивной составляющей (рисунок 87). Анализ $|S_{11}|$ при сопротивлении $Z_0=50$ Ом выбран для дальнейшей простоты согласования с полосками схемы питания без дополнительных трансформаторов сопротивлений.

Рисунок 85 – Частотные зависимости входного сопротивления монополя при различных a/h , $p=2$

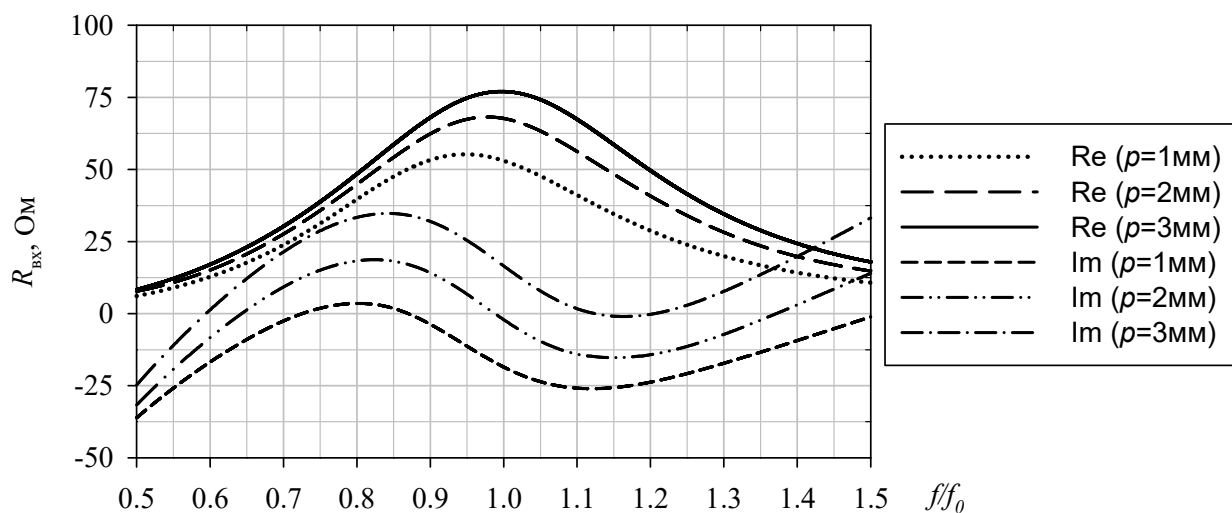


Рисунок 86 – Частотные зависимости входного сопротивления монополя при различных ρ , $a/h=0,5$

Важно отметить, что с ростом ρ происходит смещение рабочего резонанса в область высоких частот, как показано на рисунке 88. То есть, не изменяя электрических размеров монополя можно обеспечить работу на ВЧ подбором высоты монополя над экраном. При проектировании антенны ГНСС следует выбирать высоту такой, чтобы обеспечить работу на ВЧ резонансе, тем самым возможно уменьшение общего габарита антенны.

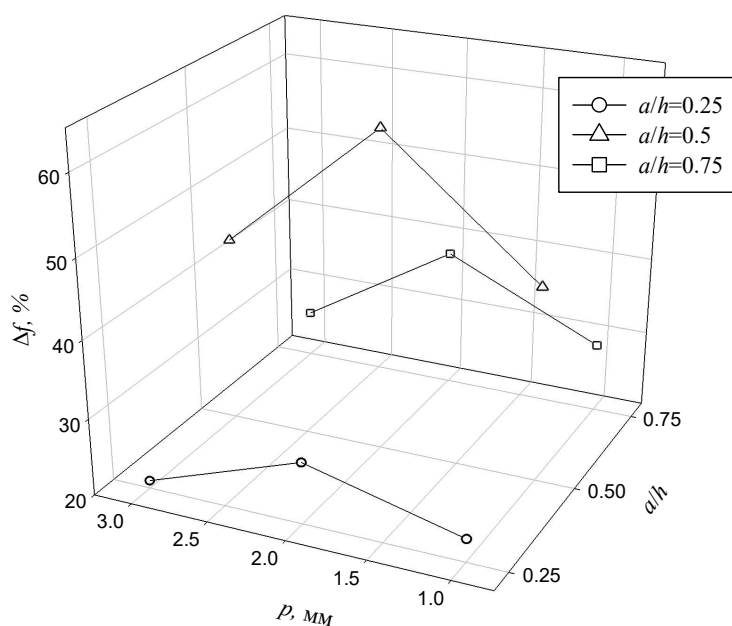


Рисунок 87 – Полоса частот монополя в зависимости от ρ и a/h .

На ВЧ диаграмма направленности монополя будет уже, чем на НЧ, но при компоновке нескольких монополей в АЭ сужение ДН не будет вносить значительный вклад в получение слабонаправленной ДН в верхней полусфере, как будет показано в следующем разделе.

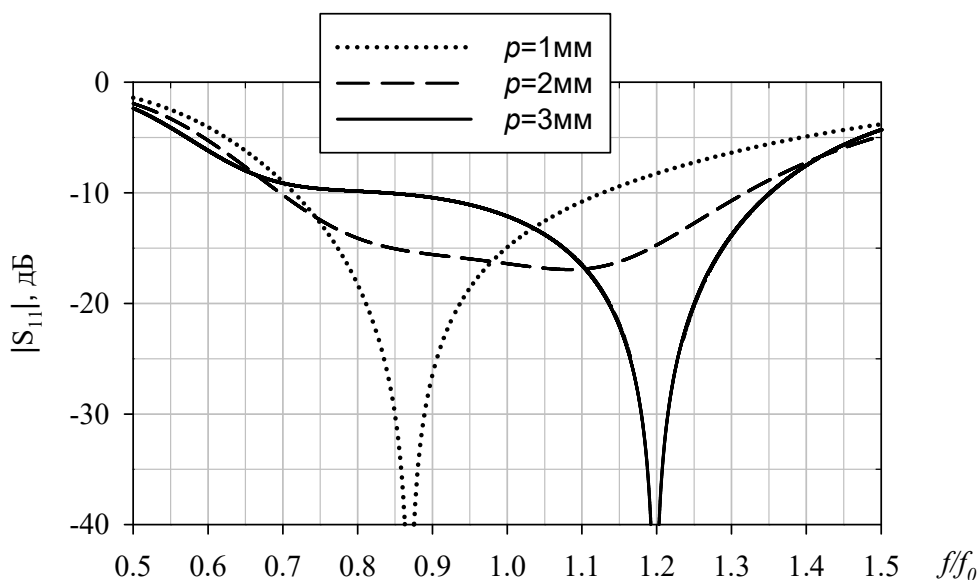


Рисунок 88 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ при различных p , $a/h=0,5$

Следует отметить, что при проектировании антенны, составленной из числа N_M таких монополей/сегментов, расположенных на полусферической образующей, вклад в полное сопротивление сегмента будут вносить взаимные параметры, а именно, реактивные составляющие в виде взаимной емкости и индуктивности, которые необходимо учитывать, следовательно, a/h и p могут быть вариативны в зависимости от N_M .

3.1.2. Оценка взаимной связи элементов полусферической формы

В [34] рассмотрены вопросы уменьшения реактивной составляющей входного сопротивления аксиально-симметричной структуры для $N_M=8$, а также характеристика направленности в азимутальной плоскости. Однако не приведено исследование частотных зависимостей полной эффективности и стабильности фазового центра.

Рассмотрим АЭ, составленный из сегментов при $N_M=3$, $N_M=4$, $N_M=8$ (рисунок 83). Полусферический АЭ обеспечивает форму ДН, близкую к столообразной, вплоть до скользящих углов. Предполагается, что система сегментов расположена над идеально проводящей поверхностью. Ток одного сегмента представлен в виде низшего колебания по углу места. Сегменты возбуждены низшей азимутальной гармоникой в виде волны, бегущей по азимуту для создания правой круговой поляризации. Реализовано равноамплитудное возбуждение сегментов с фазами:

- $[0^\circ, 120^\circ, 240^\circ]$ для $N_M=3$;
- $[0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ]$ для $N_M=4$;
- $[0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ, 225^\circ, 270^\circ, 315^\circ]$ для $N_M=8$.

Моделирование выполнено с использованием треугольной сетки с адаптацией (рисунок 89), расчет произведен в частотной области методом FEM.

В [34] отмечено, что для исключения паразитных мод колебаний, каждый из сегментов необходимо отсечь в области вершины треугольника, тем самым получить трапецевидную форму элемента, что, по сути, эквивалентно уменьшению a/h , либо увеличению $R1$.

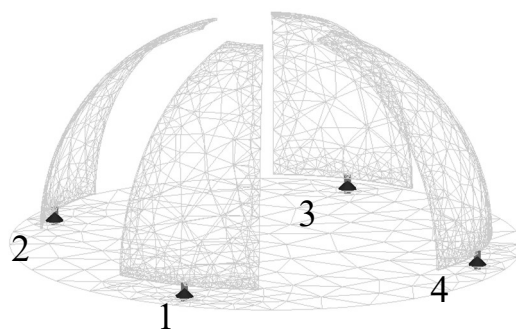


Рисунок 89 – Модель АЭ, $N_M=4$, треугольная расчетная сетка

Анализ Z-матриц сопротивлений с последующим рассмотрением матрицы рассеяния является графически сложным для восприятия ввиду множества кривых, особенно при высоких значениях N_M . В этой связи будет исследована полная эффективность антенны, обобщающая информацию о согласовании и взаимовлиянии элементов.

По аналогии с расчетом параметров многопортовой антенны, проведенным в разделе 2.4, произведена оценка полной эффективности при равноамплитудном возбуждении всех элементов для создания поля круговой поляризации с различным N_M (рисунок 90).

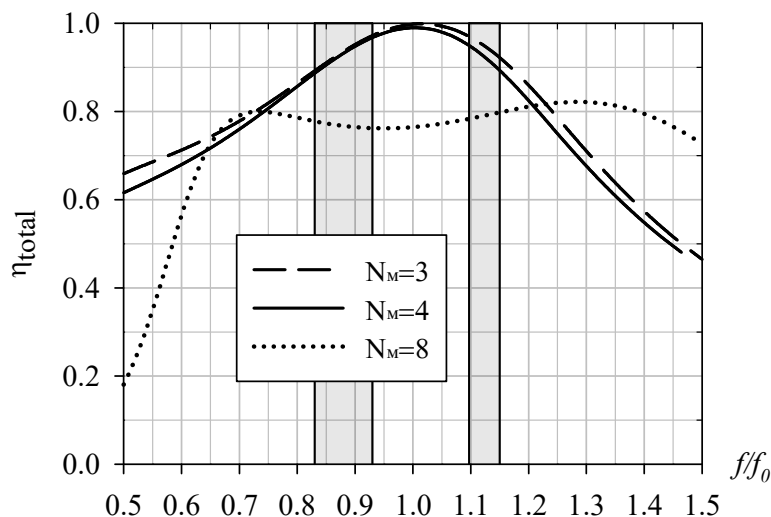


Рисунок 90 – Полная эффективность антенны с различным N_M

Полная эффективность более 90% в полосе частот не менее 33% для $N_M=3, 4$, и более 75% для $N_M=8$.

На рисунке 91 показана эффективность антенны с различным N_M , но при возбуждении только одного элемента, другие элементы нагружены на согласованную нагрузку. Из приведенной зависимости видно, что с увеличением количества монополей резко увеличивается взаимное влияние между ними, вследствие чего падает эффективность каждого из элементов в отдельности. Этим фактором можно обосновать меньшую полную эффективность при возбуждении антенны с $N_M=8$ по сравнению с $N_M=3, 4$.

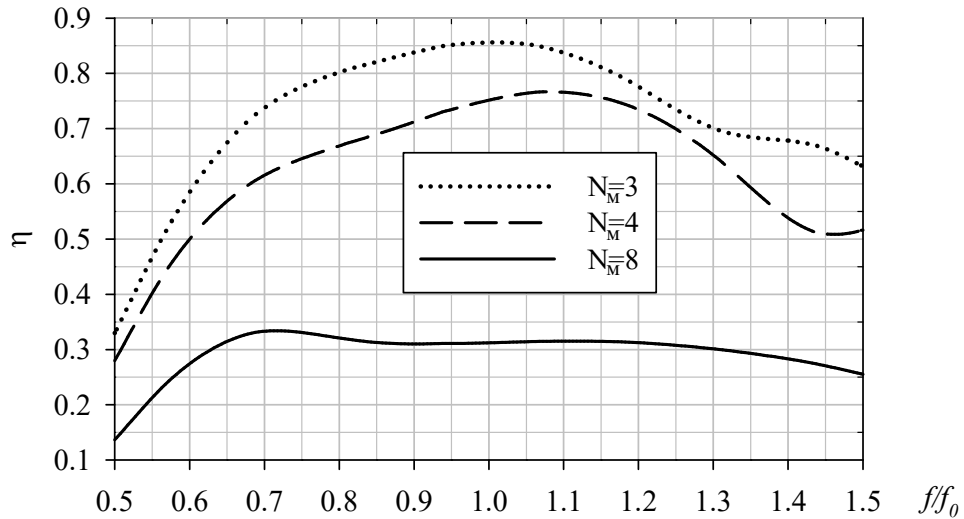


Рисунок 91 – Эффективность антенны с различным N_M , при возбуждении одного монополя

Кроме того, исследована зависимость СКО ФДН в верхней полусфере $\theta=[-90^\circ; 90^\circ]$ (рисунок 92).

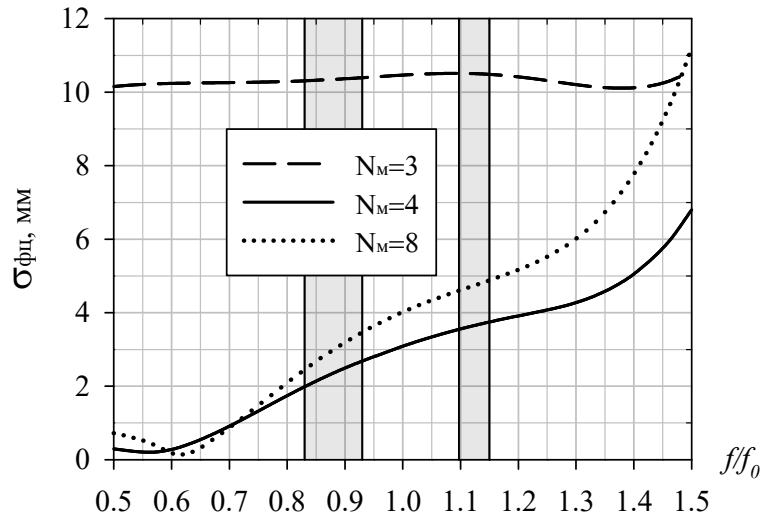


Рисунок 92 – Стабильность ФЦ антенны с различным количеством элементов N_M в диапазоне углов $\theta=[-90^\circ; 90^\circ]$

Наихудшее СКО ФДН в верхней полусфере $\theta=[-90^\circ; 90^\circ]$ наблюдается для антенны с $N_M=3$. Из работ Татарникова Д. В. известно, что азимутальная неравномерность амплитудной ДН при $N_M=3$ составляет около 5 дБ, а для $N_M=4$ менее 1 дБ (рисунок 19). В этой связи наиболее предпочтительным является использование АЭ с $N_M=4$.

3.1.3. Улучшение поляризационных характеристик квадрупольного антенного элемента

Как правило, поляризационные устройства СВЧ преобразуют линейную поляризацию в эллиптическую (в идеальном случае в круговую) или наоборот [101]. Однако, существуют задачи, в которых необходимо улучшить поляризационные характеристики, например, антенны круговой поляризации, где ограничения КЭ диктует конфигурация АЭ. Задачи подобного рода возникают в сфере антенн для спутниковых радионавигационных систем. Необходимость обеспечения поля круговой поляризации во всей сфере отмечалось многократно [7], [11], [34]. Кроме того, важно иметь высокую кросс поляризационную развязку на скользящих углах ($\theta=90^\circ\pm 10^\circ$), что позволяет уменьшить прием сигналов многолучевого переотражения, которое является основным источником ошибок позиционирования в ГНСС. В рамках данного раздела для решения задачи увеличения КЭ предложен поляризатор на основе меандровой линии.

Обратимся к теории известных на сегодняшний день работ по исследованиям поляризаторов меандрового типа [72], [73]. Геометрия поляризатора показана на рисунке 93 из которой можно выделить параметры поляризатора: a – период меандровой линии, b – период решетки, h – высота меандровой линии, w_1 – ширина линии, перпендикулярной оси Ox , w_2 – ширина линии, параллельной Ox .

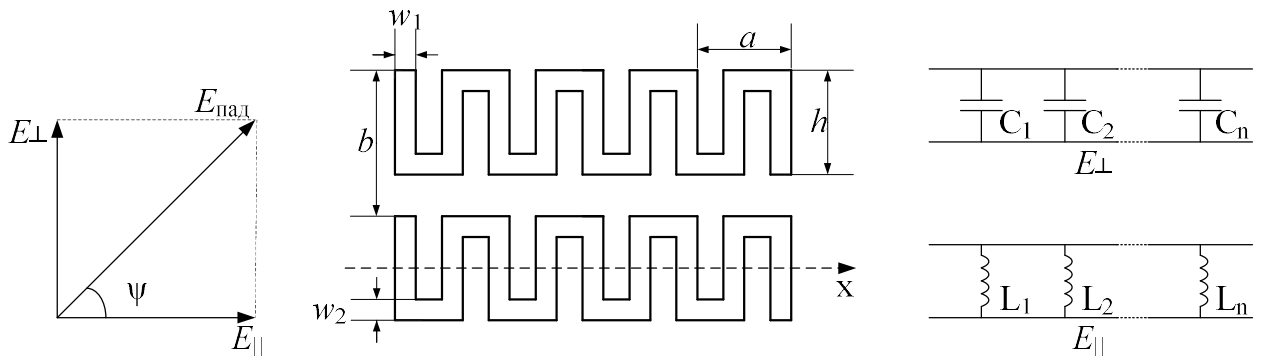


Рисунок 93 – Геометрия поляризатора на основе меандровой линии и эквивалентная схема для параллельной и перпендикулярной поляризации

Конфигурация плоскости меандровых линий является, по сути, емкостной для перпендикулярной компоненты E_{\perp} и индуктивной для параллельной E_{\parallel} . Волну $E_{\text{пад}}$, падающую под углом ψ по отношению к оси меандра OX можно представить разложением на E_{\perp} и E_{\parallel} . В этом случае плоскость меандровых линий является окном, которое обеспечивает опережение по фазе одной компоненты и запаздывание фазы другой ортогональной компоненты электрического поля (рисунок 94).

