

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Омский государственный технический университет» (ОмГТУ)

Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»

(АО «ЦКБА»)

На правах рукописи



Павлов Иван Дмитриевич

**ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК СПИРАЛЬНЫХ  
АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОШИБКИ  
ПЕЛЕНГАЦИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ**

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент

Козлов Александр Геннадьевич

Омск – 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                         |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ВВЕДЕНИЕ.....                                                                                           | 4  |
| 1. ОБЗОР ПОДХОДОВ К ФОРМИРОВАНИЮ МОДЕЛЕЙ АНТЕНН .....                                                   | 11 |
| 1.1 Введение.....                                                                                       | 11 |
| 1.2 Модели на основе эквивалентной схемы .....                                                          | 13 |
| 1.3 Матричные модели .....                                                                              | 17 |
| 1.4 Основные результаты главы .....                                                                     | 25 |
| 2. МАТРИЧНЫЙ СПОСОБ ОПИСАНИЯ АНТЕНН .....                                                               | 27 |
| 2.1 Введение.....                                                                                       | 27 |
| 2.2 Матрицы рассеяния на СВЧ.....                                                                       | 28 |
| 2.3 Особенности применения матриц рассеяния для описания антенн .....                                   | 30 |
| 2.4 Способы получения практических значений коэффициентов, составляющих матрицы рассеяния антенны ..... | 40 |
| 2.5 Возможные практические применения предложенного матричного способа описания антенн .....            | 48 |
| 2.6 Основные результаты главы .....                                                                     | 51 |
| 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА.....         | 53 |
| 3.1 Введение.....                                                                                       | 53 |
| 3.2 Обоснование типа излучающей структуры .....                                                         | 54 |
| 3.3 Разработка согласующего и симметрирующего устройства .....                                          | 59 |
| 3.4 Разработка конструкции антенны и ее электродинамическое моделирование.....                          | 65 |
| 3.5 Экспериментальное исследование характеристик разработанной антенны .....                            | 78 |

|                                                                                                                                      |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.6 Основные результаты главы .....                                                                                                  | 84  |
| 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗРАБОТАННОЙ СПИРАЛЬНОЙ<br>АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОШИБКИ<br>ПЕЛЕНГАЦИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ .....   | 86  |
| 4.1 Введение.....                                                                                                                    | 86  |
| 4.2 Электродинамическое моделирование фазометрической базы<br>пеленгатора, показывающее влияние антенн на ошибки<br>пеленгации ..... | 88  |
| 4.3 Исследование влияния спиральной антенны миллиметрового диапазона<br>на ошибки пеленгации.....                                    | 94  |
| 4.4 Оптимизация положения плоского спирального излучателя в корпусе<br>антенны, применяемой в составе фазового пеленгатора .....     | 104 |
| 4.5 Основные результаты главы .....                                                                                                  | 119 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....                                                                                                                     | 120 |
| Список литературы .....                                                                                                              | 123 |
| Приложение А .....                                                                                                                   | 142 |
| Приложение Б .....                                                                                                                   | 143 |
| Приложение В.....                                                                                                                    | 144 |
| Приложение Г .....                                                                                                                   | 150 |

## ВВЕДЕНИЕ

Пассивные пеленгационные системы, описанные в литературе [1]-[26], применяются во многих важных областях, к примеру, в радионавигации и радиомониторинге. Среди указанных систем широкий спектр представляют системы, реализующие фазовый метод [10]-[18]. Существенным достоинством фазовых пеленгационных систем является возможность обеспечения высокой точности пеленгации в заданном угловом секторе [18]. Одной из основных причин, ухудшающих качество работы любой пеленгационной системы, в том числе и фазовой, являются ошибки пеленгации. Исходя из этого исследование ошибок пеленгации и разработка способов их уменьшения являются актуальными задачами, решение которых позволит улучшить качество работы этой системы.

**Актуальность темы диссертации.** Любая фазовая пеленгационная система содержит как минимум два приемных канала [18]. Приемный канал может иметь различные конфигурации, но его неотъемлемой частью является антенна [15], [18]. Каждый из составных элементов приемного канала вносит свой вклад в его отличие от других каналов в рамках одной системы, антенна в данном случае не исключение. Взаимное отличие приемных каналов приводит к ошибкам пеленгации. Исходя из этого можно отметить, что исследование влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом является актуальной задачей, поскольку по результатам такого исследования будет возможно разработать способ, позволяющий уменьшить указанное влияние и, следовательно, улучшить качество работы всей фазовой пеленгационной системы. Кроме того, к актуальным задачам можно отнести разработку и улучшение конструкции антенн, применяемых в составе фазовых пеленгационных систем. Указанные улучшения конструкции должны быть направлены на снижение влияния антенн на ошибки пеленгации.