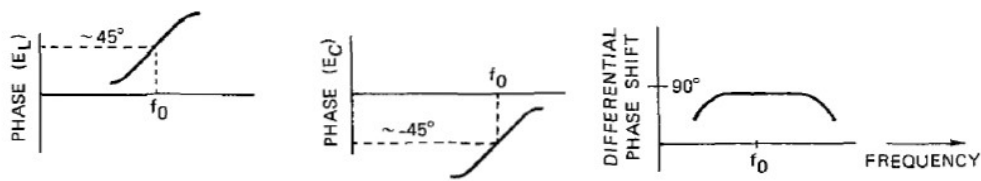


Рисунок 94 – Разность фаз ортогональных компонент $E_{\text{пад}}$

Сложность проектирования поляризатора состоит в определении реактивной (индуктивной и емкостной) проводимости для E_{\perp} и E_{\parallel} поляризаций по отношению к периоду и геометрии меандровой линии. В [74] приведены формулы, связывающие проводимости компонент меандровой линии и геометрические параметры поляризатора. Проводимость для компоненты E_{\perp} или моды E -типа:

$$Y_{\perp} = jB_{\perp} = j(B_C + B_L + B_{\parallel}), \quad (45)$$

которая состоит из трех компонент, первая соответствует горизонтальным сегментам меандра, параллельным оси OX , вторая – вертикальным сегментам, перпендикулярным оси OX и третья образована комбинацией вертикальных и горизонтальных сегментов, формирующих периодическую структуру.

Импеданс компоненты E_{\parallel} состоит из двух частей, первая возникает благодаря горизонтальным линиям сегмента меандровой линии, вторая образована вертикальным сегментом. Импеданс E_{\parallel} или моды H -типа:

$$Z_{\parallel} = jX_{\parallel} = j(X_1 + X_2). \quad (46)$$

В явном виде формулы для компонент проводимости и импеданса записаны в [72], а также получены геометрические размеры однослойного поляризатора, относительно частоты f_0 . Следует отметить, что однослойные поляризационные структуры типа меандровой линии имеют сравнительно узкую полосу рабочих частот порядка 10% в которой КЭ не менее 0,8. В [73] освещаются вопросы расширения полосы рабочих частот и исследование характеристик при возбуждении плоской волны, падающей под различными углами. Отмечено, что использование 4х слоев поляризатора меандровой линии с разделителями позволяет достичь полосы частот около 40% с КЭ более 0,8. Тем не менее, получение высокого КЭ с требуемыми фазовыми и амплитудными соотношениями ортогональных компонент электрического поля поляризатора меандровой линии значительно зависит от точности изготовления особенно в многослойных структурах. Поэтому ниже будет проведено исследование однослойного поляризатора меандровой линии с целью улучшения КЭ с малых значений от 0,2–0,7 до больших значений около 1.

Расчет характеристик периодических структур возможен с использованием теоремы Флоке, она позволяет получить гармоническое разложение любой функции, значения которой повторяются периодически с точностью до экспоненциального множителя. Теорема Флоке является, по существу, обобщением теории рядов Фурье для периодических функций. Использование теоремы Флоке сокращает исследование до анализа единичной ячейки распространяющейся моды поля, ТЕ и ТМ поляризаций. Теорема Флоке в комбинации с методом конечных элементов (FEM – finite element method) позволяет получать достаточно точные параметры матрицы рассеяния, а также производить анализ электромагнитного поля в дальней зоне.

В работе [102] в различных САПР выполнен анализ падения плоской волны на границу раздела двух сред и проведено сравнение численного решения с аналитическим, показана хорошая сходимость результатов. Для моделирования структуры бесконечного размера с периодически повторяющимися фрагментами были использованы каналы Флоке. Под каналом Флоке понимается часть

пространства, ограниченная стенками (см. рисунок 95), на которых установлены периодические граничные условия.

Задача исследования: на бесконечную в плоскости XOY периодическую структуру меандровых линий падает из верхнего полупространства плоская волна, требуется найти рассеянное структурой поле. Возбуждение меандровой структуры произведено при помощи плоской волны с круговой поляризацией ($KЭ=1$), т.е. решается обратная задача, при которой из круговой поляризации будем получать эллиптическую. Такой подход реализован из-за простоты возбуждения структуры полем E , поляризованным по кругу, при котором отсутствует необходимость дальнейшей постобработки результатов, как в случае возбуждения двумя низшими ортогональными модами TM_{00} и TE_{00} . Для построения поляризатора с малым $KЭ$, т.е. частично преобразовывающего энергию большой оси поляризационного эллипса в энергию малой оси, воспользуемся соотношениями параметров поляризатора меандровой линии из [72]. Расчет произведем методом конечных элементов с периодическими граничными условиями (единичная ячейка), при этом параметры поляризатора следующие: $a=\lambda_0/5$, $h=\lambda_0/5,5$, $w_1=w_2=\lambda_0/31$, h/b – изменяемый параметр.

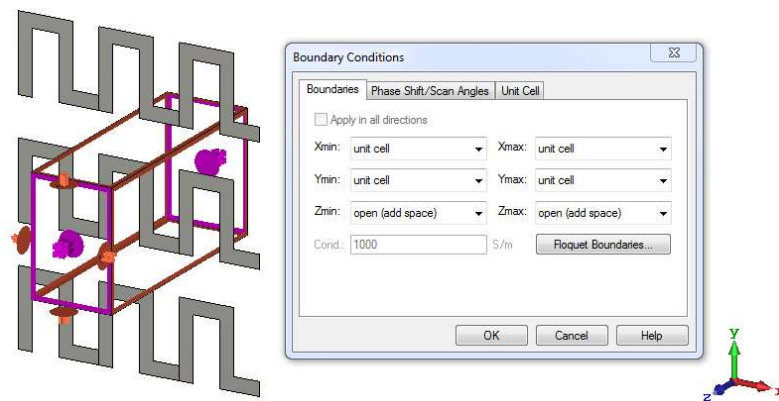


Рисунок 95 – Изометрический вид ячейки исследуемого поляризатора меандровой линии с окном установки граничных условий

В результате моделирования получены зависимости $KЭ$ волны, прошедшей через структуру и $|S_{11}|$ от h/b (рисунок 96).

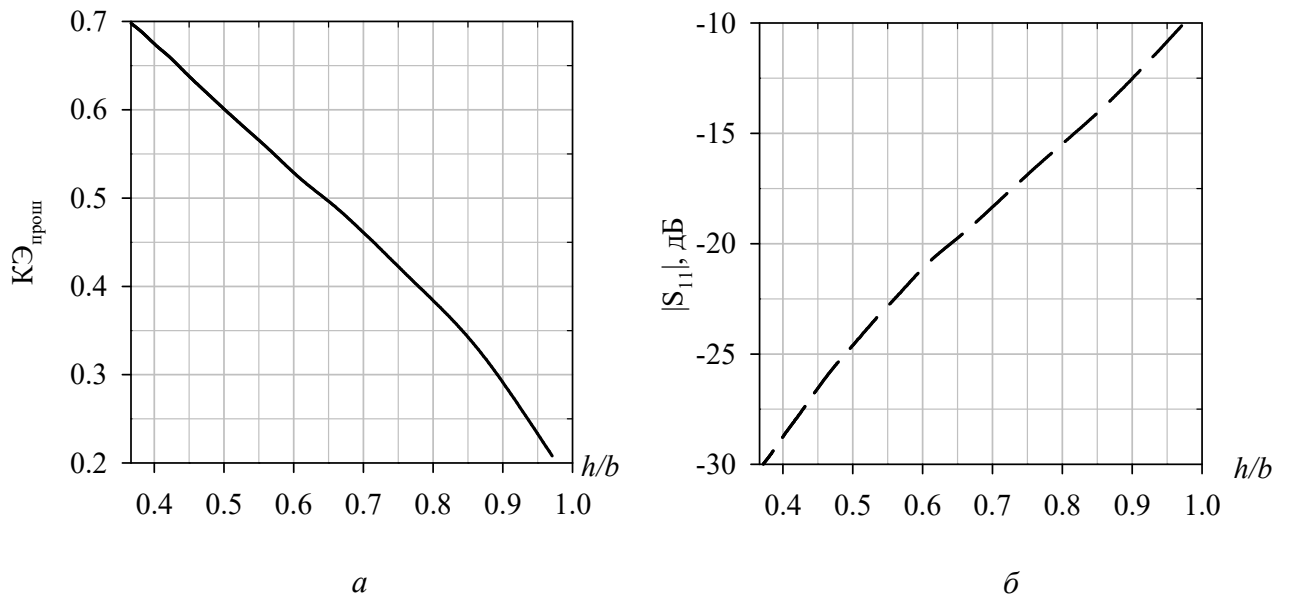


Рисунок 96 – Зависимость КЭ прошедшей волны (а) и $|S_{11}|$ (б) от h/b на частоте f_0

Анализируя графики, важно отметить, что для получения волны с $KЭ=1$ достаточно изменять соотношение h/b от 0,37 до 0,97 с соответствующим изменением КЭ падающей волны 0,7-0,2. При этом $|S_{11}|$ не менее -10дБ [103].

Помимо анализа структуры меандровой линии при помощи ячейки Флоке возможно решение прямой задачи, при которой возбуждение структуры организовано плоской волной эллиптической поляризации с различным КЭ менее единицы. Произведем анализ структуры решетки меандровой линии ограниченных размеров с длиной $11a$ ($2\lambda_0$) и шириной из восьми линеек. Возбуждение структуры будет организовано падением плоской волны эллиптической поляризации с $KЭ_{\text{прош}}$ и h/b согласно рисунку 96, а. В отличие от возбуждения структуры меандра круговой поляризацией (обратная задача) при эллиптической поляризации важно выбрать угол наклона поляризационного эллипса α (рисунок 98) равным $\psi=45^\circ$ (рисунок 93) относительно оси OX для разложения вектора электрического поля большой оси эллипса на ортогональные составляющие E_{\perp} и E_{\parallel} . Угол наклона поляризационного эллипса 45° относительно линеек меандра показан на рисунке 97. На рисунке 99 показана зависимость малого КЭ падающей волны, преобразованного в высокий КЭ прошедшей через поляризатор волны с соответствующим изменением h/b .



Рисунок 97 – Падение плоской волны эллиптической поляризации на решетку поляризатора меандровой линии (главный вид)

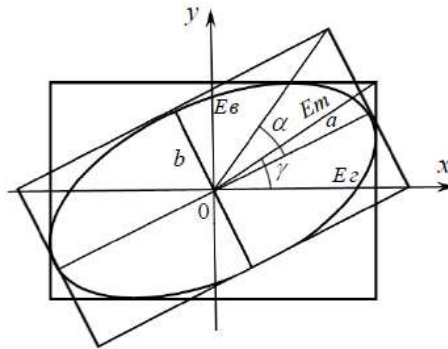


Рисунок 98 – Поляризационный эллипс

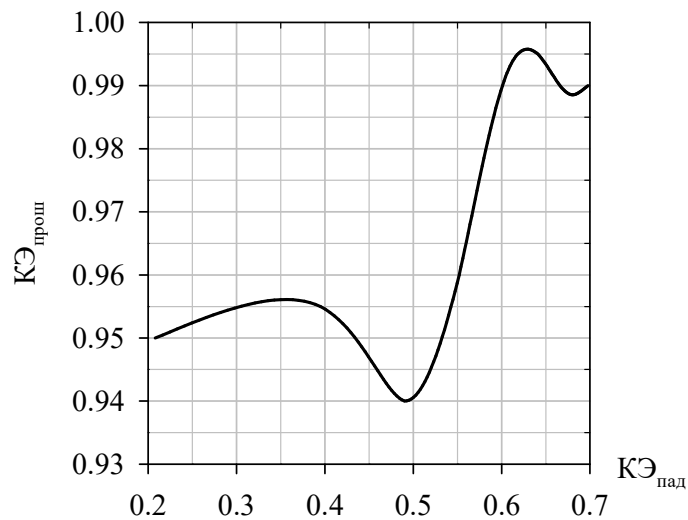


Рисунок 99 – Зависимость КЭ прошедшей волны от КЭ падающей волны на частоте f_0

Получена эллиптическая поляризация с КЭ более 0,94. КЭ не равен единице, так как рассматривалась решетка поляризатора ограниченных размеров и возможны краевые эффекты, уменьшающие КЭ. Тем не менее, полученные значения КЭ при решении прямой и обратной задачи очень схожи. Перспективным представляется исследование поляризатора для квадрупольной антенны.

3.1.4. Квадрупольный антенный элемент с цилиндрическим поляризатором меандровой линии

Поляризатор на основе меандровой линии нередко располагают на цилиндрической поверхности для преобразования поля линейной поляризации полуволновых диполей [101], [104] в круговую. Для эффективного преобразования электрического поля линейной поляризации необходимо наличие плоского (в данном случае цилиндрического) фазового фронта электромагнитной волны с малой неравномерностью амплитуды. Задача исследования заключается в исследовании цилиндрического поляризатора меандровой линии для квадрупольного АЭ с целью увеличения КЭ на скользящих углах.

Максимум частотной зависимости среднего КЭ в верхней полусфере у квадрупольной антенны определяется размером её экрана. Определим размер экрана равным $0,63\lambda_0$, при котором максимум характеристики КЭ сосредоточен около частоты $f/f_0=0,9$ (сплошная кривая на рисунок 108). Таким образом, интересным представляет повышение КЭ для скользящих углов на частотах верхнего диапазона ГНСС Δf_1 .

На рисунке 100 показана квадрупольная антенна с поляризатором на основе меандровой линии. Сначала определим радиус цилиндрической поверхности d , на которой будет расположен поляризатор. В [101] отмечено, что расстояние от полуволнового диполя до поляризационной поверхности следует выбирать немного большим $0,5\lambda_0$, где фазовый фронт волны слабо зависит от углов азимута. Определим расстояние от квадрупольного АЭ, при котором амплитуда и фаза имеют малую неравномерность.

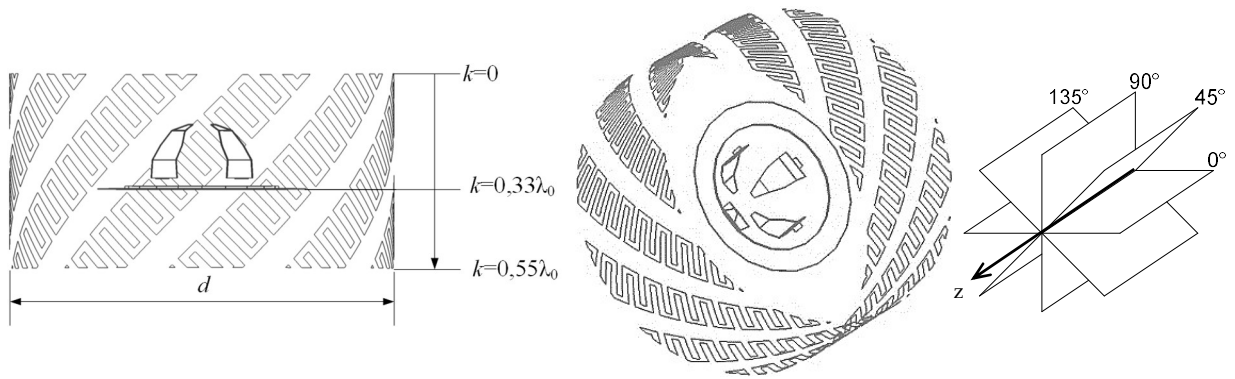


Рисунок 100 – Квадрупольная антенна с поляризатором и исследуемые плоскости азимутальных углов 0° , 45° , 90° , 135°

На рисунках 101-102 показаны изменения амплитудно-фазовых характеристик по азимуту в плоскости экрана квадрупольного АЭ для компоненты поля правой круговой поляризации.

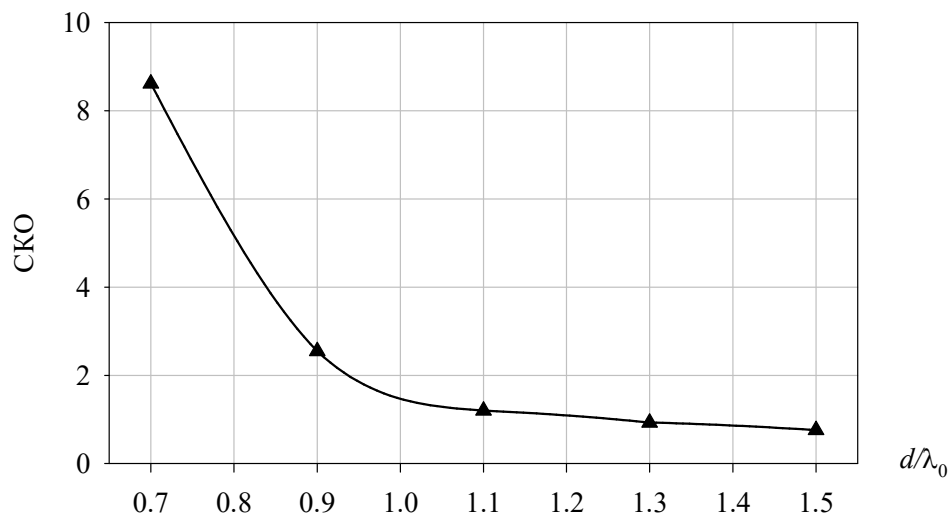


Рисунок 101 – СКО фазы поля в плоскости экрана квадрупольного АЭ на расстоянии d/λ_0 для углов азимута $\varphi=[0^\circ; 360^\circ]$, $f/f_0=1,15$

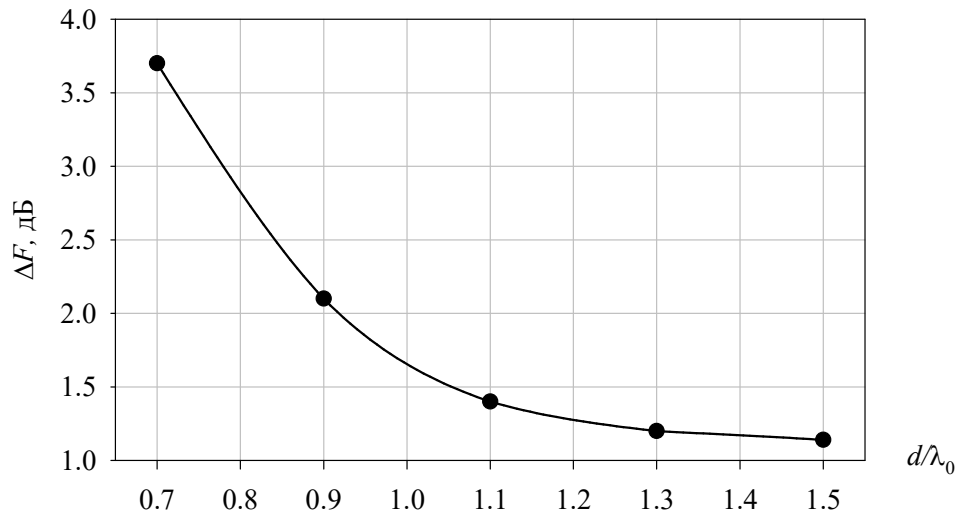


Рисунок 102 – Неравномерность амплитуды поля в плоскости экрана квадрупольного АЭ на расстоянии d/λ_0 для углов азимута $\varphi=[0^\circ; 360^\circ]$, $ff_0=1,15$

СКО фазовой ДН и неравномерность амплитуды нелинейно зависят от расстояния до АЭ с точкой излома около значения $d/\lambda_0=1,1$. Следовательно, диаметр поляризатора более значения $1,1\lambda_0$ выбирать не целесообразно.