**Степень проработанности темы.** Пассивные системы радиомониторинга, реализующие фазовый метод пеленгации, известны с 50-х годов прошлого века [18]. Развитие компонентной базы и вычислительной техники позволило расширить частотные диапазоны подобных систем и улучшить качество их работы.

Расширение частотных диапазонов, а также ужесточение требований к качеству работы потребовало проведения соответствующих исследований как в части приема и обработки сигналов, так и в части организации антенных систем. Поскольку в настоящей работе рассматривается влияние антенн, то остановимся только на работах, освещающих этот вопрос. В работах [18]-[26] авторов (Денисов В.П., Дубинин Д.В, Виноградов А.Д., Уфаев В.А.) рассматриваются вопросы организации антенных систем фазовых пеленгаторов (форма, количество антенных элементов, их взаимное расположение). Также в работах [18]-[26] оценивается влияние антенных систем на ошибки и точность фазовых пеленгаторов. Вместе с тем в указанных работах не рассматривается влияние именно антенн, более того в большинстве работ антенны рассматриваются как условные точки (фазовые центры) безотносительно их свойств. Такой подход удобен при отработке типов антенных систем, однако на практике необходимо учитывать характеристики каждой антенны в отдельности. Так, в работе [18] отмечается, что причиной ошибок пеленгации в том числе является неидентичность приемных каналов, в которые входят и антенны. Из этого следует, что антенны как часть приемного канала могут вызывать ошибки пеленгации. Но в явном виде ни в одной из вышеприведенных работ влияние антенн на ошибки пеленгации не рассматривается, что делает исследование этого вопроса актуальным.

В работах [1], [14], [16], [17] рассматриваются или системы, исследуемые на практике [1], [14], или моделирование систем с указанием типа антенн [16], [17]; несмотря на это отдельный вклад антенн в ошибки пеленгации авторами также не выделяется. Стоит отметить, что в работах [1] и [16], [17] использованы относительно просто устроенные антенны, в [1] – печатная бескорпусная излучающая структура, в [16] и [17] – проволочные двуплечие вибраторы. Применение в составе пеленгатора антенн с более сложной конструкцией потребует учета их влияния на ошибки пеленгации.

Кроме того, в некоторых приведенных выше работах не указаны частотные диапазоны, в которых осуществлялось исследование пеленгационных систем. А в тех работах, где частотный диапазон указан, он соответствовал сантиметровым

длинам волн. Исходя из этого можно отметить, что вопрос влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом в миллиметровом диапазоне длин волн освещен недостаточно.

Еще один аспект, который необходимо упомянуть, – это модель, описывающая антенну, с помощью которого возможно будет оценивать ее влияние на работу фазовой пеленгационной системы. В качестве такого подхода можно предложить, например, матричную, поскольку в рамках указанной модели антенна рассматривается как преобразователь электромагнитной волны свободного пространства в электромагнитную волну в линии передачи, характеризуемый матрицей рассеяния. Это позволяет объединить в рамках одной модели как характеристики согласования, так и характеристики излучения. Наиболее полно указанная модель освещена в работах [27]-[29] автора (Everett G. Farr.) Но в работах указанного автора не освещен вопрос применения предлагаемой модели. В этой связи применение матричной модели для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом является актуальной задачей.

**Цель работы:** Уменьшение ошибок пеленгации фазовым методом, возникающих по причине неидентичности параметров спиральных антенн миллиметрового диапазона и их конструктивного исполнения.

Для достижения поставленной цели были определены следующие **задачи**:

1. Рассмотреть существующие модели антенн, выбрать наиболее подходящую для исследования влияния антенны на ошибки пеленгации фазовым методом.
2. Доработать выбранную модель антенны с целью ее практического применения для исследования влияния антенны на ошибки пеленгации фазовым методом.
3. Разработать антенну миллиметрового диапазона, подходящую для применения в составе фазового пеленгатора.
4. Используя разработанную модель, исследовать влияние разработанной антенны на ошибки пеленгации фазовым методом.

Основываясь на результатах проведенного исследования предложить способ настройки антенной системы фазового пеленгатора, позволяющий уменьшить ошибки пеленгации.

### **Научная новизна**

1. Разработан способ сравнения параметров одностипных спиральных антенн, предусматривающий сравнение соответствующих им наборов матриц. Указанные матрицы формируются из комплексного коэффициента отражения, пространственных отсчетов коэффициента усиления и отсчетов фазовых диаграмм направленности для двух ортогональных поляризаций. Для определения количественной разницы между сравниваемыми антеннами использована абсолютная разность  $L$  норм соответствующих им матриц.

2. Предложен способ формирования антенной системы фазового пеленгатора. Указанный способ предполагает подбор антенн по принципу наименьшей абсолютной разности  $L$  норм соответствующих им матриц рассеяния. Применение указанного способа в рассматриваемом случае позволяет снизить максимальный уровень ошибок пеленгации с  $1^\circ$  до  $0,75^\circ$  (при максимально допустимом значении  $0,8^\circ$ ).

3. Установлено, что размещение плоского спирального излучателя на одном уровне с краем проводящего корпуса (допустимая просадка платы в рассмотренном случае не более  $0,3$  мм) позволяет уменьшить ширину пространственного диапазона изменения положения фазового центра (в рассмотренном случае с  $4,3$  мм до  $3,7$  мм) и максимальный уровень ошибок пеленгации, по сравнению со случаем установки излучателя внутрь корпуса (на  $0,8$  мм ниже карая в рассмотренном случае). Снижение максимального уровня ошибок пеленгации составило  $0,3^\circ$  с  $1^\circ$  до  $0,7^\circ$  (при максимально допустимом значении  $0,8^\circ$ ).

### **Практическая значимость работы**

1. Применена на практике матричная модель антенны. С использованием указанной модели исследовано влияние антенны миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом.

2. Предложена конструкция широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона длин волн (получен патент РФ). Конструкция антенны отработывалась для применения в составе блока фазового пеленгатора пассивной системы радиомониторинга. В результате антенна используется в указанном блоке.

3. Предложенный способ сравнения параметров однотипных спиральных антенн является основой для создания технологии формирования антенных систем фазовых пеленгаторов.

### **Методы исследования**

Для решения поставленных задач применялись общие положения электродинамики, теории антенн и матричной алгебры.

Электродинамическое моделирование осуществлялось в программной среде Ansys HFSS, реализующей метод конечных элементов.

Практические значения характеристик согласования были получены с помощью векторного анализатора цепей. Экспериментальные значения характеристик излучения были получены путем измерений в дальней зоне в безэховой камере АО «Центральное конструкторское бюро автоматики». Коэффициент усиления измерялся методом трех антенн. Сечения фазовых диаграмм направленности были получены с помощью измерительного комплекса фирмы «Трим» «ТМСА40Д17».

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Ошибки пеленгации фазовым методом, возникающие из-за неидентичности параметров спиральных антенн, могут быть минимизированы путем подбора антенн, для которых абсолютная разность L норм соответствующих им матриц рассеяния имеет минимальное значение.

2. Установка плоского спирального излучателя на одном уровне с краем цилиндрического проводящего корпуса (допустимая просадка внутрь корпуса не более 0,3 мм) позволяет уменьшить ошибки пеленгации фазовым методом по сравнению со случаем, когда излучатель установлен внутрь корпуса (на 0,8 мм

ниже края в рассмотренном случае). Снижение максимального уровня ошибок пеленгации составило  $0,3^\circ$  с  $1^\circ$  до  $0,7^\circ$ .

3. Формирование антенной системы фазового пеленгатора путем подбора антенн по принципу наименьшей абсолютной разности  $L$  норм соответствующих им матриц рассеяния позволяет снизить уровень ошибок пеленгации с  $1^\circ$  до  $0,75^\circ$  (при максимально допустимом значении  $0,8^\circ$ ).

### **Степень достоверности результатов**

Достоверность приведенных положений основана на соответствии результатов электродинамического моделирования, выполненного для антенны и системы, построенной на ее основе, и практических экспериментов, выполненных с указанной антенной и блоком фазового пеленгатора.

### **Внедрение результатов работы**

Разработанная спиральная антенна миллиметрового диапазона длин волн используется при серийном производстве блоков фазового пеленгатора. О чем есть акт об использовании антенны АО «ЦКБА».

Предложенный способ компоновки однотипных антенн по степени схожести соответствующих им матриц рассеяния применяется при формировании антенных систем блоков фазовой пеленгации, серийно производимых АО «ЦКБА».