Высота поляризатора меандровой линии k определяется равномерностью амплитудно-фазовых характеристик вдоль OZ (рисунок 100), расстоянием d/λ_0 от геометрического центра АЭ, а также от исходного КЭ. На рисунке 103 приведена зависимость КЭ(θ) на частоте $ff_0=1,15$, из которой следует, что имеется область (выделена на рисунке овалом), в которой КЭ изменяется в небольших пределах около значения 0,45 в диапазоне углов $\theta=[70^\circ-105^\circ]$, которые соответствует изменению высоты поляризатора k от 0 до $0,55\lambda_0$ с отсчетом k , как показано на рисунке 100.

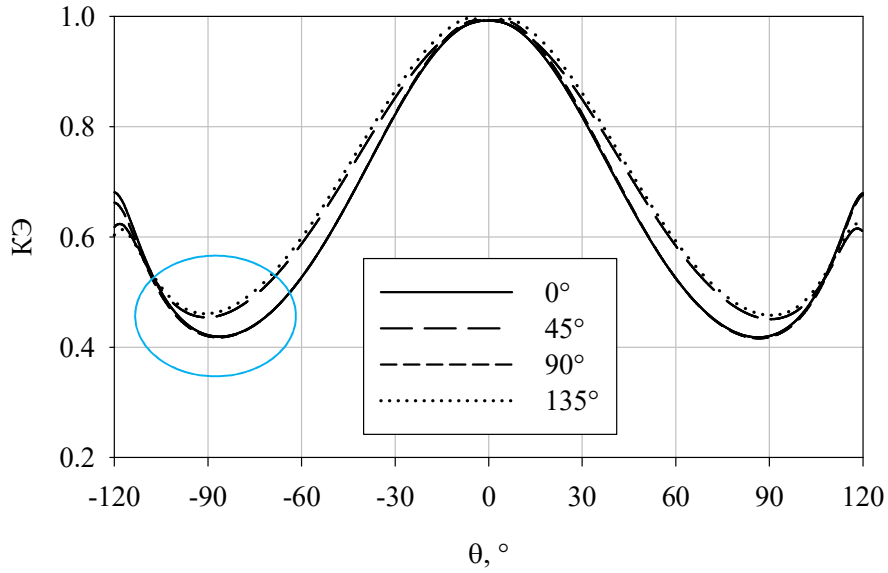


Рисунок 103 – КЭ в диапазоне углов $\theta = [-120^\circ; 120^\circ]$, $\varphi = [0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ]$ квадрупольного АЭ, $f/f_0 = 1,15$

Плоскость экрана соответствует $k = 0,33\lambda_0$. Для $k = 0,55\lambda_0$ построим зависимость амплитуды и фазы поля вдоль OZ на расстоянии $d/\lambda_0 = 1,1$ (рисунок 104).

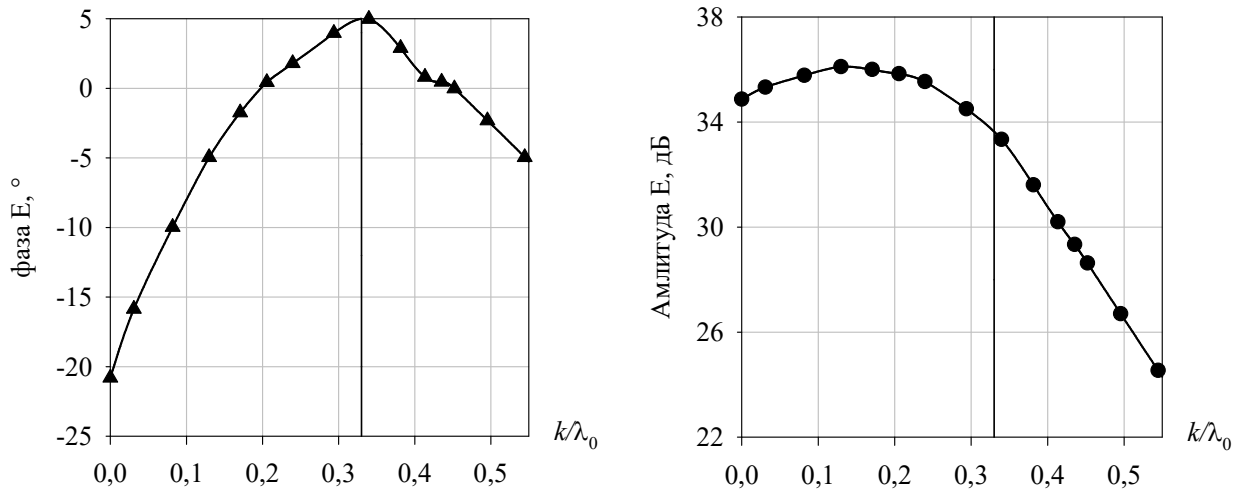


Рисунок 104 – Амплитудные (слева) и фазовые (справа) характеристики антенны без поляризатора вдоль OZ при $d/\lambda_0 = 1,1$

У АЭ в верхней полусфере наблюдается малая неравномерность амплитуды, но значительные изменения фазы вдоль OZ , обратная ситуация в нижней полусфере.

Воспользуемся расчетами раздела 3.1.3 для построения цилиндрического поляризатора. Значение исходного КЭ падающей волны примем равным 0,45, при этом отношение $h/b=0,75$ (рисунок 96, а), $k=0,55\lambda_0$, $d/\lambda_0=1,1$. Ниже, на рисунках 105-107, показаны угловые зависимости КЭ на верхней и нижней частотах ГНСС для антенны с поляризатором и без.

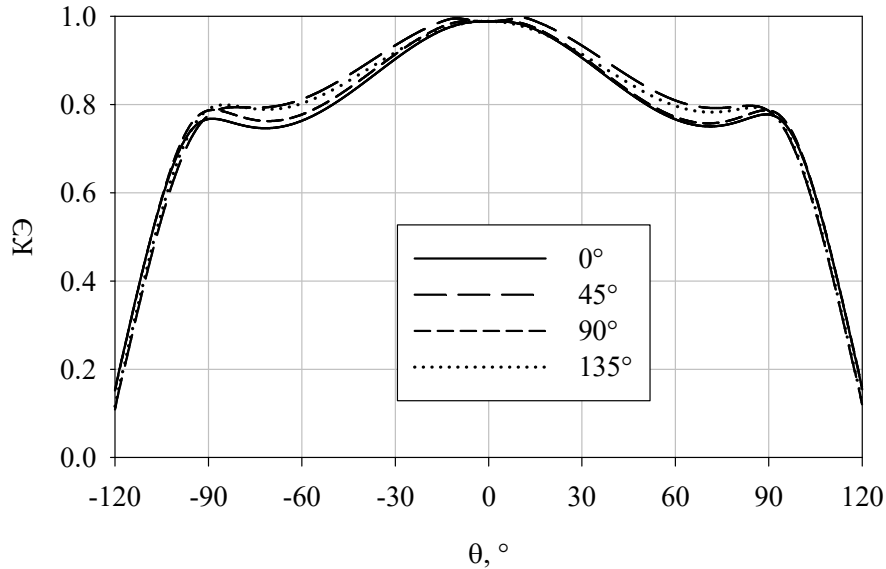


Рисунок 105 – КЭ в диапазоне углов $\theta=[-120^\circ; 120^\circ]$, $\varphi=[0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ]$ квадрупольного АЭ, $f/f_0=0,83$

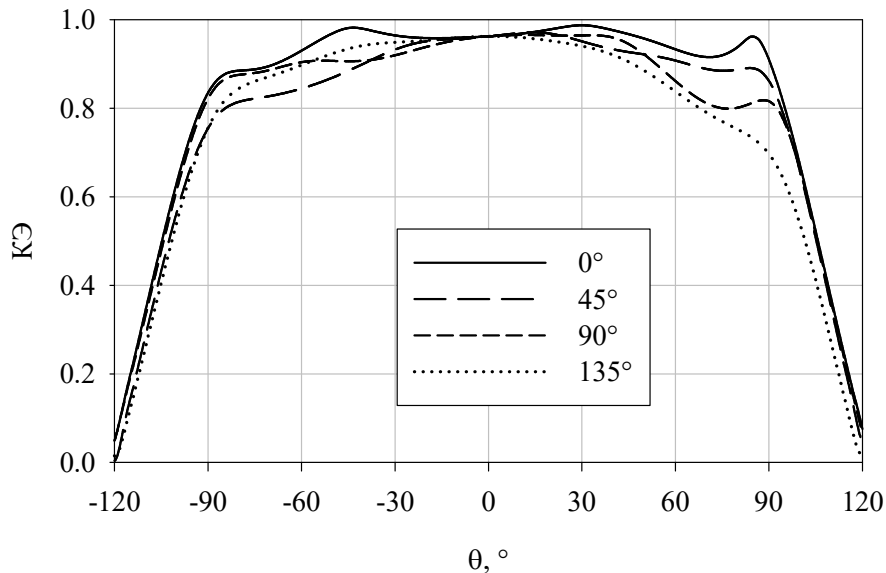


Рисунок 106 – КЭ в диапазоне углов $\theta=[-120^\circ; 120^\circ]$, $\varphi=[0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ]$ квадрупольного АЭ с поляризатором, $f/f_0=0,83$

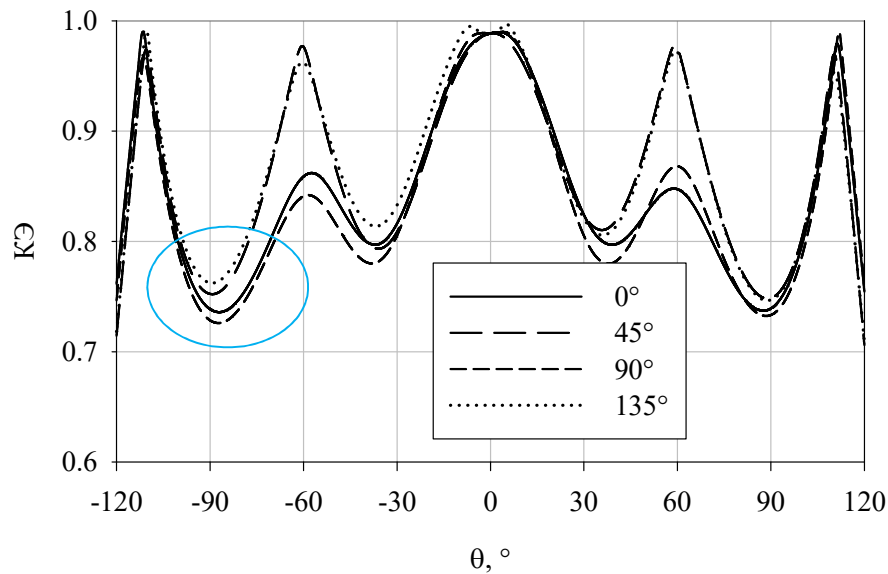


Рисунок 107 – КЭ в диапазоне углов $\theta = [-120^\circ; 120^\circ]$, $\varphi = [0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ]$ квадрупольного АЭ с поляризатором, $f/f_0 = 1,15$

Анализ КЭ, в том числе в области скользящих углов, показывает, что при помощи поляризатора на основе меандровой линии удалось достичь увеличения КЭ квадрупольной антенны на ВЧ. На НЧ отсутствует изменение КЭ для антенны с поляризатором.

График частотной зависимости среднего КЭ для скользящих углов, рассчитанный методами FEM и FIT показан на рисунке 108.

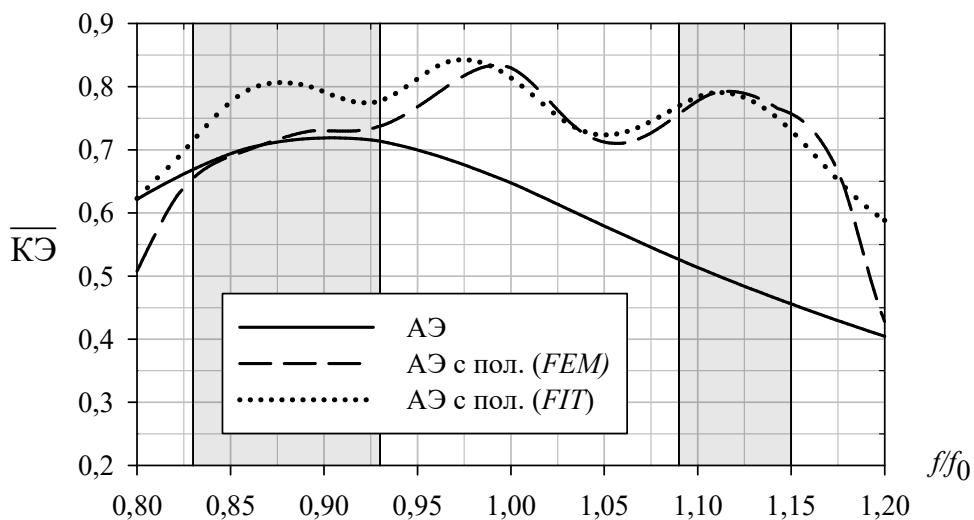


Рисунок 108 – Усредненный КЭ в диапазоне углов $\theta = [80^\circ; 100^\circ]$, $\varphi = [0^\circ; 360^\circ]$, рассчитанный методами FEM и FIT для антенны с поляризатором и без

Следует отметить, что увеличение КЭ прослеживается не только на верхней частоте, но и во всем ВЧ диапазоне ГНСС [105].

3.2. Построение высокоэффективной схемы питания

Радиус экрана квадрупольного АЭ должен быть около четверти длины волны на частоте $f/f_0=1$ для дальнейшей комбинации АЭ и экрана с сохранением высокой стабильности ФЦ [17], [50]. Таким образом, особенность разработки схемы питания для квадрупольного АЭ заключается в обеспечении сравнительно малого радиуса с сохранением высокой эффективности. В этой связи состав четырехточечной схемы питания квадрупольного АЭ из одного противофазного и двух квадратурных ФВР потребует многослойной реализации с межслойными переходами. При этом приоритетным является отсутствие в схеме питания вертикальных подложек, с целью уменьшения циклов изготовления, и интегральных сумматоров, имеющих высокие потери.

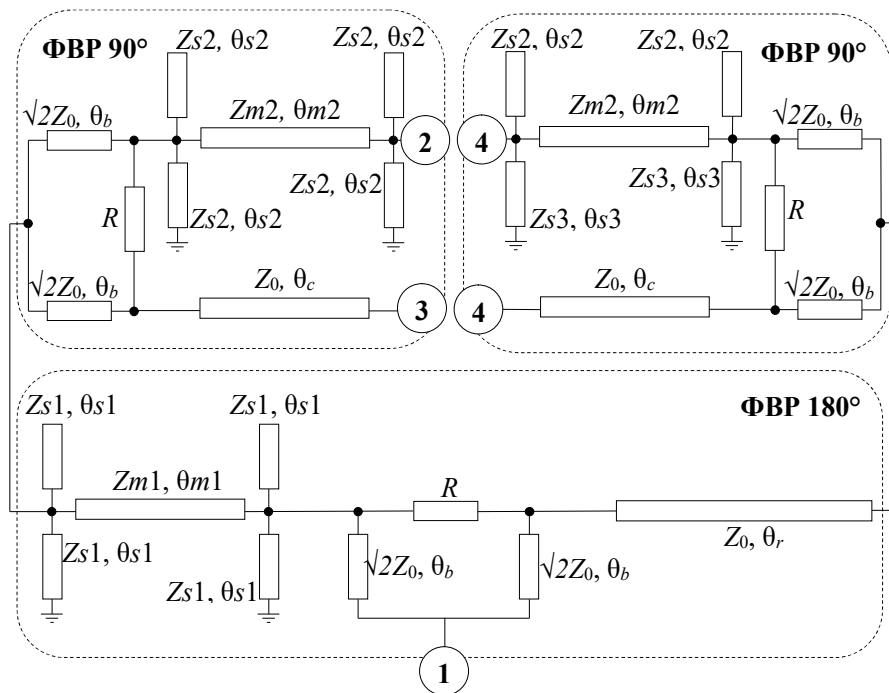


Рисунок 109 – Гибридная четырехточечная схема питания с фазами 0° , 90° , 180° , 270°

В разделе 2.5 было проведено моделирование трехточечной схемы питания. Исследование четырехточечной схемы питания произведем по такому же принципу. На рисунке 109 представлена четырехточечная схема на основе

комбинации трех ФВР и цепи Уилкинсона для развязки плеч. Первоначальный выбор волновых сопротивлений Z_{m1} , Z_{m2} , Z_{s1} , Z_{s2} определим по графику на рисунке 71 с дальнейшей оптимизацией схемотехнической модели по критерию минимального разброса АЧХ и ФЧХ в полосе исследуемых частот.

Следующим шагом выступает 3D моделирование предложенной конструкции, задача которого состоит в оценке потерь и характеристик схемы питания. На рисунке 110 показана компактная реализация четырехточечной схемы питания.

Обеспечивается равное деление мощности между четырьмя выходами с задержкой по фазе 90° для каждого последующего плеча в полосе рабочих частот ГНСС. Схема питания выполнена в двухслойной реализации для уменьшения габаритов антенны. Экран двух слоев схемы питания является общим. Диаметр подложки не превышает 96 мм (менее $\lambda_0/4$).

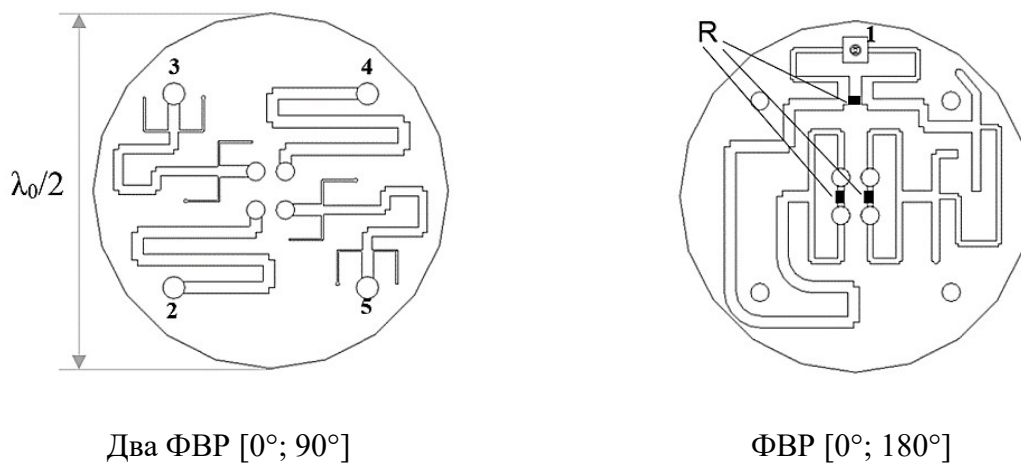


Рисунок 110 – Микрорисловосковое исполнение компактной двухслойной четырехточечной схемы питания (верхний слой слева, нижний справа)

По результатам моделирования для четырехточечной схемы питания искажения на рабочих частотах составляют не более 0,5 дБ по амплитуде и $\pm 5^\circ$ по фазе. Эффективность схемы питания выше 95%.