### **Апробация работы**

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. IX, X, XI, и XII Всероссийская научно-технические конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, 2019, 2021, 2022, 2023;
2. Региональная молодежная научно-практическая конференция «Нанотехнологии. Информация. Радиотехника» (НИР-21), г. Омск 2021.
3. Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн», г. Санкт-Петербург, 2021;

4. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2021;
5. IX Всероссийская научно-техническая конференция «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2022), г. Омск, 2022.
6. Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн», г. Санкт-Петербург, 2023.

### **Публикации**

Основные теоретические и практические результаты диссертации опубликованы в 15 работах, из которых: 4 – статьи в рецензируемых изданиях, входящих в перечень ВАК, 10 – публикации в сборниках Всероссийских и международных конференций, 1 патент на изобретение.

### **Личный вклад автора**

Все работы, связанные с исследованием влияния антенны на ошибки пеленгации фазовым методом, а также с формированием и применением матричной модели антенны для указанного исследования, предложены и выполнены автором самостоятельно. Разработка исходной конструкции малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона выполнена в соавторстве с коллегами из АО «Центральное конструкторское бюро автоматики». Доработка конструкции указанной антенны в части способа установки излучателя в корпус выполнена автором самостоятельно.

### **Структура и объем диссертации**

Диссертация содержит введение, четыре главы, заключение и приложения. Общий объем диссертации 139 страниц, включая 40 рисунков, 8 таблиц, список цитируемых источников из 168 наименований.

# 1 ОБЗОР ПОДХОДОВ К ФОРМИРОВАНИЮ МОДЕЛЕЙ АНТЕНН

## 1.1 Введение

Для достижения цели настоящей работы были сформулированы задачи, требующие решения. Первая из указанных задач предполагает рассмотрение существующих подходов к описанию характеристик антенн. Это необходимо для того, чтобы определить наиболее подходящий для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом. В настоящем разделе рассматриваются несколько таких подходов.

В данном случае подход к описанию предполагает формирование модели антенны, с помощью которой можно определить некоторые ее характеристики, кроме того, некоторый набор характеристик сам по себе может являться моделью антенны. С помощью модели антенна может быть определена как часть системы, с применением указанной модели может быть исследовано влияние антенны на работу системы.

Существуют различные модели антенн, они отличаются друг от друга полнотой учитываемых характеристик и свойств. Среди часто встречающихся в рассмотренных источниках можно выделить некоторые основные типы моделей. К указанным типам относятся следующие:

- модели, описывающие антенну путем создания ее эквивалентной схемы [30]-[42], и исследования параметров указанной схемы;
- матричные модели [27]-[29], [43]-[58], в рамках которых антенна описывается набором матриц, принцип построения и коэффициенты указанных матриц у разных моделей отличаются;
- описание некоторых свойств антенны с помощью аналитических выражений, такие модели встречаются реже прочих, но встречаются [59]-[62]. Указанный

вариант рассмотрим подробнее здесь, поскольку он применяется достаточно редко, нет необходимости выносить его в отдельный подраздел.

Для некоторых излучающих структур существуют аналитические выражения, решения которых будут давать, к примеру, диаграмму направленности. Известными примерами таких структур являются плоские апертуры [59], проволочные диполи и монополи [59], узкие щели в электрически больших проводящих экранах [59] или в стенках волноводов [60]. Встречаются и более сложные излучающие структуры [61], [62] но при повышении сложности такого выражения, как правило, прибегают к численным методам.

К основному достоинству такой модели можно отнести то, что характеристики излучения и согласования излучающей структуры можно получить в результате решения некоторого выражения (что при наличии современных математических программных пакетов относительно просто).

Существенным недостатком такой модели является ограниченная возможность ее применения. Это связано с тем, что далеко не всем излучающим структурам, а тем более полноценным антеннам можно поставить в соответствие аналитическое выражение. Вторым недостатком является сложность практического применения, поскольку любые изменения в конструкции излучающей структуры или антенны (изменения могут быть связаны как с процессом изготовления антенны, так и с внешними мешающими факторами) потребуют их учета в выражении, характеризующем антенну.

Основываясь на приведенных недостатках данного типа моделей, можно прийти к выводу о том, что они не подойдут для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом.

Исходя из приведенных выше недостатков можно прийти к выводу о том, что рассматриваемый в настоящем подразделе вариант модели антенны не подойдет для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом.