3.3. Квадрупольный антенный элемент с высокоимпедансным экраном

Экран антенны спутниковой радионавигации является основным элементом, определяющим свойства ДН под низкими углами к горизонту и способность

антенны к подавлению отражений от подстилающей поверхности рельефа. Оба эти фактора совместно определяют точность и устойчивость работы системы позиционирования [34].

Экраны антенн ГНСС для минимизации переотражений можно классифицировать по принципу действия на проводящие (англ. ground plane (GP)) и высокоимпедансные (англ. high impedance structure (HIS)), а также их комбинацию – полупрозрачные экраны, по форме – на плоские, вогнутые, выпуклые, по размеру на малые (диаметр до 1λ) и большие (выше 1λ). Наиболее простой способ уменьшения ДОИ состоит в использовании металлического (проводящего) экрана, расположенного за антенной. Проводящие экраны большого электрического размера могут искажать как фазовую, так и амплитудную ДН антенны. Наибольший интерес представляет анализ высокоимпедансных экранов, уменьшение ДОИ в которых сопровождается повышением стабильности ФЦ и увеличением кросс-поляризационной развязки [7]. Важное свойство высокоимпедансных поверхностей состоит в уменьшении амплитуды поверхностных волн, благодаря формированию искусственного импеданса из проводящих областей. Наличие канавок широко известной структуры choke ring формирует поверхность с высоким сопротивлением, как показано пунктиром на рисунке 111, *а*. Принцип действия высокоимпедансной поверхности вида choke ring описан в разделе 1.3.2.

Известен экран в виде решетки стержней [64], основы функционирования которого подобны структуре choke ring. В [106] отмечено, что решетка стержней обладает меньшей на 30% крутизной частотной зависимости поверхностного сопротивления в сравнении с choke ring, и, возможно ее использовании на всех частотах ГНСС. Экран решетки стержней показан на рисунке 111, *б*.

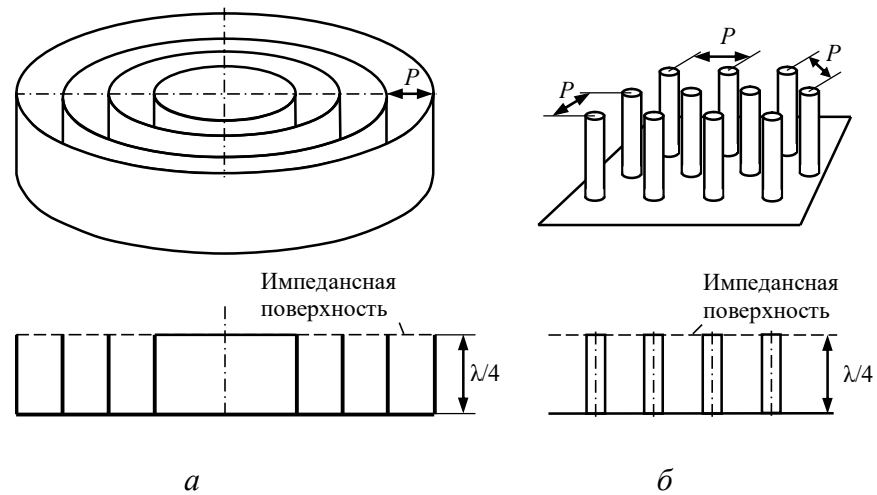


Рисунок 111 – Высокоимпедансная поверхность: choke ring (а), решетка стержней (б)

В [34] проведено исследование грибоподобной высокоимпедансной структуры, анализ показал, что при достаточно высоком импедансе структуры уровень ДН ненаправленного источника в направлениях, близких к касательным к экрану, практически не зависит от импеданса и определяется только размером экрана. В свою очередь ДОО перестает зависеть от импеданса экрана для любых углов возвышения, если этот импеданс достаточно велик. Это обстоятельство снижает требования к характеристикам импедансной поверхности.

Кроме того, в [34] проведено исследование плоских проводящих экранов малого и большого размера для применений в ГНСС. Тем не менее, авторы сконцентрировали внимание на исследовании ДОО в целом. Неоднократно отмечалась важность резкого перепада КУ в области скользящих углов для антенн ГНСС, поэтому к исследованию предлагается анализ экранов большого электрического размера с целью расчета крутизны ДН на скользящих углах $\theta=[80^\circ;100^\circ]$, отношения DU и Γ_U для высокоимпедансного и проводящего экранов.

3.3.1. Анализ поля квадрупольного антенного элемента с экраном большого электрического размера

Как экран вида «choke ring», так и решетка стержней являются емкостными высокоимпедансными поверхностями. При этом решетка стержней имеет более

простую технологию изготовления. Реактивный импеданс поверхности решётки стержней имеет гиперболическую частотную зависимость с максимумом на фиксированной частоте (рисунок 112, б). Для частот ГНСС эта частота выступает нижней границей полосы частот Δf_2 (1160 МГц). Согласно рисунку 112, б на верхних частотах ГНСС импеданс поверхности уменьшается [7]. Находят применение высокоимпедансные поверхности с несколькими резонансами поверхностного сопротивления, но для электрически больших экранов второй резонанс не является обязательным, как было отмечено выше.

Для оценки зависимости средней крутизны ДН ($F'(\theta)$) для скользящих углов проведем анализ антенной системы, состоящей из квадрупольного АЭ ($N_m=4$), рассмотренного в разделе 3.1.2 и высокоимпедансного экрана решетки стержней диаметром R/λ_0 (рисунок 112, а). При этом собственный экран АЭ лежит в плоскости импедансной поверхности, отмеченной пунктиром на рисунке 112, а. Кроме того, проведем сравнение с АЭ на проводящем экране. В этом случае изменение диаметра проводящего экрана R/λ_0 будет соответствовать изменению собственного экрана АЭ. Более того, исследуем частотные зависимости DU , ГУ.

Для получения максимального импеданса на нижней частоте ГНСС шаг решетки стержней составляет $P=\lambda_H/8$, высота стержней $\lambda_H/4$, где λ_H – длина волны на нижней частоте Δf_2 . Диаметр стержней много меньше длины волны $\lambda_H/4$. Исследование $F'(\theta)$ проведем на верхней ($f/f_0=1,15$) и нижней ($f/f_0=0,83$) граничных частотах диапазона Δf .

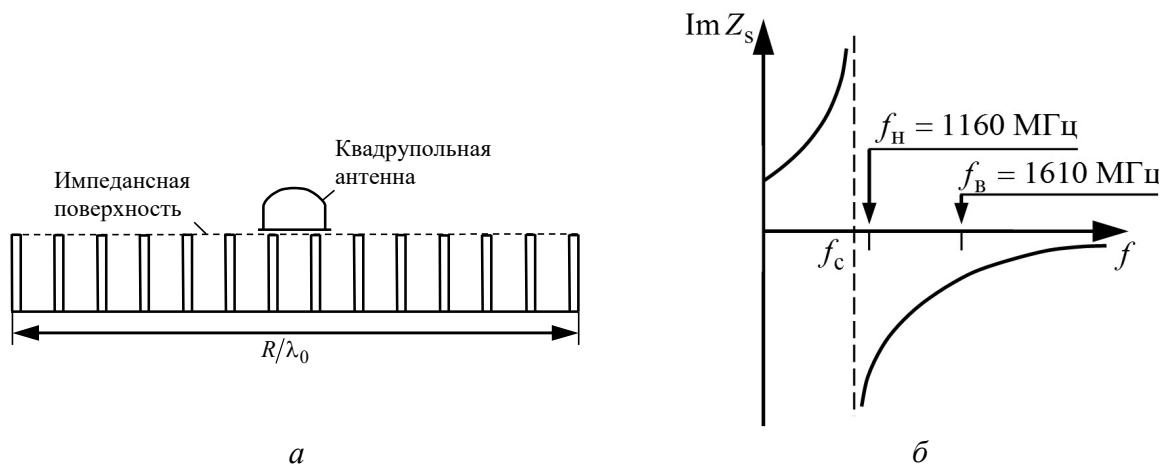


Рисунок 112 – Емкостная высокоимпедансная поверхность решетки стержней (а) и частотная зависимость ее реактивного сопротивления (б)

Расчет АС выполнен при помощи техники конечного интегрирования (FIT) во временной области. Для формирования одинакового поверхностного импеданса для всех направлений тока вдоль плоскости высокоимпедансного экрана выбрано расположение стержней по треугольной сетке, как показано на рисунке 111, б. ДН являются первичным результатом исследования, вторичный результат состоит в постобработке данных, а именно, отношение DU вычислим по формуле (5), среднюю крутизну ДН на скользящих углах определим, как:

$$\bar{F}'_{\theta} = \frac{\sum_{\theta=80}^{100} [F(\theta) - F(\theta + 1)]}{20} \quad (47)$$

шаг по углу $\theta=1^{\circ}$.

Электрический размер экрана в длинах волн на верхней частоте бóльший, нежели на нижней частоте. Поэтому, при построении графиков крутизны ДН в зависимости от диаметра экрана для разных частот по горизонтальной оси будем откладывать диаметр на той частоте, которой соответствует график, т.е. для $f/f_0=1,15 R/\lambda_{\text{в}}$, а для $f/f_0=0,83 R/\lambda_{\text{н}}$, $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны на верхней частоте Δf_1 . Таким образом можно провести анализ характеристик на соответствие.

В виду симметрии ДН отображение диаграмм направленности проведем для углов $\theta=[0^{\circ}; 180^{\circ}]$, где $\theta=0^{\circ}$ зенит, $\theta=90^{\circ}$ горизонт. На рисунках 113 и 114 приведены ДН на верхней и нижней граничных частотах ГНСС для антенны с высокоимпедансным экраном переменного радиуса $R/\lambda_0=1-20$.

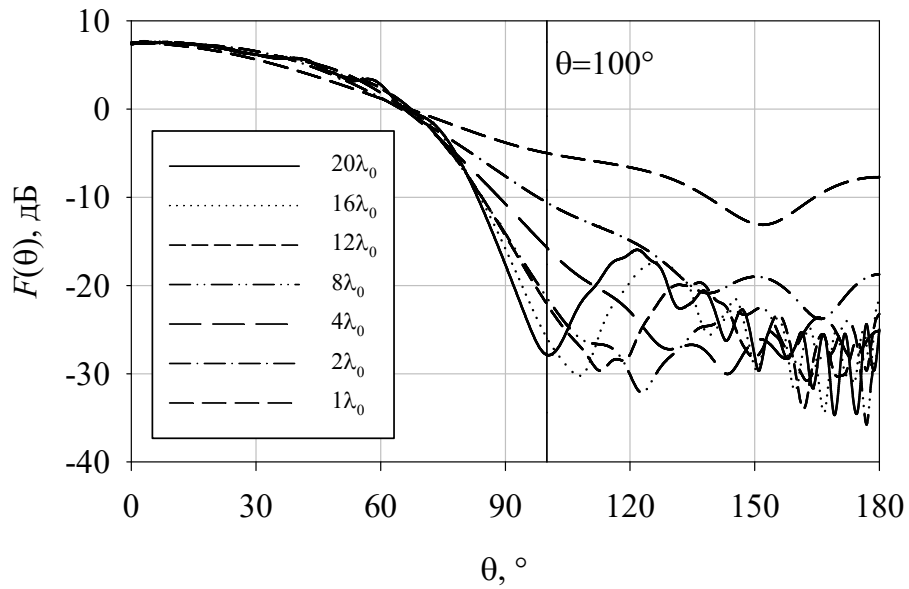


Рисунок 113 – ДН квадрупольного АЭ над высокоимпедансным экраном на частоте $f/f_0=1,15$

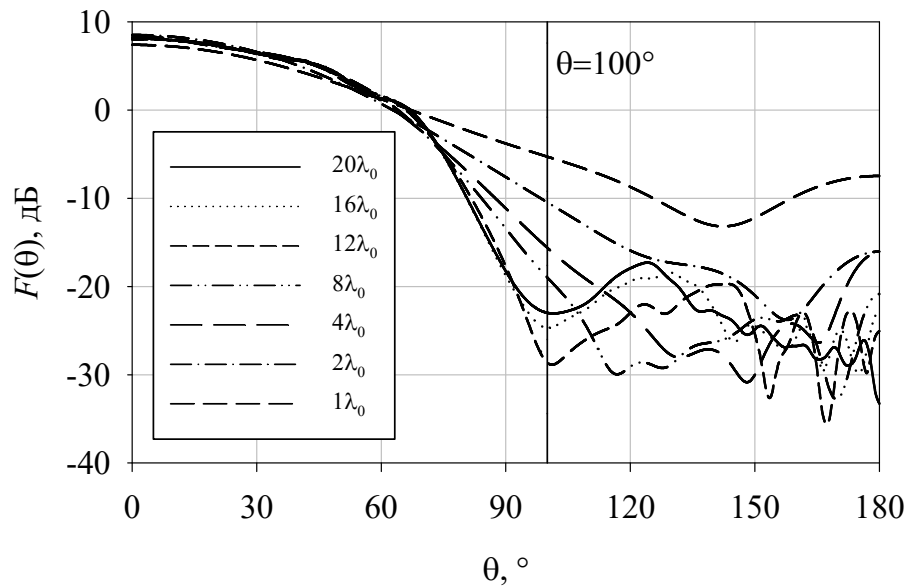


Рисунок 114 – ДН квадрупольного АЭ над высокоимпедансным экраном различного диаметра на частоте $f/f_0=0,83$

Важно отметить фактическое отсутствие воздействия высокоимпедансного экрана на ДН квадрупольного АЭ в верхней полусфере. Первый минимум ДН на НЧ (рисунок 114) перемещается в сторону $\theta=100^\circ$, затем уменьшается с увеличением диаметра экрана. Этим можно объяснить всплеск зависимости крутизны ДН на НЧ от диаметра экрана при $R/\lambda_0=12\lambda_0$, показанной на рисунке 115.

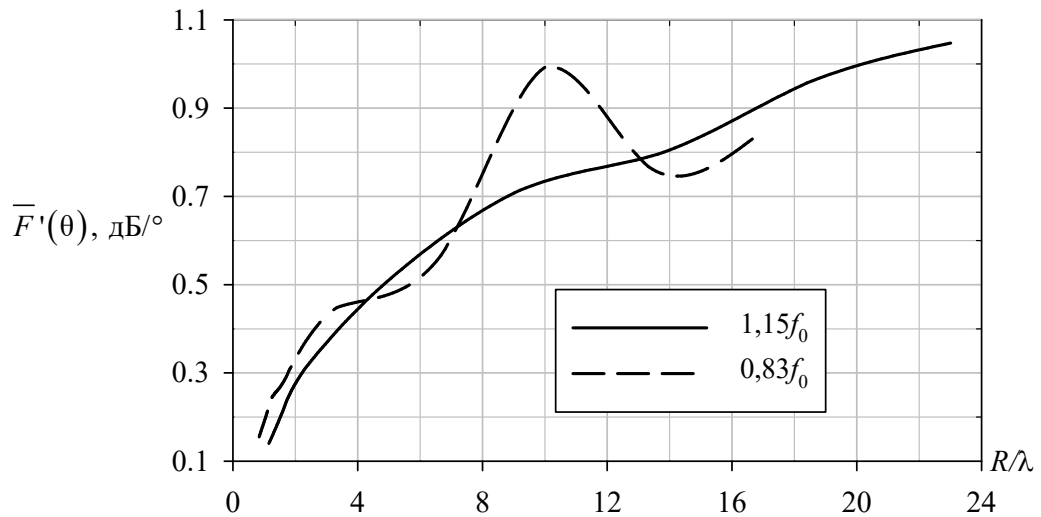


Рисунок 115 – Зависимость $\bar{F}'(\theta)$ от R/λ для квадрупольного АЭ над высокоимпедансным экраном

Подробный анализ крутизны ДН для скользящих направлений (рисунок 115) показывает, что с увеличением диаметра высокоимпедансного экрана крутизна быстро возрастает, затем изменяется слабо. Результаты как на одной, так и на другой частоте схожи в области малых R/λ_0 , следовательно, запас емкостного импеданса решетки стержней достаточен во всем диапазоне Δf .

На ВЧ первый минимум ДН (рисунок 113) также стремится к углу $\theta=100^\circ$, но достигает этого значения только при $R=20\lambda_0$.

Угловые зависимости отношения DU , представленные на рисунках 116 и 117, подтверждают выводы, сделанные выше исходя из ДН и их крутизны для скользящих углов. Таким образом, различные характеристики позволяют проследить преимущество экрана диаметром $12\lambda_0$ на НЧ.

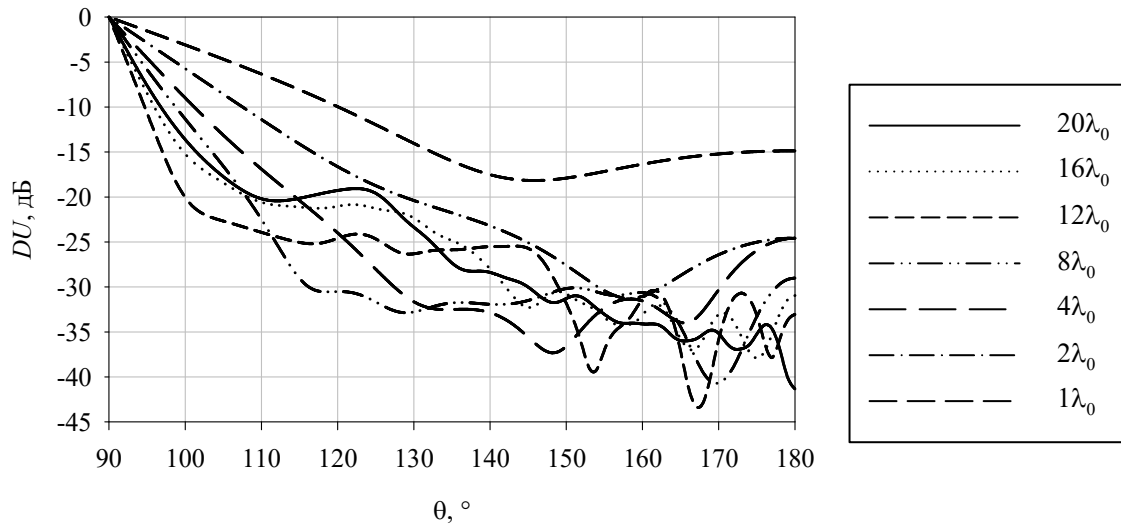


Рисунок 116 – Отношение DU для квадрупольного АЭ с высокоимпедансным (HIS) экраном $f/f_0=0,83$

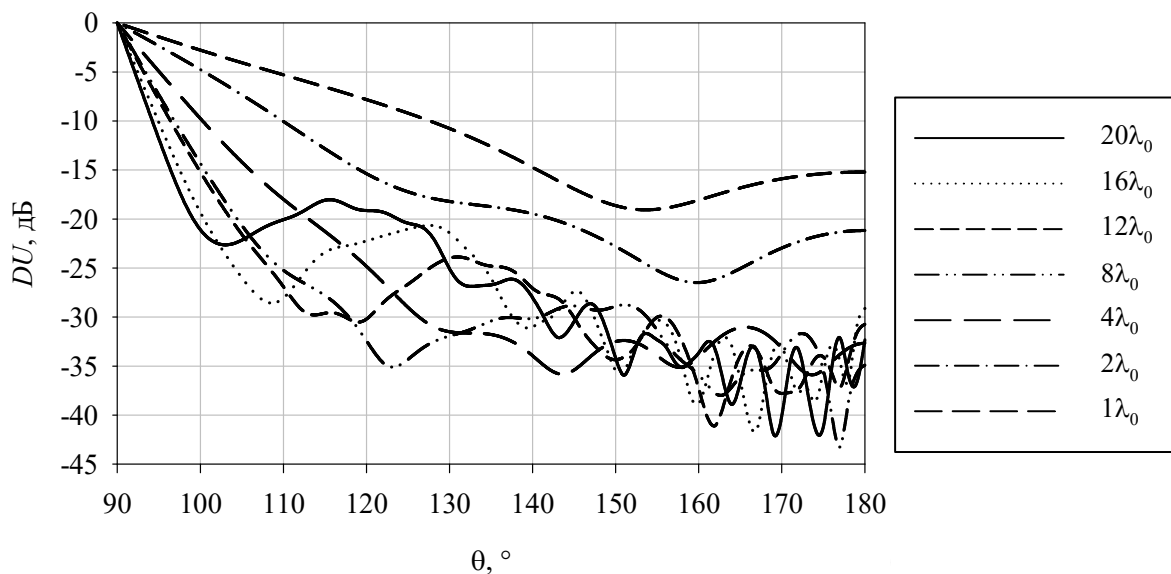


Рисунок 117 – Отношение DU для квадрупольного АЭ с высокоимпедансным (HIS) экраном различного диаметра, $f/f_0=1,15$

Значение производной ДН квадрупольного АЭ над проводящим экраном (рисунок 118) для НЧ и ВЧ имеют схожее поведение с характеристиками высокоимпедансного экрана. Однако максимальные значения крутизны ДН высокоимпедансного экрана при $R=20\lambda_0$ почти двукратно превышают значения в случае с обычным проводящим экраном.