Выбор той или иной модели обусловлен задачей, для которой планируется ее применение. Цель настоящей работы состоит в том, чтобы исследовать влияние антенн на ошибки пеленгации фазовым методом. Модель, используемая для этого, должна учитывать пространственные зависимости характеристик излучения и поляризационные свойства антенны, а также должна быть применимой для антенн различных типов. Далее в подразделах настоящего раздела приведенные выше типы моделей освещены подробнее, также рассмотрена возможность их применения для осуществления поставленной цели.

## **1.2 Модели на основе эквивалентной схемы**

Эквивалентные схемы широко применяются для упрощения расчетов электрических цепей [63]-[65], для описания функционирования полупроводниковых приборов [66]-[68], [69], кварцевых резонаторов, высокочастотных линий передачи [70]. Антенны не являются исключением в вышеприведенном ряду, для их описания также широко применяются различные эквивалентные схемы [30]-[42].

Фактически эквивалентная схема позволяет представить описываемое ею устройство в качестве совокупности элементов более простых, чем описываемое устройство, или более удобных для анализа. Анализ такой схемы будет выдавать результаты сходные с теми, что получаются при анализе замещаемого устройства. Но сам по себе анализ схемы может быть менее затратным (например, с точки зрения вычислительных мощностей), чем анализ замещаемого устройства.

Применение эквивалентных схем для описания антенн позволяет рассматривать как отдельные конструкции, так и обобщенные системы и связанные с ними параметры приема передачи и рассеяния.

К примеру:

- в работе [32] рассматривается щелевая антенна с открытым концом и согласующей цепью, для указанной антенны разработана эквивалентная схема, учитывающая как щелевой излучатель, так и согласующую цепь. Эквивалентная схема в данном случае применяется для оптимизации согласующей цепи. Производится анализ разработанной эквивалентной схемы, в результате которого находятся полное входное сопротивление и обратные потери, полученные результаты сравниваются с результатами электродинамического моделирования, отмечается их хорошее сходство. Вместе с тем характеристики излучения, такие как диаграммы направленности и коэффициент усиления получены в результате электродинамического моделирования, поскольку получить их на основе анализа эквивалентной схемы затруднительно;

- в [33] рассматривается печатная антенна, выполненная на диэлектрическом основании, а также ее эквивалентная схема. Характеристики согласования антенны получены путем анализа эквивалентной схемы. Характеристики излучения были получены в результате практических измерений с макетом. Кроме того, эквивалентная схема антенны использована при моделировании канала связи, в который указанная антенна входит;

- в источниках, рассмотренных выше, антенны, описываемые эквивалентными схемами, рассчитывались на резонансную частоту или несколько таких частот, в работе [35] рассматривается широкополосная коническая антенна и ее эквивалентная схема. Также, как и в предыдущих работах, эквивалентная схема использована для поиска полного входного сопротивления и согласования указанного сопротивления с питающей линией. Результаты анализа эквивалентной схемы сравниваются с результатами электродинамического моделирования, обнаруживается их неполное соответствие. После выявления указанного несоответствия осуществляется уточнение эквивалентной схемы, после чего результаты анализа указанной схемы и результаты электродинамического моделирования стали совпадать в большей степени;

- в [36] также рассматривается широкополосная печатная антенна и ее эквивалентная схема. Но в отличие от [35] эквивалентная схема представлена отрезками линий передачи, с заданными параметрами и соединенные определенным образом. Также, как и в работах, приведенных выше, данная эквивалентная схема использована для оптимизации параметров согласования, параметры излучения получены в результате электродинамического моделирования;

- аналогичным образом использована эквивалентная схема антенны, рассмотренной в [41].

Во всех рассмотренных выше случаях эквивалентные схемы антенн использовались для исследования и оптимизации параметров согласования, но эквивалентные схемы могут быть использованы и для описания параметров излучения и рассеяния, что рассмотрено в работах [38]-[40] и [42]. Рассмотрим их подробнее:

- в [39] рассматривается применение эквивалентных схем для описания процессов приема, передачи и рассеяния антенной электромагнитных волн. Сравниваются результаты анализа эквивалентных схем резонансного диполя, резонансной круговой рамки и двухэлементного волнового канала с результатами электродинамического моделирования указанных антенн. Отдельно отмечаются ограничения возможности применения эквивалентных схем, связанные с тем, что в эквивалентной схеме могут быть учтены только те составляющие рассеяния, которые связаны с проводящими частями (буквально те, по которым протекает ток [39]). Не все антенны содержат в своей конструкции только проводящие элементы, даже в виде излучающей структуры;