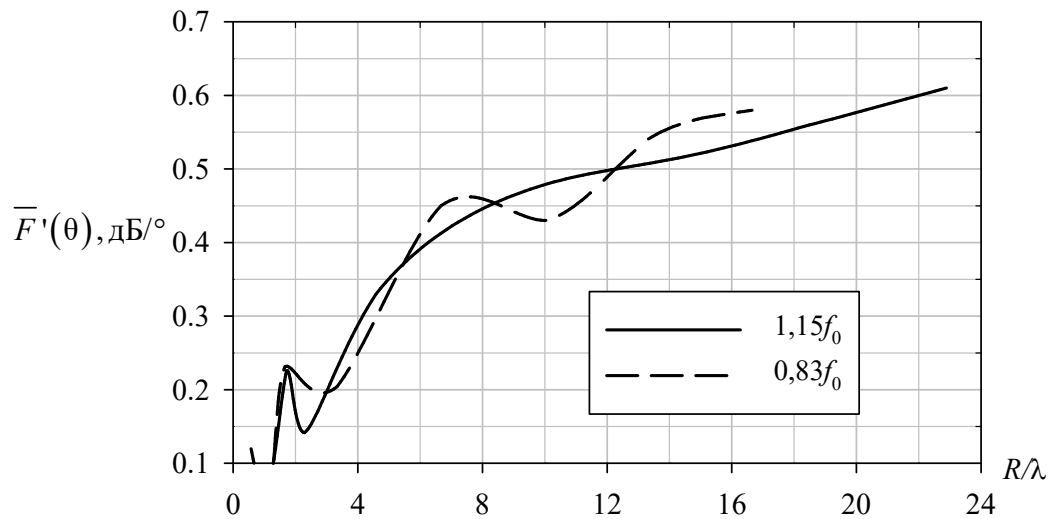


Рисунок 118 – Зависимость $\overline{F}'(\theta)$ от R/λ для квадрупольного АЭ над проводящим экраном

Кроме того, за пределами скользящих углов, как в нижней, так и верхней полусфере ДН квадрупольного АЭ над проводящим экраном при $R > 1\lambda_0$ имеет значительную изрезанность, сформированную противофазными токами кромки экрана (рисунок 119). Этот факт делает затруднительным применение проводящих экранов для квадрупольного АЭ.

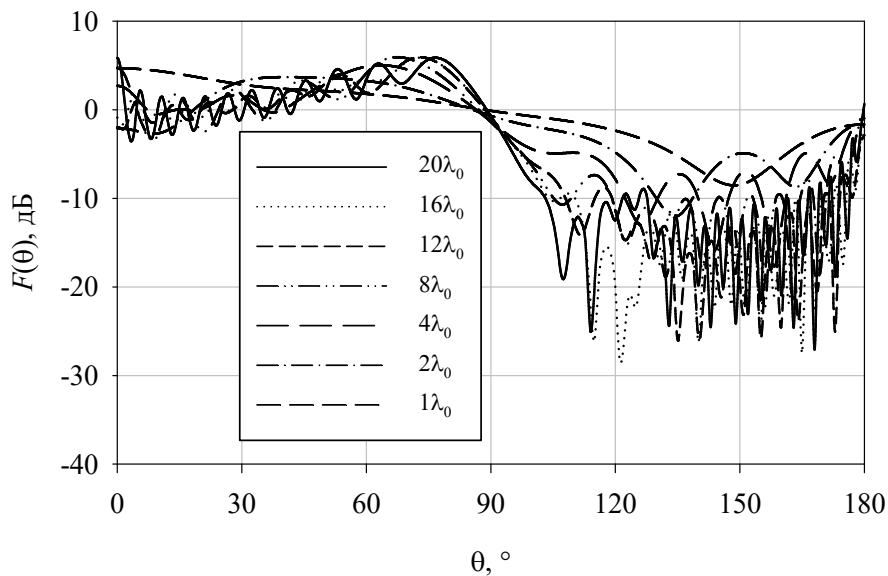


Рисунок 119 – ДН квадрупольного АЭ над проводящим экраном на частоте $f/f_0=1,15$

Увеличение R/λ_0 не сопровождается значительным изменением КМ для квадрупольного АЭ с проводящим экраном (рисунок 120). В случае высокоимпедансного экрана это отношение быстро возрастает, и максимально в

районе значения $R=8\lambda_0$, затем имеет место небольшой спад из-за роста первого бокового лепестка ДН (рисунки 113 и 114).

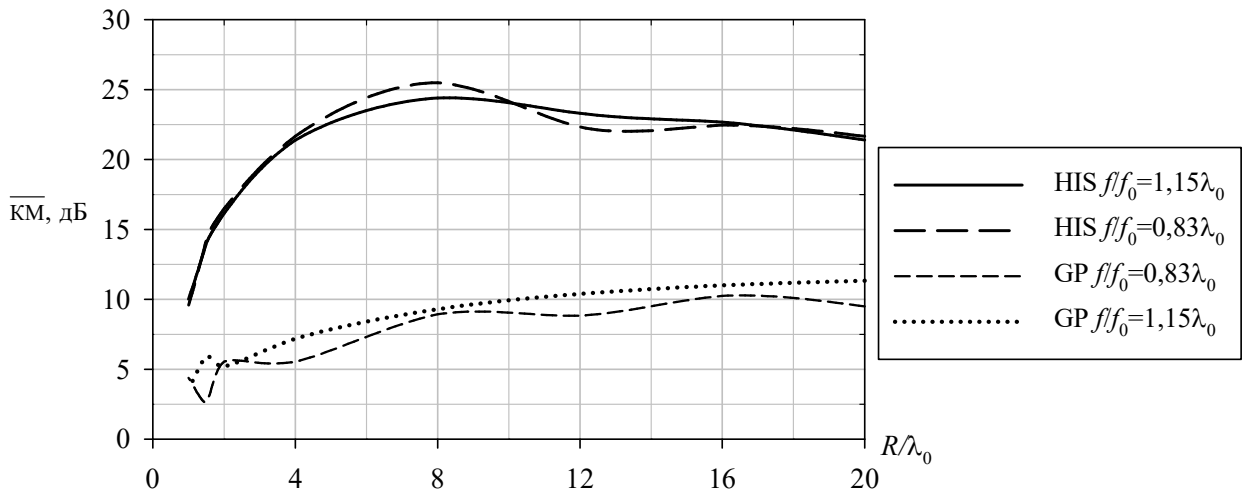


Рисунок 120 – \overline{KM} квадрупольной антенны от R/λ_0 для квадрупольного АЭ с высокоимпедансным (HIS) и проводящим (GP) экранами

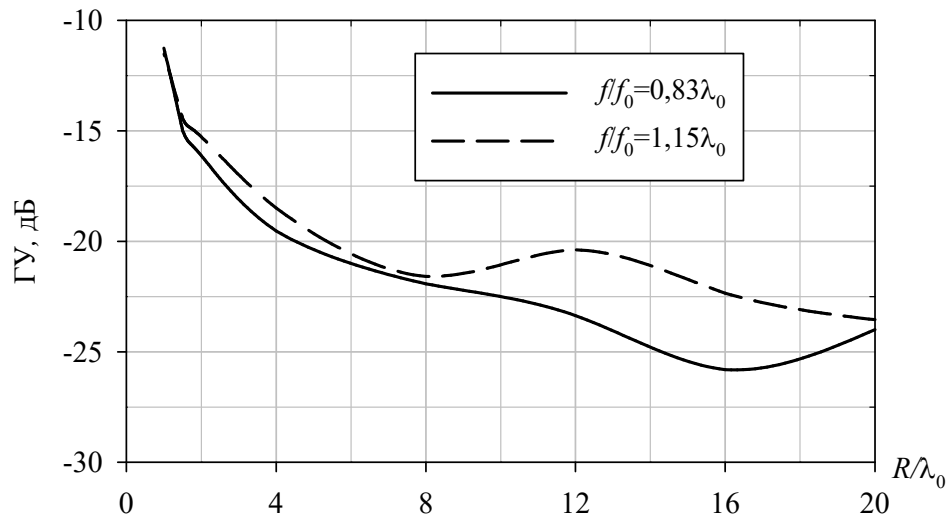


Рисунок 121 – ГУ для квадрупольного АЭ с высокоимпедансным экраном

Из графика частотной зависимости крутизны ДН (рисунок 122) видно, что наибольшее значение она принимает на граничной частоте НЧ диапазона ГНСС. На верхних частотах значение крутизны ДН составляет около 0,75.

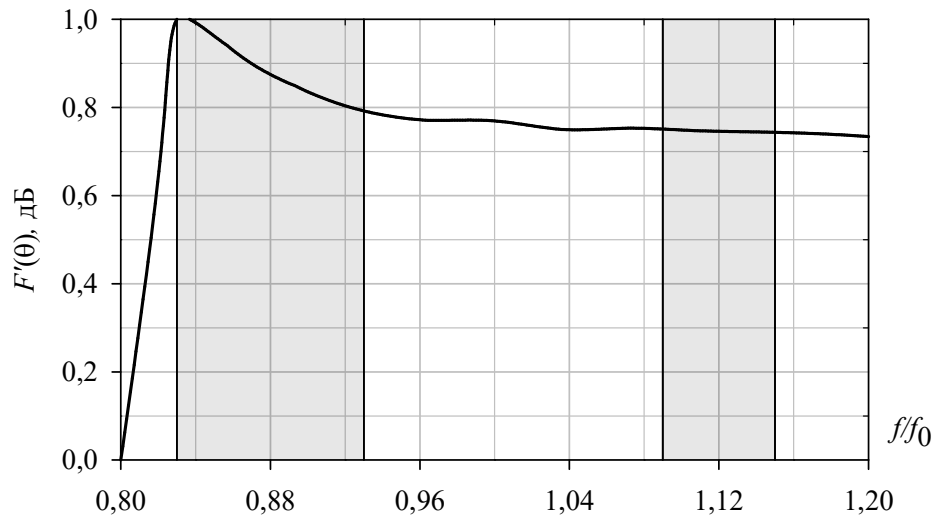


Рисунок 122 – Зависимость средней крутизны ДН для скользящих углов от частоты, $R/\lambda_0=12$

Обобщая вышесказанное, высокоимпедансный экран диаметром $R=12\lambda_0$ является оптимальным для квадрупольного АЭ, дальнейшее увеличение экрана будет незначительно улучшать его характеристики [107]. Тем не менее, как отмечено в [34] подавление отраженного сигнала из нижней полусферы при высоких углах к плоскости экрана прямо пропорционально уровню ДН источника в направлении на экран, однако возможности улучшения ДОИ за счет управления шириной ДН для приложений к задачам позиционирования ограничены, так как значительное сужение ДН приводит к опасности срыва слежения за сигналами низких спутников. Как видно из рисунка 122, ГУ достаточно резко зависит от размера экрана и при $R=4-5\lambda_0$ находится ниже -20 дБ. С целью увеличения ГУ с сохранением крутизны ДН в области скользящих углов возможно использование трехмерного выпуклого экрана (рисунок 22) со спадом образующей высокоимпедансной поверхности. В общем случае, применение высокоимпедансного экрана диаметром более $12\lambda_0$ возможно, если отсутствует ограничение на габарит.

3.4. Выводы

Основные результаты третьей главы заключаются в следующем:

1. Произведена оценка полосы частот монополя треугольной формы, определено оптимальное соотношение $a/h=0,5$ и высота над экраном p . Выполнена

оценка взаимного влияния сегментов АЭ, составленных из 3х, 4х и 8ми монополей. Проведен анализ полной эффективности и стабильности ФЦ для различных $N_M=3; 4; 8$ в исследуемой полосе частот.

2. Предложен способ улучшения КЭ при помощи поляризатора меандровой линии. Исследована элементарная ячейка Флоке поляризатора меандровой линии. Создана модель облучения структуры ограниченных размеров планарного поляризатора плоской волной с различным КЭ малых значений. Показана возможность увеличения КЭ со значений 0,2-0,7 до 1 при помощи изменения периода поляризатора.

3. Предложена конструкция цилиндрического поляризатора меандровой линии для квадрупольного АЭ. Определен диаметр цилиндрического поляризатора при помощи анализа амплитудно-фазового распределения в ближнем поле. Отмечено увеличение КЭ с 0,4 до 0,8 на скользящих направлениях к плоскости экрана в диапазоне Δf_1 .

4. Проведено моделирование квадрупольного АЭ с высокоимпедансным экраном решетки стержней. Установлено наличие нелинейной зависимости средней крутизны ДН на скользящих направлениях от диаметра экрана на нижней и верхней частоте Δf . В ходе исследования выполнен анализ DU , ΓU , ДН для различных диаметров высокоимпедансного и проводящего экранов. Выявлено, что с целью получения высокой крутизны ДН на скользящих углах возможно применение различных типов экранов, но низкий уровень ДОИ достижим только с применением высокоимпедансных структур. Отмечены преимущества экрана диаметром $R=12\lambda_0$.

4. Экспериментальные исследования

4.1. Методики оценки разработанных антенн

4.1.1. Перечень характеристик

Исследование характеристик макета двухслойной печатной антенны, макета квадрупольной антенны и высокоимпедансных экранов производились методом измерения в дальней зоне с использованием оборудования ФГАОУ ВО «СФУ».

Для описания разработанных макетов антенн использован ряд характеристик, одна часть которых является первичными (получаемыми экспериментально), а другая – вторичными (получаемыми с помощью расчетов из первичных) [108]. В таблице 5 приведено описание данных характеристик. Методики их измерения и расчета приведены ниже.

Таблица 5 – Характеристики антенн

№	Характеристика	Метод получения
1.	Амплитудные и фазовые ДН для двух ортогональных поляризаций	Измеряются непосредственно
2.	Амплитудные и фазовые ДН для левой и правой круговых поляризаций, $F(\theta)$ и $\Phi(\theta)$	Рассчитываются по измеренным комплексным ДН для двух ортогональных поляризаций
3.	Стабильность положения фазового центра, $\sigma_{фц}$	Рассчитывается из фазовой ДН для правой круговой поляризации
4.	Коэффициент усиления	Рассчитывается из амплитудной ДН для правой круговой поляризации в направлении $\theta_0=0^\circ$ при помощи эталонной измерительной/измеряемой антенны
5.	Коэффициент направленного действия	Рассчитывается из амплитудной ДН для правой круговой поляризации

4.1.2. Измерительный стенд

Измерительное оборудование:

- безэховая камера (БЭК);
- векторный анализатор цепей;
- измерительная антенна линейной поляризации;

- диэлектрическое опорно-поворотное устройство;
- средства автоматизации измерений;
- измерительные кабели.

Схема расположения оборудования на измерительном стенде показана на рисунке 123.

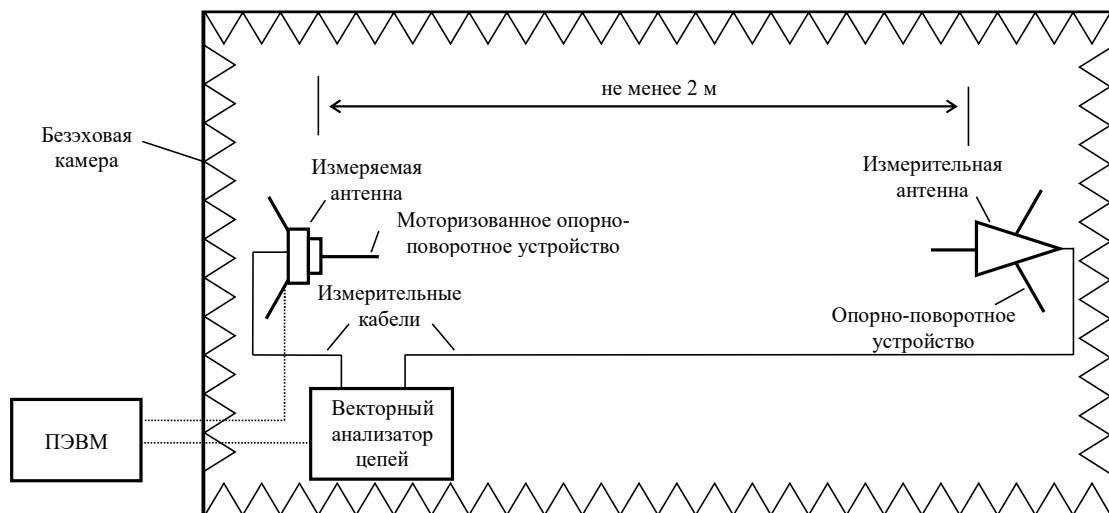


Рисунок 123 – Схема измерительного стенда

Измерения антенн проведены в БЭК прямоугольной формы размерами $6 \times 4 \times 3$ м³ (ДхШхВ). Внутренние стены БЭК покрыты радиопоглощающим материалом, обеспечивающим коэффициент отражения не менее -30 дБ при нормальном падении электромагнитной волны на частотах от 1 до 2 ГГц. Для обеспечения высокой точности измерений использован векторный анализатор цепей с двумя измерительными портами, обеспечивающий измерения с низкой погрешностью в диапазоне частот 1-2 ГГц (Agilent E8363B). В качестве измерительной использовалась антенна П6-123 (ЗАО «Скард-электроникс»). Средства автоматизации обеспечивают возможность управления векторным анализатором цепей и азимутальным положением антенны на опорно-поворотном устройстве с помощью ПЭВМ, установленной снаружи БЭК. Измерительные кабели обладают затуханием менее 0,5 дБ/м на частоте 2 ГГц и обеспечивают амплитудную и фазовую стабильность при изгибах.