- в работе [40] также рассматривается эквивалентная схема, включающая в себя передающую и приемную антенны, а также потери в свободном пространстве. Указанная эквивалентная схема используется в рассматриваемой работе для того, чтобы наглядно показать соотношения между принимаемой и рассеиваемой антенной мощностями. В частности, показывается, что принятая мощность может

быть больше рассеянной. В данном случае эквивалентная схема, косвенно учитывающая характеристики излучения (путем введения соответствующего сопротивления), использована для более наглядного представления теоретического вопроса, и применение ее для какой-либо оптимизации (как это делалось в предыдущих работах для характеристик согласования) в таком виде затруднительно;

- в работе [42] приведены обобщенные эквивалентные схемы для системы из приемной и передающей антенн. Указанные схемы являются измененными относительно используемых эквивалентных схем с идеальными источниками тока и напряжения. Изменения, внесенные в схемы, касаются случаев различных нагрузок для ситуации, при которой антенна работает на прием. Рассмотрены различные режимы работы такой системы для различных типов нагрузок антенн, ее составляющих. Показано, что наилучшим с точки зрения передачи мощности, является случай, при котором полное сопротивление нагрузки является комплексно-сопряженным относительно входного сопротивления антенны. Указанные результаты получены как путем анализа эквивалентных схем, так и с помощью практического эксперимента.

В рассмотренных выше работах эквивалентные схемы применялись для описания характеристик излучения и рассеяния антенн. Важно отметить, что во всех перечисленных работах, касающихся характеристик излучения и рассеяния, эквивалентные схемы использовались для описания общих энергетических соотношений. Указанные эквивалентные схемы строились таким образом, что не учитывали всех конструктивных деталей антенн и пространственных зависимостей их характеристик, а отражали лишь общий процесс взаимодействия, связанный с передачей мощности. Кроме того, в [39] отмечалось, что разработка эквивалентной схемы возможна не для каждой антенны.

Выше приведен обзор источников, в которых антенны характеризуются с помощью эквивалентных схем. Рассмотрим возможность использования описания

антенны таким способом для выполнения цели работы. Для этого выделим основные преимущества и недостатки такого способа.

К преимуществам можно отнести относительную простоту (с точки зрения затрачиваемых вычислительных мощностей) анализа антенн с разработанной эквивалентной схемой по сравнению с электродинамическим анализом этих же антенн. Еще одним преимуществом эквивалентных схем является то, что с их помощью можно достаточно наглядно показать общие энергетические закономерности, связанные с излучением и рассеянием (как это сделано в [40] и [42]).

К существенным недостаткам рассматриваемого способа описания антенн можно отнести то, что с его помощью затруднительно детально описывать пространственные и поляризационные характеристики излучения, а это необходимо для выполнения поставленной цели. Кроме того, эквивалентная схема по понятным причинам не может быть универсальной, разные типы антенн потребуют разных эквивалентных схем, также потребуется проверять их соответствие, поскольку не всегда оно может быть одинаковым и удовлетворительным. Также в [39] отмечается, что не для всех антенн возможно создание эквивалентной схемы.

Учитывая приведенные выше недостатки, выявленные в процессе анализа источников, можно прийти к выводу о том, что модели, построенные на основе эквивалентной схемы, не подходят для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом.

### **1.3 Матричные модели**

В самом общем случае матричная модель антенны – это некоторая совокупность матриц, поставленных в соответствие рассматриваемой антенне. Размерности, коэффициенты и способы получения указанных матриц могут

существенно отличаться. Вместе с тем матричные модели, рассматриваемые в источниках [27]-[29], [43]-[58], можно разделить на две группы.

К первой группе можно отнести пространственные зависимости комплексных напряженностей электрического и магнитного полей. Указанные зависимости, как правило, являются результатом электродинамического моделирования. Фактически они представляют собой матрицы (или скорее таблицы), содержащие некоторые координаты и соответствующие этим координатам комплексные напряженности. При практических измерениях первичные результаты в подобной форме получаются при реализации измерений в ближней зоне [53]-[55].

Ко второй группе можно отнести матрицы рассеяния. В разных источниках указанные матрицы формируются по-разному, общим в данном случае остается то, что способы получения матриц рассеяния антенн отличаются от способов получения этих матриц для прочих СВЧ устройств.

Рассмотрим каждую из указанных групп подробнее.