4.1.3. Методики измерений и расчетов

Измерение амплитудных и фазовых ДН

Измерения характеристик направленности проведены в БЭЖ в двух перпендикулярных плоскостях (называемых плоскостью 1 и плоскостью 2). Для каждой плоскости необходимо измерить амплитудные и фазовые ДН для двух ортогональных поляризаций измерительной антенны в диапазоне углов $-180-180^\circ$ с шагом в 3° . При этом углу 0° должно соответствовать направление максимального приема измеряемой антенны. Расстояние между измерительной и измеряемой антеннами должно удовлетворять условию дальней зоны для измеряемой антенны.

Расчетные характеристики

Если E_1 и E_2 – комплексные напряженности двух ортогональных компонент электрического поля в некоторой точке дальней зоны антенны, то комплексная напряженность электрического поля для правой и левой круговых поляризаций в этой точке может быть рассчитана следующим образом:

$$E_{right} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_1 + iE_2); \quad E_{left} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_1 - iE_2). \quad (48)$$

С помощью этих формул могут быть получены комплексные ДН для левой и правой круговых поляризаций из измеренных комплексных ДН для двух ортогональных линейных поляризаций.

Коэффициент усиления для правой круговой поляризации определён как сумма амплитуд двух ортогональных компонент электрического поля в точке дальней зоны $\theta_0=0^\circ$.

Коэффициент направленного действия определен, по следующей формуле:

$$D = \frac{4\pi |F(\theta_0, \varphi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\varphi}. \quad (49)$$

Для характеристики навигационной антенны с точки зрения стабильности ее фазовой характеристики при приеме сигналов с разных углов вводится параметр

$\sigma_{\text{фц}}$, характеризующий отклонение ФДН антенны от идеальной – константы. Этим параметром служит СКО значений ФДН в диапазоне углов от среднего значения. Для расчета параметра $\sigma_{\text{фц}}$ по данным измерений, вследствие зависимости вида ФДН от взаимного положения центра излучения (ЦИ) антенны и начала координат, учитывая, что в общем случае положение ЦИ перед измерением не известно, необходимо сначала преобразовать измеренные данные так, чтобы ФДН имела вид, который она имела бы при размещении ЦИ в начале координат. Преобразование состоит в том, что измеренная ФДН аппроксимируется синусоидальной функцией, так как в случае наличия ФЦ у антенны в строгом смысле ФДН представляет собой синусоиду (рисунок 124, а). Затем, путем вычитания аппроксимирующей синусоиды из ФДН компенсируется смещение ЦИ антенны по радиусу l , а циклическим смещением ФДН по углу компенсируется угловое смещение ЦИ θ_0 . Таким образом, в результате описанных операций может быть получена истинная ФДН антенны (рисунок 124, б), и определен параметр $\sigma_{\text{фц}}$, как среднеквадратичное отклонение значений истинной ФДН от среднего значения.

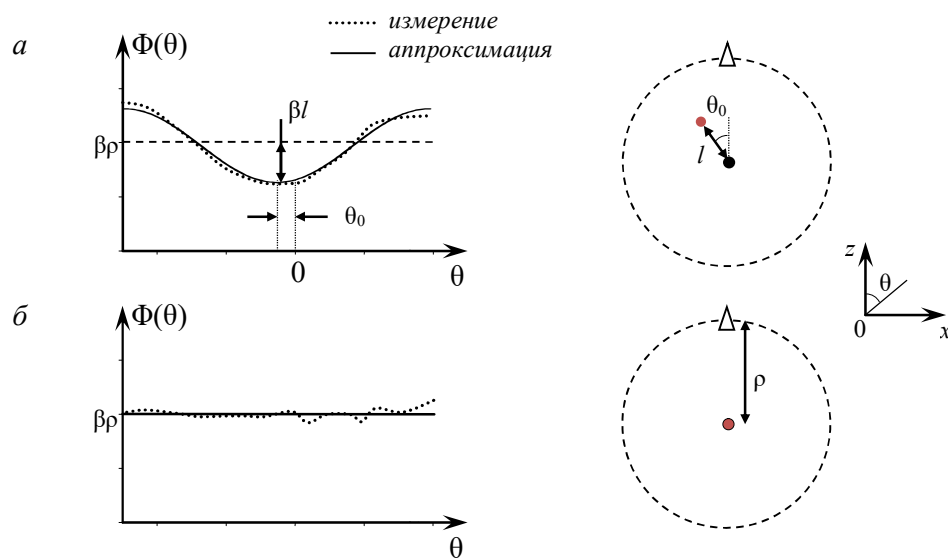


Рисунок 124 – Зависимость ФДН от положения ЦИ антенны относительно начала координат

4.2. Результаты исследований макета двухслойной печатной антенны

Двухслойная ПА, работающая в диапазонах частот ГЛОНАСС, показана на рисунке 125. Совокупность двух слоев антенны обеспечивает работу в диапазоне

$\pm 2\%$ относительно частоты 1600 МГц и $\pm 3\%$ относительно частоты 1246 МГц. Верхний излучатель реализован на подвешенной подложке Rogers RO4003С ($d_2=1,524\text{мм}$) и имеет диаметр 88 мм при толщине воздушной подложки $d_1=6,5\text{ мм}$, а нижний излучатель диаметром 124 мм с толщиной подложки $d_1'=12\text{ мм}$. Диаметр экрана 180 мм. Круговая поляризация обеспечивается трехточечной схемой питания, рассмотренной в главе 2. Схема питания реализована в одном слое на подложке Rogers RO4003С. Экран схемы питания и антенны является общим. Связь антенны и схемы питания обеспечивается емкостным образом. Излучатели антенны закреплены в геометрическом центре посредством металлического несущего стержня [109].

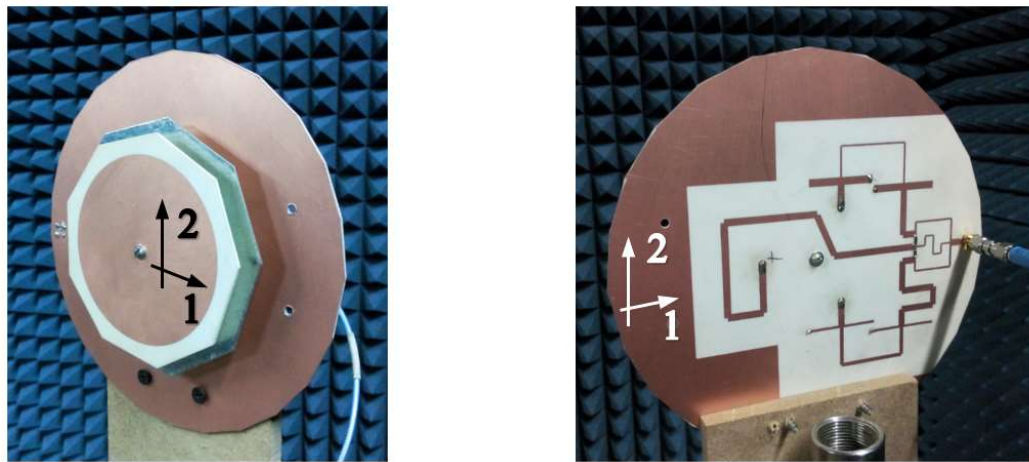
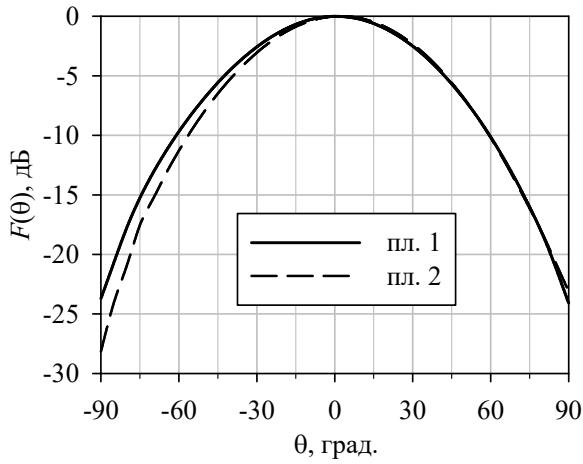
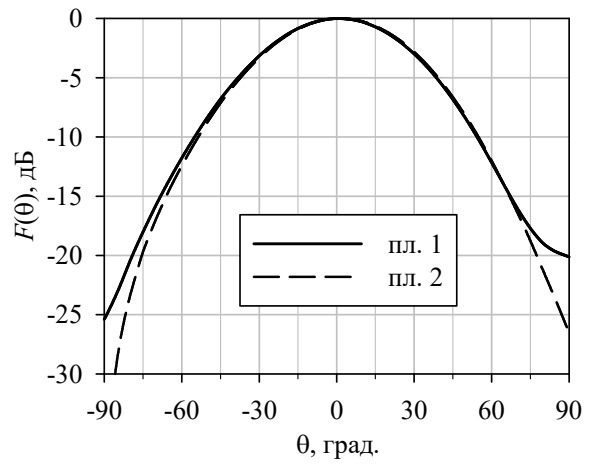


Рисунок 125 – Фотографии макета двухслойной ПА и указание плоскостей измерения ДН: 1, 2

По результатам эксперимента видно, что для частот ГЛОНАСС отсутствует отклонение максимума ДН ПА (рисунок 126). КУ ПА практически совпадает по результатам моделирования и эксперимента (рисунок 127, а), что позволяет сделать вывод об подтверждении результата частотной зависимости эффективности, полученной расчетным путем (рисунок 127, б). Стабильность ФЦ по результатам расчета и эксперимента также очень схожа (рисунок 128).

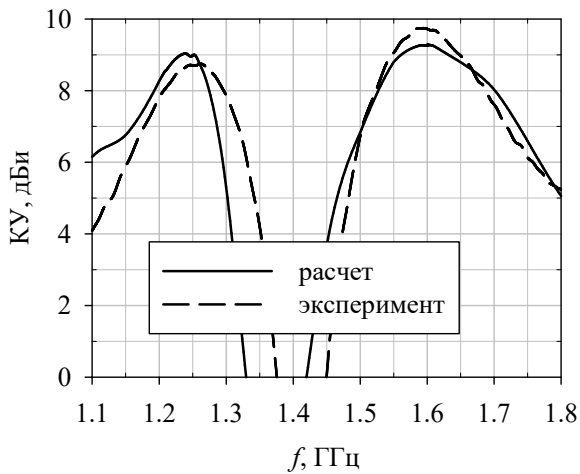


a

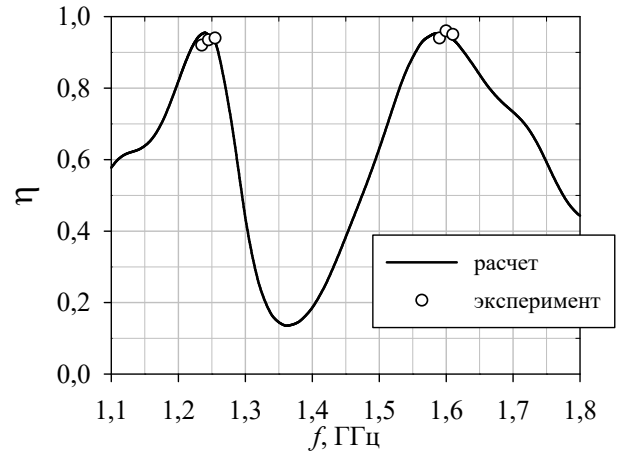


б

Рисунок 126 – Измеренные ДН двухслойной ПА на частотах ГЛОНАСС 1,246 ГГц (*a*) и 1,6 ГГц (*б*)



a



б

Рисунок 127 – КУ (*a*) и КПД (*б*) двухслойной ПА

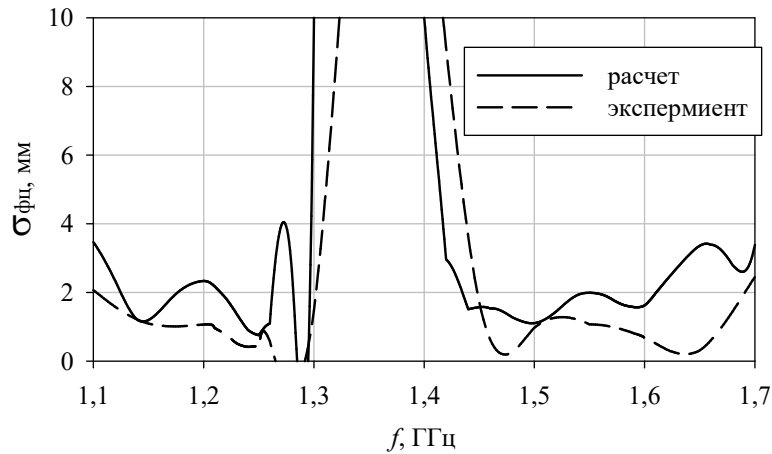


Рисунок 128 – Стабильность ФЦ (СКО ФДН) двухслойной ПА в диапазоне углов $\theta = [-60^\circ; 60^\circ]$

Частотная зависимость стабильности ФЦ (рисунок 128) по результатам эксперимента и моделирования схожи и соответствуют данным, полученным при оценке трехпортовой антенны, проводимой в разделе 2.4.4.

4.3. Результаты исследований макета квадрупольной антенны

На рисунке 129 приведены фотографии макета всесистемной квадрупольной антенны. Антенна состоит из 4х монополей, интегрированных в двухслойную схему питания, экран схемы питания и антенны является общим. Материал диэлектрической подложки схемы питания – Rogers RO4003С толщиной 1,524мм. Межслойные переходы схемы питания и фиксация монополей антенны выполнены с использованием метрического крепежа при помощи винтовых соединений, обеспечивая жесткость и прочность конструкции [53].

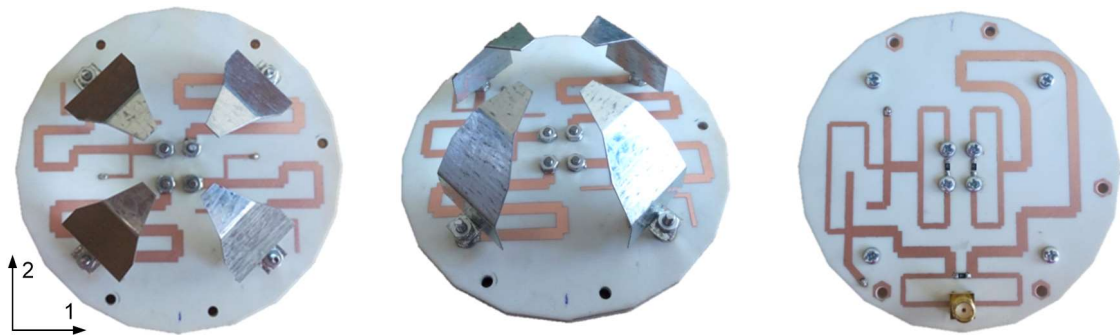


Рисунок 129 – Фотографии макета квадрупольной антенны и указание плоскостей измерения
ДН: 1, 2

Из сравнения расчетной и экспериментальной зависимостей КУ (рисунок 130, а) можно увидеть хорошее совпадение результатов. Эффективность квадрупольной антенны, полученный по данным моделирования, составляет не менее 87% в полосе частот ГНСС (рисунок 130, б), что хорошо согласуется с результатами для данного типа АЭ (рисунок 90).

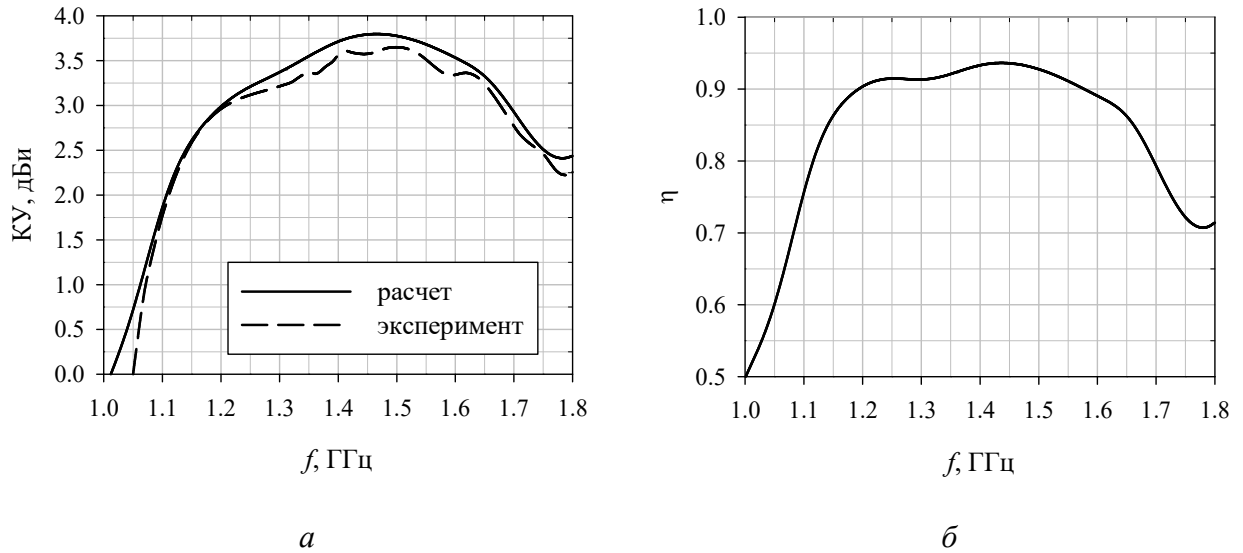


Рисунок 130 – КУ (а) и расчетная эффективность (б) квадрупольной антенны

Стабильность ФЦ квадрупольной антенны не более 1,25 мм для частот ГНСС (рисунок 131).