Системы автоматизированного проектирования антенн и СВЧ устройств, к примеру, HFSS или CST предлагают возможность экспорта результатов электродинамического моделирования в виде файла, который содержит комплексные напряженности электрического (или электрического и магнитного) поля и связанные с ними координаты, которые, в свою очередь, соотнесены с геометрией источника излучения. Так, например, для экспорта результатов моделирования в HFSS предусмотрены файлы с расширениями *ffd* и *nfd*. Файл с расширением *ffd* должен содержать действительные и мнимые компоненты напряженности электрического поля, определённые для дальней зоны источника излучения. Файл с расширением *nfd* должен содержать действительные и мнимые компоненты напряженности электрического и магнитного полей, определенных для ближней зоны источника излучения. В CST есть аналогичные форматы представления результатов моделирования.

Рассмотрим основные достоинства и недостатки матричной модели, построенной на основе пространственных зависимостей напряженности электрического и магнитного полей.

Основным достоинством данного подхода является полнота информации, предоставляемой об источнике излучения, для которого выполнялось моделирование. Современные версии программ электродинамического моделирования позволяют с хорошей точностью получать такие решения. Кроме того, этот формат описания антенны является исходным для получения любых других характеристик.

Вторым существенным достоинством данного подхода к описанию антенны является удобство экспортирования данных, как правило, они представлены в табличном виде и могут быть использованы для постобработки в других программах с более широкими возможностями (Mathlab или Mathcad).

Недостатком рассматриваемого подхода является отсутствие возможности интерпретации данных без постобработки. Для получения каких-либо значений характеристик антенны потребуется прибегнуть к постобработке, встроенной в программу электродинамического моделирования, или экспортировать данные в другую программную среду и проводить постобработку в ней.

Еще одним недостатком является то, что практическое получение данных в таком формате возможно только с помощью измерений в ближней зоне [53]-[55], что влечет за собой проблемы, связанные с проведением таких измерений.

Модели, построенные на основе матриц рассеяния, в разной степени описаны в работах [27]-[29], [43]-[52], [56], [57], [58]. Матрицы рассеяния антенн, описываемых в указанных работах, можно разделить на две категории: к первой относятся матрицы, построенные с использованием углового спектра [43]-[52], ко второй – матрицы, построенные с использованием волн мощности [27]-[29], [56], [57], [58]. В указанных категориях также можно выделить случай, в котором рассматривается одиночная антенна и в котором рассматривается пара антенн,

образующих систему. Кроме того, в части работ учтены поляризационные свойства антенн, в части работ - нет.

Рассмотрим некоторые наиболее полные работы подробнее.

В [52] рассматривается построение матрицы рассеяния антенны с использованием углового спектра сферических волн. Описаны ограничения предлагаемого способа, также расчетным путем сформированы матрицы рассеяния для сферической спиральной излучающей структуры и двухчастной структуры типа волновой канал. В приведенной статье не рассматривается связь полученных матричных коэффициентов с характеристиками, принятыми для описания антенны, также не рассматривается описание поляризационных свойств.

В [48] приведен случай взаимодействия двух антенн, указанный случай описывается некоторой обобщенной матрицей рассеяния. Рассматриваются три ситуации, в первой каждая из двух взаимодействующих антенн представлена своим входным портом и некоторой сферой конечного радиуса, окружающей ее, во второй ситуации каждая из двух антенн описывается матрицей, сформированной на основе углового спектра сферических волн, в третьей ситуации рассматривается взаимодействие двух антенн через свободное пространство, которое характеризуется своей матрицей рассеяния. С помощью численного моделирования показана эквивалентность трех описанных ситуаций. Также, как и в предыдущем случае, не рассмотрена связь с характеристиками, для которых существуют методики определения практических значений, кроме того, не рассматриваются поляризационные свойства антенн.

В работе [43], также, как и в вышеописанных, рассматривается матрица рассеяния антенны, сформированная на основе углового спектра. Указанная матрица предлагается в качестве модели, описывающей процесс излучения и рассеяния антенной электромагнитных волн. В отличие от предыдущих работ приводятся результаты практического эксперимента с двумя коаксиально-волноводными переходами. Отмечаются некоторые отличия комплексных

коэффициентов передачи и отражения, полученных в результате моделирования и при практическом эксперименте.