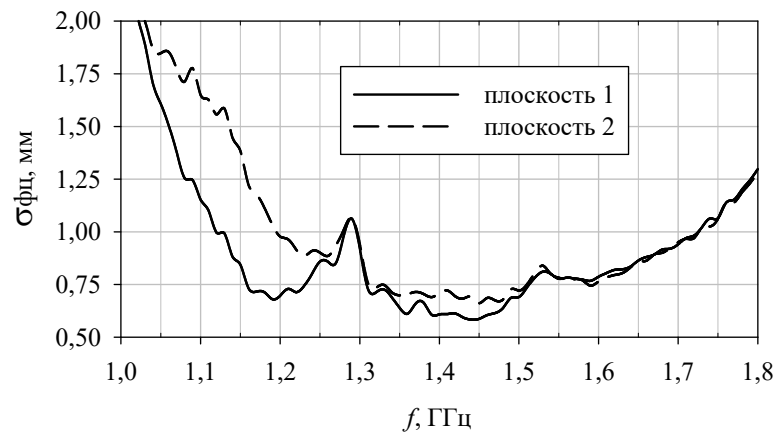


Рисунок 131 – Измеренная стабильность ФЦ (СКО ФДН) квадрупольной антенны в диапазоне углов $\theta = [-90^\circ; 90^\circ]$

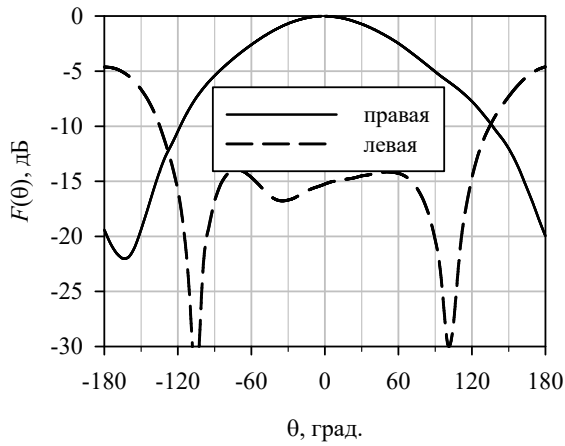
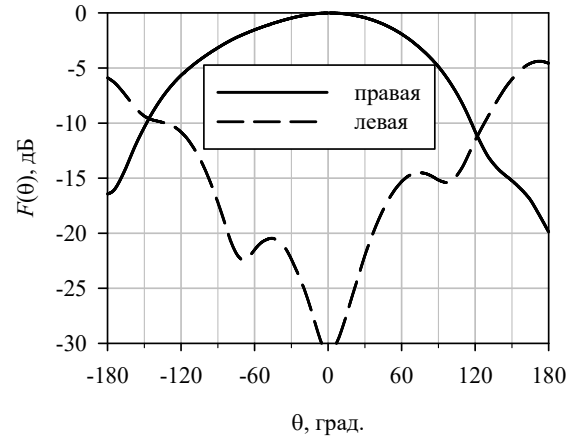
*a**б*

Рисунок 132 – Измеренные ДН квадрупольной антенны на частоте 1,615 ГГц в плоскости 1 – (а) и 2 – (б) для правой и левой (кросс) поляризаций

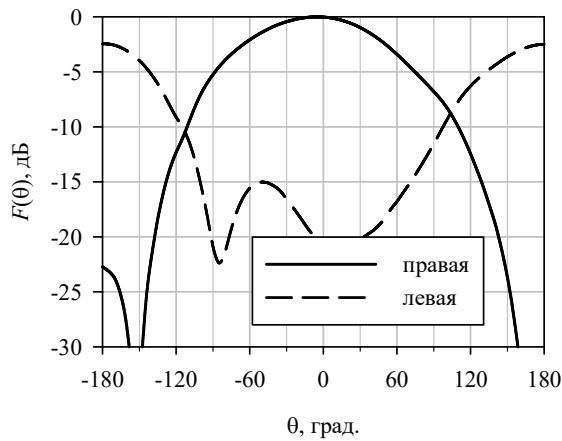
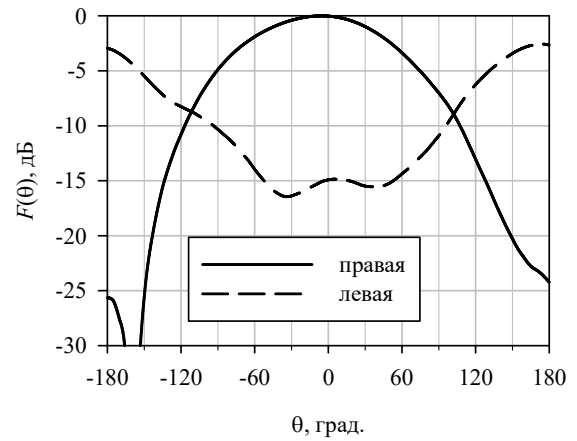
*a**б*

Рисунок 133 – Измеренные ДН квадрупольной антенны на частоте 1,164 ГГц в плоскости 1 – (а) и 2 – (б) для правой и левой (кросс) поляризаций

На рисунках 132, 133 показаны ДН квадрупольной антенны на краях частотного диапазона ГНСС. В верхней полусфере преобладает правая круговая поляризация, в нижней – левая. Антенна имеет слабонаправленную ДН с высоким уровнем излучения в обратном от антенны направлении. Для минимизации излучения в нижней полусфере антенна должна быть оборудована экраном. Измерения такой антенны будут приведены ниже.

4.4. Исследование макета квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном

На основе структуры ячейки высокоимпедансного экрана, рассмотренного в главе 3, были построены макеты экранов для квадрупольной антенны. На рисунке 134, *а* приведена фотография макета АР, на рисунке 134, *б* фотография одиночной антенны. Максимальные продольные размеры экранов для антенн использовались различные: для АР – $6\lambda_0$, для одной антенны – $2\lambda_0$.

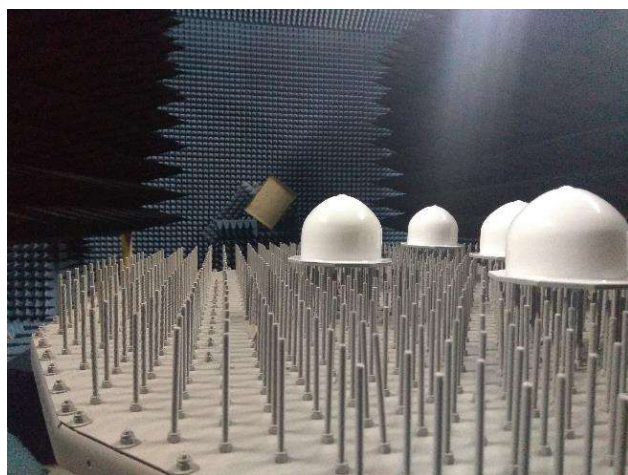
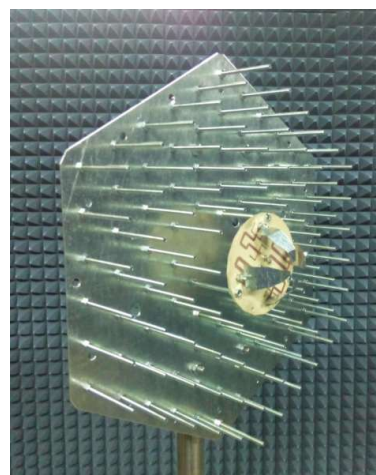
*а**б*

Рисунок 134 – Фотографии макетов АС с высокоимпедансными экранами: АР (*а*), одиночная антенна (*б*)

Макет одиночной квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном построен в качестве аналога серийно выпускаемых антенн базовых станций с экраном типа choke ring, таких как Trimble GNSS Choke Ring Antenna, Leica AR20 и др. В отличие от известных решений, антенна характеризуется более простым изготовлением экрана. На рисунке 135 приведены ДН антенн на краях диапазона ГНСС. На рисунке 136 показаны частотная зависимость стабильности ФЦ для двух исследуемых антенн.

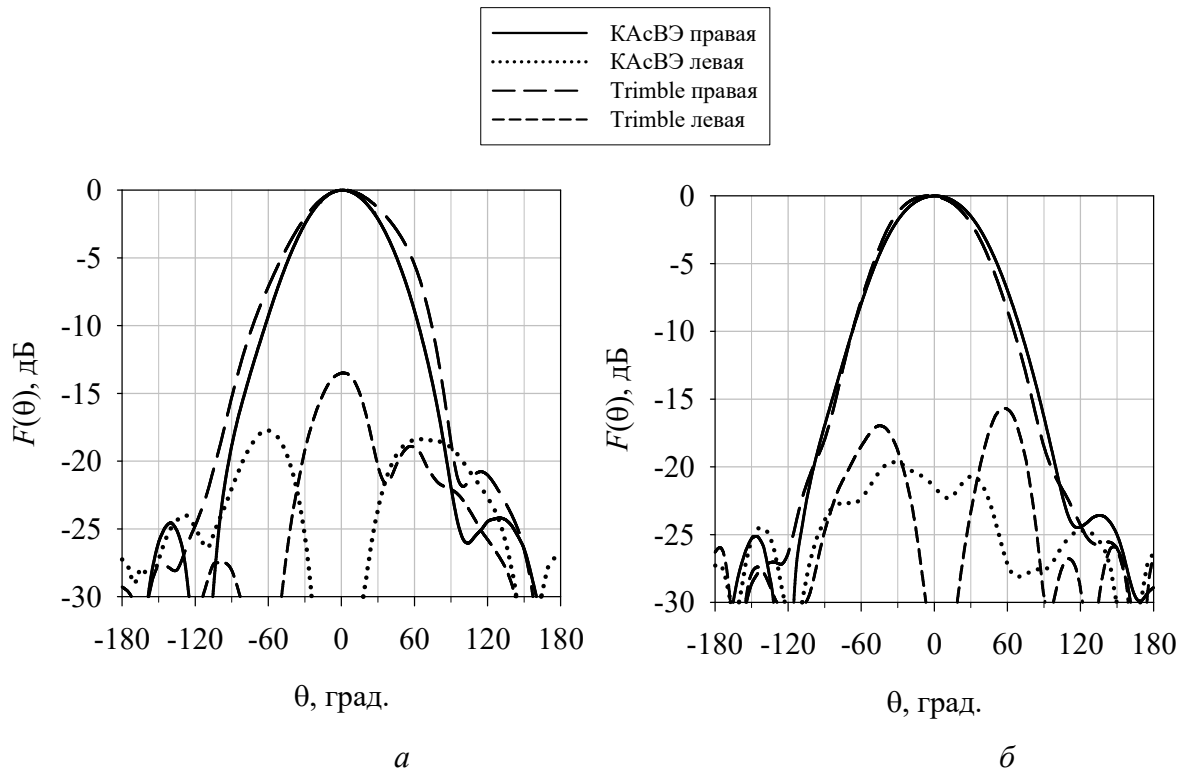


Рисунок 135 – Измеренные ДН квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном (КАсВЭ) и антенны Trimble GNSS Choke Ring на частотах 1,164 ГГц (а) и 1,615 ГГц (б) для правой круговой и кросс-(левой) поляризаций

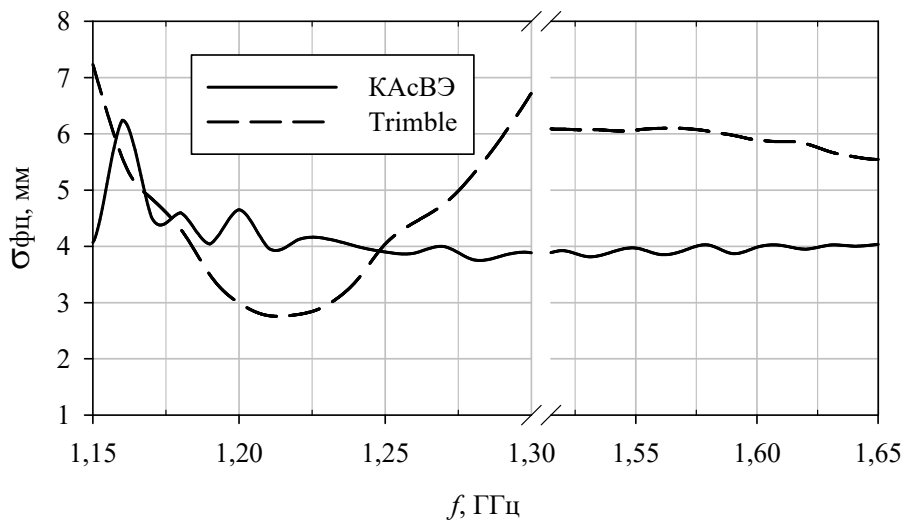


Рисунок 136 – Измеренная стабильность ФЦ (СКО ФДН) КАсВЭ и антенны Trimble в диапазоне углов $\theta = [-90^\circ; 90^\circ]$

Кроме того, применение высокоимпедансного экрана для помехозащищенной АР ГНСС позволяет обеспечить повторяемость формы ДН ее элементов, уменьшить влияние многолучевой интерференции (снизить уровень ДООИ для

непреднамеренных/пассивных помех), повысить стабильность ФЦ, и, как следствие, обеспечить качественное подавление преднамеренной помехи [110], [111].

4.5. Выводы

Результаты исследований макетов печатной двухслойной и квадрупольной антенн, а также высокоимпедансных экранов хорошо согласуются с результатами моделирования по характеристикам направленности, частотным зависимостям КУ и стабильностям ФЦ. Высокая эффективность макетов антенн наблюдается как в верхнем, так и нижнем диапазоне частот навигационных систем. Уровень кросс-поляризации в верхней полусфере у квадрупольной антенны имеет малые значения, форма амплитудной ДН для правой поляризации не имеет провалов и «ряби».

Предложенная квадрупольная антенна с высокоимпедансным экраном решетки стержней обладает более стабильным ФЦ по сравнению с серийно выпускаемой антенной типа choke ring с антенным элементом Dorne&Margolin AIL C-146.

Заключение

В результате проведенных исследований была достигнута цель диссертационного исследования и решены поставленные задачи, которые направлены на улучшение электродинамических характеристик антенн ГНСС. Представленные в данной работе как теоретические, так и экспериментальные результаты имеют высокую прикладную ценность для антенн ГНСС.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Исследовано влияние количества точек возбуждения ($N_T=2, 3, 4$) двухслойной печатной антенны и количества используемых монополей широкополосной антенны ($N_M=3, 4, 8$) для создания круговой поляризации на амплитудные, фазовые характеристики направленности и поляризационные характеристики. Произведена оценка полного коэффициента отражения и полной эффективности многопортовых антенн.

2. Разработаны планарные схемы питания с высокой эффективностью и малым разбросом АЧХ и ФЧХ для трех и четырех портовых антенн круговой поляризации в одно- и двухслойной компактной конструкции, соответственно.

3. Предложен способ улучшения КЭ плоской волны с малых значений до единицы при помощи поляризатора меандровой линии. На его основе предложена конструкция цилиндрического поляризатора для квадрупольной антенны с целью повышения КЭ на скользящих углах.

4. Рассчитана зависимость средней крутизны ДН от диаметра высокоимпедансного экрана квадрупольной антенны для углов скользящих направлений на нижней и верхней частоте ГНСС. Показаны преимущества экрана диаметром $12\lambda_0$.

5. Изготовлены макеты антенн ГНСС. Выполненные разработки конструкций антенн, макетирование и экспериментальные исследования подтвердили результаты расчетов и моделирования.

Результаты исследований, полученные в настоящей диссертационной работе, нашли применение в составе НИР и ОКР, выполненных в «АО «ИСС» им. Академика М.Ф. Решетнёва», ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Рекомендации по использованию результатов работы. Предложенная конструкция печатной антенны, благодаря ее малому профилю и весу, может быть использована в качестве элемента плоской антенной решетки, в том числе на борту космического аппарата. Разработанная квадрупольная антенна может быть применена в качестве элемента высокоточной антенной системы в комбинации с экраном для подавления многолучевой интерференции. В качестве элемента помехозащищенной антенной решетки квадрупольная антенна была применена в макете беззапросной измерительной системы. Конструкции поляризатора и высокоимпедансного экрана, исследованные в диссертационной работе, могут быть применены в ГНСС для подавления эффекта многолучевой интерференции в высокоточных системах.

Перспективы дальнейших исследований заключаются в уменьшении массогабаритных показателей антенных систем с целью их использования, в том числе в мобильных системах. Кроме того, перспективным является направление исследований полупрозрачных и импедансных экранов малых электрических размеров для работы на всех частотах ГНСС.

Список сокращений

АДН – амплитудная ДН

АР – антенная решётка

АС – антенная система

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

АЭ – антенный элемент

ГНСС – глобальные навигационные спутниковые системы

ГУ – горизонтальное усиление

ДН – диаграмма направленности

ДОИ – диаграмма обратного излучения

КМ – коэффициент многолучевости

КНД – коэффициент направленного действия

КУ – коэффициент усиления

КЭ – коэффициент эллиптичности

МИ – многолучевая интерференция

МПЛ – микрополосковая линия

НП – навигационный приемник

ПА – печатная антенна

ПЛП – полосковая линия передачи

СКО – среднее квадратическое отклонение

ФВР – фазовращатель

ФДН – фазовая ДН

ФЦ – фазовый центр

ФЧХ – фазо-частотная характеристика

ЦИ – центр излучения

ШП – широкая полоса

FSS – frequency selective surface

GP – ground plane

HIS – high impedance structure

Список использованных источников

1. David Wells, Norman Beck, Demitris Delikaraoglou, Alfred Kleusberg. Guide to GPS Positioning. Ed. Canadian GPS Associates, 1986, 1987.
2. Leick A. GPS Satellite Surveying. New York: Second ed. John Wiley & Sons, Inc., 1995.
3. M. Zhodzishsky, M. Vorobiev, A. Khvalkov, L. Rapoport, J. Ashjaee. Dual Frequency GPS/GLONASS RTK: Experimental Results // Proceedings of the 12th International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation ION GPS-99. 1999. pp. 805-811.
4. Rapoport L., I. Barabanov, A. Khvalkov, A. Kutuzov, J. Ashjaee. OCTOPUS: Multi antenna GPS/GLONASS RTK system // Proceedings of The 12th International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation ION GPS-99. 1999. pp. 797-804.
5. М. М. Жодзижский, Р. Б. Мазепа, Е. П. Овсянников. Цифровые радиоприемные системы: Справочник. Под ред. М. И. Жодзижского – М: Радио и Связь, 1990. 208 с.
6. Weill, L. R. Conquering Multipath: The GPS Accuracy Battle // GPS World, Vol. vol. 8, No. no. 4, 1997.
7. Leick A., Rapoport L., Tatarnikov D. GPS Satellite Surveying. New York: 4-th Edition, Wiley, 2015.
8. Wang J., Rizos C., Stewart M., Leick A. GPS and GLONASS integration: modeling and ambiguity resolution issues // GPS solutions. Wiley, 2001. pp. 55-64.
9. Sievenpiper D., Zhang L., Broas R., Alexopolous N., Yablonovitch E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band // IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol. 47, 1999. pp. 2059-2074.
10. B. H. Fong, J. S. Colburn, J. J. Ottusch, J.L. Visher, D. F. Sievenpiper. Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, 2010. pp. 3212-3221.

11. F. Khosravi, H. Moghadas, P. Mousavi. A GNSS antenna with a polarization selective surface for the mitigation of low-angle multipath interference // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, 2015. pp. 5287-5295.
12. H. Moghadas, M. Daneshmand, P. Mousavi. Single-layer partially reflective surface for an orthogonally-polarised dual-band high-gain resonant cavity antenna // IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 7. pp. 656-662.
13. B. Rama Rao, K. McDonald, Waldemar Kunysz. GPS/GNSS Antennas. Artech House, 2013.
14. Waldemar Kunysz. High performance GPS pinwheel antenna // Proceedings of the 2000 international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation (ION GPS 2000). 2000. pp. 19-22.
15. Филиппов В.С., Татарников Д.В., Соколов А.С. Широкополосные печатные излучатели ФАР круговой и линейной поляризации // М., Радиотехника, № 3, 1995. С. 61-63.
16. Патент США №6278407. Dual-Frequency Choke-Ring Ground Planes. Филиппов В. С, Татарников Д. В., Сутягин И. В., Астахов А. В., Ashjaee J. 2001.
17. Tatarnikov D. V. Ground planes for high precision GNSS antennas. Part I. Flat conductive and impedance ground planes // Antennas, Moscow, Radiotekhnika, No. 4, 2008. pp. 6-19.
18. Tatarnikov D. V, Astakhov A., Stepanenko P. Periodic structures, high impedance and semitransparent surfaces in antennas for centimeter and millimeter precision of positioning with the Global Navigation Satellite Systems // Journal of Physics: Conf. Series, 2018.
19. Патент США №6,229,479. Relative position measuring techniques using both GPS and GLONASS carrier phase measurements. Kozlov D., Povaliaev A., Rapoport L., Sila-Novitsky S., Yefriemov V. 2001..
20. Патент США №6,950,059. Position estimation using a network of a global-positioning receivers. Rapoport L. B., Zinoviev A. E. 2005..

21. Патент РФ №2620195. Резонансная антенна. Н. Г. Князев, И. В. Ушко, В. Е. Сагач, О. А. Курдюмов, О. Е. Лопатко, Ю. С. Яскин. 2016..
22. О. А. Курдюмов, О. Е. Лопатко, В. Е. Сагач. Антенные структуры с подавлением многолучевости // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, Т. 5, № 3, 2018. С. 52-59.
23. URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/gnss/gps.php>
24. URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/gnss/glonass.php>
25. URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/gnss/galileo.php>
26. URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/gnss/beidou.php>
27. URL: <https://www.glonass-iac.ru/guide/gnss/qzss.php>
28. Chen. X., Parini G. C., Collins B., Yao Y., Rehman M. Antennas for global navigation system. New York: John Wiley & Sons Ltd, 2012.
29. Pathak, V., Thornwall, S., Krier, M. Mobile handset system performance comparison of a linearly polarized GPS internal antenna with a circularly polarized antenna // Antennas and Propagation Society International Symposium. 2003. Vol. 3. pp. 666–669.
30. W. Zhuang, J. M. Tranquilla. Effects of Multipath and Antenna on GPS Observables // IEEE Proc, Radar, Sonar Navigation, Vol. 142, No. 5, 1995.
31. B. R. Schupler, R. L. Allshouse, T. A. Clark. Signal Characteristics of GPS User Antennas // Journal of the Institute of Navigation, Vol. 41, No. 3, 1984.
32. C. C. Conselman. Multipath-rejecting GPS antennas // Proceedings of the IEEE, Vol. 87, No. 1, 1999.
33. B. Rama Rao, et.al. Research on GPS Antennas at MITRE // IEEE Position Location and Navigation Symposium. California. 1998.
34. Татарников Д. В. Антенны высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: диссертация д-ра техн. наук. Гос. Техн. Ун-т «МАИ», Москва, 2009.

35. Генералов А. А. Полупрозрачные вогнутые экраны антенн высокоточного спутникового позиционирования: диссертация канд. техн. наук. Нац. Исс. Ун-т «МАИ», Москва, 2019.
36. Gerald J.K. Moernaut and Daniel Orban. Basics Of GPS Antennas // The RF & Microwave Solutions. pp. 12-18.
37. Зубко Л.Д., Белявская А.А., Крыжановский В.Г. Антенны: Учебное пособие. Донецк: ДонНУ, 2006. С. 68.
38. Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. Двухчастотная микрополосковая антенна круговой поляризации для применений в системах ГЛОНАСС/GPS // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: Материалы конференции. Севастополь. 2010. С. 571-572.
39. Du Li, Pengfei Guo, Qing Dai, and Yunqi Fu. Broadband Capacitively Coupled Stacked Patch Antenna for GNSS Applications // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, Vol. 11, 2012. pp. 701-704.
40. Гафаров Е.Р., Саломатов Ю. П. Трехчастотная антенна ГЛОНАСС/GPS // Доклады ТУСУР. Изд. ТУСУРа, № 2-1(24), 2011. С. 197-200.
41. D.Tatarnikov. Enhanced bandwidth patch antennas with artificial dielectric substrates for high precision satellite positioning // IEEE International Workshop on Antenna Technology. Santa Monica, USA. 2009.
42. URL: <https://www.ngs.noaa.gov>
43. Soon-Young Eom, Han-Kyu Park. New switched-network phase shifter with broadband characteristics // Microwave and optical technology letters, Vol. 38, No. 4, 2003. pp. 255-257.
44. Soon Young Eom, Soon Ick Jeon, Jong Seok Chae, Jong Gwan Yook. Broadband 180/spl deg/ bit phase shifter using a new switched network // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Philadelphia, USA. 2003.

45. Baabuei J. M., Keyghobad K., Heydari T. Turnstile antenna for saddle pattern generation in Leo satellite applications // 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques. Sevastopol. 2007.
46. Baabuei J. M., Keyghobad K., Heydari T. Design & fabrication of turnstile antenna with feed network optimization for Leo satellites // 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques. Sevastopol. 2007.
47. Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. Спирально-щелевая антенна круговой поляризации с полым экраном // Системы связи и радионавигации, ОАО «НПП Радиосвязь». Красноярск. 2014. С. 102-104.
48. Gafarov E. R., Salomatov Y. P. The spiral slot antenna with a horizontal choke ring // 24th International Crimean Conference (CriMiCo). Sevastopol. 2014. pp. 513-514.
49. URL: <http://www.geopp.de>
50. Патент США №2010/0073239 A1. Compact Circularly-Polarized Antenna with Expanded Frequency Bandwidth. D. Tatarnikov, A. Stepanenko, A. Astakhov, V. Philippov. 2008.
51. Патент США №6618016B1. Eight-element anti-jam aircraft GPS antennas. Peter W. Hannan Alfred R. Lopez Richard J. Kumpfbeck. 2003..
52. Патент США №3811127A. Position estimation using a network of a global-positioning receivers. L. Griffee, M. Anderson. 1974..
53. Gafarov E. R., Erokhin A. A., Salomatov Y. P. Broadband Four-Fed Circularly Polarized Quadrupole Antenna // IEEE 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Astana, Kazakhstan. 2017.
54. Е. Р. Гафаров, Ю. П. Саломатов. Низкопрофильная замедляющая структура для антенн глобального позиционирования // Изв. вузов. Физика. Ежемесячный научный журнал, Т. 55, 2012. С. 58-59.
55. Aaron Kerkhoff, R. Benjamin Harris, Colin P. Petersen, Alex Pickard. Modifications to GPS Reference Station Antennas to Reduce Multipath // 23rd

- International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. Texas. 2010.
56. Mohamed K. Emara , Julien Hautcoeur, Gyles Panther, Jim S. Wight, and Shulabh Gupta. Surface Impedance Engineered Low-Profile Dual-Band Grooved-Dielectric Choke Ring for GNSS Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 67, No. 3, 2019. pp. 2008 - 2011.
 57. Патент №2014/168505 А9. Ground planes for reducing multipath reception by antennas. D. V. Tatarnikov, A. V. Astakhov. 2013..
 58. Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. Антенна ГЛОНАСС/GPS с частотно-селективной поверхностью // Изв. вузов. Физика. Ежемесячный научный журнал, Т. 53, 2010. С. 60-61.
 59. Гафаров Е. Р., Лустов С. Н., Саломатов Ю. П. Моделирование низкопрофильной антенны с использованием технологии частотно-селективных поверхностей // Материалы XII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти М. Ф. Решетнева. Красноярск. 2008. С. 92-93.
 60. Gafarov E.R., Salomatov Y.P. Hexagonal FSS for GLONASS/GPS antenna with im-proved axial ratio // IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Krasnoyarsk, Russia. 15-16 Sept. 2011. pp. 159–161.
 61. D. V. Tatarnikov. Semi-Transparent Ground Planes Excited by Magnetic Line Current // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 6, 2012. pp. 2843 - 2852.
 62. D. V. Tatarnikov, A. A. Generalov. Semitransparent Screen for Cutoff of the Far Fields in the Shadow Domain // Progress In Electromagnetics Research Symposium. 2017. pp. 800-804.
 63. D. V. Tatarnikov, A. A. Generalov. On impedance synthesis of a semitransparent screen for high-precision navigation antennas // 14th International Conference "Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems" (Pyatnitskiy's Conference) (STAB). 2018.

64. D V Tatarnikov, A V Astakhov, A P Stepanenko, A A Generalov. Periodic structures, high impedance and semitransparent surfaces in antennas for centimeter and millimeter precision of positioning with the Global Navigation Satellite Systems // Journal of Physics: Conference Series, Vol. 1092, 2018.
65. R.G.Rojas, D.Colak, M.F.Otero, W.D.Bumside. Synthesis of Tapered Resistive Ground Plane for a Microstrip Antenna // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995.
66. J.M. Jin. J.L. Volakis. C.L. Yu. A.C. Woo. Modeling of resistive sheets in finite element solutions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 40, No. 6, 1992. pp. 727-731.
67. Патент США №5,694,136. Antenna with R-card Ground Plane. B. G. Westfall. 1997..
68. Патент США №7,583,236. Wideband communication antenna systems with low angle multipath suppression. Lopez, Alfred R. 2009..
69. Патент США №20160064809. Antenna system with reduced multipath reception. A. V. Astakhov, D. V. Tatarnikov. 2014..
70. D. V. Tatarnikov, A. P. Stepanenko, A. V. Astakhov. Moderately compact helix antennas with cutoff patterns for millimeter RTK positioning // GPS Solutions, Vol. 20, 2016. pp. 587–594.
71. Gafarov E. R., Erokhin A. A., Salomatov Y. P. The GNSS Helix Antenna for High Precision Application // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia. 2019. pp. 128-131.
72. J.C. Zhang, Y.Z. Yin, and J.P. Ma. Multifunctional Meander Line Polarizer // Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 6, 2009. pp. 55-60.
73. Marc-André Joyal, Mathieu Riel, Yves Demers, and Jean-Jacques Laurin. A Meander-Line Circular Polarizer Optimized for Oblique Incidence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation , Vol. 63, No. 12, 2015. pp. 5391 - 5398.

74. Ruey-Shi Chu, Kuan-Min Lee. Analytical method of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 35, No. 6, 1987. pp. 652 - 661.
75. Б. А. Панченко, Е. И. Нефедов. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986.
76. David M. Pozar. Radiation and Scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 35, No. 6, 1987.
77. David M. Pozar. Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 30, No. 6, 1982. pp. 1191-1196.
78. Балландович С. В. Исследование и разработка печатных отражательных антенных решеток с использованием модели на основе конечно-бесконечных структур: диссертация канд. техн. наук. СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, 2014..
79. Обуховец В. А. Конструктивный синтез отражательных антенных решеток: диссертация д-ра техн. наук. Таганрог, 1999..
80. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн. М.: Мир, 1978. Т.1. – 547 с. - Т.2. – 555 с с.
81. Мушников В. В. Электродинамические модели и исследование ФАР из продольных микрополосковых излучателей диссертация канд. техн. наук. Таганрог, 2008.
82. Касьянов А.О. Электродинамический анализ многоэлементных печатных антенных решеток и устройств пространственной, частотной и поляризационной селекции: диссертация д-ра техн. наук. Таганрог, 2010.
83. URL: <https://www.csc.fi/web/elmer>
84. URL: <https://www.cst.com/>
85. URL: [http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/ ANSYS+HFSS](http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/)

86. E. R. Gafarov, Y. P. Salomatov. The dual-band antenna for navigation satellite systems // IEEE Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo). Sevastopol. 2015. pp. 499-500.
87. G.A.E. Vandebosch, A.R. Van de Capelle. Study of the Capacitively Fed Microstrip Antenna Element // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 12, 1994. pp. 1648 - 1652.
88. N. Pachauri, Aparna Gupta, Soni Changlani. Analysis of Multilayer Stacked Microstrip Patch Antenna for Bandwidth Enhancement // International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Vol. 4, No. 9, 2015. pp. 8321-8328.
89. G. R. DeJean. Design of Compact Antennas in Multilayer Technology for Wireless Communications / WLAN Applications. Georgia Institute of Technology, 2004.
90. B. J. Kwaha, O. N Inyang, P. Amalu. The circular microstrip patch antenna - design and implementation // International Journal of Research and Reviews in Applied Sciences, Vol. 18, No. 1, 2011. pp. 86-95.
91. А. Курушин. Моделирование излучающих многопортовых СВЧ-структур // Современная электроника, № 7, 2014.
92. С. Банков, А. Давыдов, А. Курушин. Расчёт квадрифилярной антенны // Современная электроника, № 1, 2008.
93. M. Manteghi; Y. Rahmat-Samii. Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 1, 2005. pp. 466-474.
94. E. Andrade, H. Aguilar, J. Tirado-Mendez. The correct application of total active reflection coefficient to evaluate MIMO antenna systems and its generalization to N ports // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2019.

95. Min Wang, Tian-Hong Loh, Yongjiu Zhao, Qian Xu. A Closed-Form Formula of Radiation and Total Efficiency for Lossy Multiport Antennas // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 18, No. 12, 2019. pp. 2468 - 2472.
96. Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов. Анализ эффективности многопортовой печатной антенны // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Т. 24, № 1, 2021.
97. Патент США №7,164,330 В2. Broadband phase shifter using coupled lines and parallel open/short stubs. Soon-Young Eom. 2007..
98. Крылов Ю. В. Широкополосные частотно-поляризационные селективные устройства антенн космических: диссертация канд. техн. наук. Сиб. Фед. Ун-т «СФУ», Красноярск, 2018..
99. URL: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/mitered-bends>
100. Калошин В. А., Нгуен К. З. Сверхширокополосная всенаправленная в магнитной плоскости линейная решетка печатных диполей // Журнал радиоэлектроники, № 5, 2017. С. 1-9.
101. E. R. Gafarov, A. V. Stankovsky, Y. P. Salomatov. A GNSS Dipole Antenna With a Meander-Line Polarizer for the Reduction of Multipath Interference // IEEE 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Gelendzhik, Russia. pp. 311-313.
102. Рязанцев Р. О. Неоднородная квазисферическая линзовая антенна из однородных слоистых материалов: диссертация канд. техн. наук. Сиб. Фед. Ун-т «СФУ», Красноярск, 2019.
103. Гафаров Е.Р., Ерохин А.А., Литинская Е.А. Увеличение коэффициента эллиптичности электромагнитной волны при помощи поляризатора на основе меандровой линии // Письма в журнал технической физики, Т. 47, № 9, 2021. С. 11-13.

104. A. V. Stankovsky, S. V. Polenga, E. R. Gafarov, Y. P. Salomatov. Meander-line polarizer for omnidirectional antenna // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Moscow, Russia. 2016.
105. Gafarov E.R., Salomatov Y.P., Stankovsky A.V. A GNSS quadrupole antenna with a spatial polarizer for the suppression of low-angle multipath // IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Moscow, Russia. 12-14 May 2016.
106. D. Tatarnikov, A. Astakhov, A. Stepanenko. Convex GNSS Reference station antenna // International Conference on Multimedia Technology. Hangzhou, China. 2011.
107. Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. Исследование диаграммы обратного излучения квадрупольной антенны с высокоимпедансным экраном больших электрических размеров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника., Т. 24, № 1, 2021. С. 6-14.
108. Gafarov E.R., Salomatov Y.P., Lemberg K.V. GNSS antenna characteristics using bi-orthogonal far-field measurement // IEEE Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 24th International Crimean Conference. Sevastopol. 7-13 Sept. 2014. pp. 932–933.
109. Gafarov E.R., Erokhin A.A., Salomatov Y.P. Multiband three Layer GNSS Microstrip Antenna // IEEE 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Tomsk, Russia. 18-20 April 2019.
110. Гафаров Е.Р., Ерохин А.А., Саломатов Ю.П. Коэффициент подавления помехи в адаптивной антенной решетке с учетом взаимной связи антенных элементов // Известия вузов. Физика., Т. 60, № 12/2, 2017. С. 95–99.
111. Gafarov E.R., Erokhin A.A., Salomatov Y.P. Mutual Coupling Effect of Adaptive Antenna Array on Wave-Slowing Structure // XIV Conference «Actual Problems of Electronic Instrument Engineering» (APEIE). Novosibirsk. 2018. pp. 412–416.

Приложение А. Акты внедрения результатов работы

УТВЕРЖДАЮ
 Заместитель генерального конструктора
 по разработке космических систем,
 общему проектированию и управлению КА
 А.В. Кузовников
 « 01 » 06 2021 г.



АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
 «Антенны круговой поляризации для систем высокоточного позиционирования»
 Гафарова Евгения Раисовича в НИОКР АО «Информационные спутниковые
 системы» им. Академика М. Ф. Решетнёва**

Настоящим актом подтверждается использование в ОКР АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва результатов диссертационной работы Гафарова Е. Р.

Гафаровым Е. Р. предложены конструкции антенных элементов круговой поляризации, входящих в состав цифровой фазированной антенной решетки. Было проведено исследование оценки взаимного влияния антенных элементов в зависимости от конфигурации и шага антенной решетки. Использование квадрупольного антенного элемента, исследование которого проведено в диссертационной работе, обеспечило наименьшее взаимное влияние с минимальным шагом в антенной решетке. Проведенное в диссертационной работе исследование высокоимпедансных экранов позволило спроектировать цифровую антенную решетку, обладающую устойчивостью к многолучевой интерференции.

В диссертации разработаны и исследованы новые антенные элементы квадрупольного типа для помехозащищенной антенной решетки с высокоимпедансным экраном применительно к высокоточным системам спутниковой радионавигации. Результаты диссертационной работы использованы в ходе выполнения ОКР «Разработка технического проекта и макета беззапросной измерительной системы помехоустойчивой (БИС-НП)», в которой был разработан макет цифровой фазированной антенной решетки. Принятые решения позволили обеспечить работу макета навигационной аппаратуры в диапазонах $L1$ и $L2$ при точностях определения псевдодальностей по коду 0.03 м, по фазе 0.003 м и псевдоскорости 0.0003 м/с.

Начальник лаборатории 105

Д.И. Марарескул

« 01 » 06 2021 г.



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе
ФГАОУ ВО «Сибирский
Федеральный университет»

Барышев Р. А.

«12» _____ 2021 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Гафарова Е. Р. «Антенны круговой поляризации для систем высокоточного позиционирования»

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационной работы Гафарова Евгения Раисовича в ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Гафаровым Е. Р. разработан и исследован пространственный поляризатор для антенн круговой поляризации глобальных навигационных спутниковых систем при выполнении гранта РФФИ «Повышение эффективности пространственной фильтрации помех в полосе частот полезного сигнала для помехозащищенной приёмной аппаратуры» по договору № 16-47-243016\18.

Конструкция разработанного устройства представляет из себя поляризатор цилиндрической формы на основе меандровой линии. Использование поляризатора совместно с квадрупольной антенной спутниковой радионавигации позволяет добиться увеличения коэффициента эллиптичности антенны с 0,45 до 0,77 в диапазоне малых углов возвышения.

Эффективность использования результатов работы характеризуется улучшением поляризационных характеристик антенн спутниковой навигации в области малых углов возвышения для минимизации эффекта многолучевой интерференции.

Руководитель департамента науки
и инновационной деятельности СФУ

/ Казаков В. С.