Работа [47] несколько отличается от приведенных выше. Основное отличие состоит в том, что для формирования модели антенны авторы предлагают использовать некоторое количество бесконечно малых излучателей (диполей), каждый из которых должен характеризоваться соответствующей матрицей рассеяния. В работе проведена оптимизация количества таких диполей для формирования моделей различных антенн. В частности, формировались модели прямоугольной микрополосковой антенны и антенны с полусферическим диэлектрическим резонатором. Сравнивались результаты моделирования с помощью бесконечно малых диполей, характеризующихся матрицами рассеяния, и результаты электродинамического моделирования методом конечных элементов. Отмечается, что при оптимизации количества и взаимного расположения бесконечно малых диполей удастся добиться результатов, близких к результатам электродинамического моделирования. Вместе с тем в работе не приведены методы практического получения матриц рассеяния бесконечно малых диполей, что ограничивает практическое применение предлагаемой авторами модели. Кроме того, не каждую излучающую структуру можно удобно представить некоторым количеством бесконечно малых диполей, что снижает возможности применения предлагаемой модели.

В работах [50], [51] рассмотрено применение матрицы рассеяния для описания антенн. Указанная матрица связывает вектора падающих и отраженных сферических волн. В общем случае указанные падающие и отраженные сферические гармоники определяются на условных сферах, между которыми расположена антенна. Предлагается использовать такие матрицы для описания взаимодействия антенн или антенны и некоторого рассеивателя. В качестве примера рассматривается взаимодействие диэлектрического шара и рамочной антенны. Для отыскания сферических гармоник, соответствующих рамочной антенне, проводится предварительный расчет токов и последующее разбиение

указанной антенны на некоторое количество элементарных излучателей. Используемый в работах [50], [51] способ формирования матрицы рассеяния не универсален, поскольку не для всех антенн получится найти распределение тока с помощью некоторого аналитического выражения (как это сделано в [50], [51]). Для большинства антенн можно найти распределение полей на некоторой окружающей сфере с помощью современных программных сред электродинамического моделирования, но в этом случае необходимость в матрицах рассеяния как в более простом способе, чем полное электродинамическое моделирование, отпадает. Практическая реализация способа построения матриц рассеяния, описанного в [50], [51], также вызывает трудности, связанные в основном с тем, что для определения сферических пространственных гармоник потребуется определить комплексные напряженности хотя бы электрического поля на некоторой поверхности, расположенной на небольшом расстоянии относительно антенны. Указанные напряженности можно определить с помощью измерений в ближнем поле, однако это сопряжено с характерными для этих измерений трудностями (калибровка, влияния зонда и прочее подробнее, например, в [53]). Связь предлагаемых в [50], [51] коэффициентов матрицы рассеяния с характеристиками, принятыми для описания антенн (для которых существуют отработанные методики измерения) прослежена недостаточно, что осложняет ее практическое применение.

Несколько иной подход предлагается в серии работ [27]-[29], которая обобщается в [29]. Основным отличием от работ, рассмотренных ранее, является применение волн мощности [29] для формирования матрицы рассеяния антенны. Для этого вводится понятие виртуального порта или порта излучения [29], который, как и порт (иначе говоря, отсчетная плоскость, далее будет использоваться именно этот термин) в линии передачи характеризуется падающей и отраженной мощностью. Нужно отметить, что речь в данном случае идет о пространственной отсчетной плоскости, расположенной в дальней зоне антенны. Таким образом, матрица рассеяния, характеризующая антенну, связывает падающие и отраженные волны мощности, определенные в пространственной отсчетной плоскости и отсчетной плоскости разъема антенны.

Существенным достоинством предлагаемой в [27]-[29] матричной модели является хорошо выраженная связь комплексных коэффициентов матрицы рассеяния и характеристик, принятых для описания антенн. Указанная связь позволяет определять практические значения коэффициентов матрицы рассеяния антенны с помощью отработанных методик, используемых для определения антенных характеристик. Кроме того, отмечается, что комплексные коэффициенты матриц рассеяния антенны имеют пространственные зависимости, это означает, что для практического описания антенны может потребоваться некоторый набор таких матриц. Количество матриц в указанном наборе будет определяться целью, для которой планируется их использование. В обобщающей работе [29] автор предлагает использовать полученную им связь комплексных коэффициентов передачи и коэффициента усиления для формирования обновленного стандарта, характеризующего антенные термины. Еще одним достоинством предлагаемой модели антенны является способ учета поляризационных характеристик путем введения дополнительных коэффициентов передачи и отражения, характеризующих пространственную отсчетную плоскость. Условно это можно представить как введение двух пространственных отсчетных плоскостей для одного направления.

К недостаткам серии работ [27]-[29] можно отнести отсутствие описания практического применения предлагаемой модели антенны. Даются общие направления применения, такие как взаимовлияние нескольких антенн в рамках системы или формирование нового стандарта для антенных терминов, но подробно эти направления не рассматриваются.

Стоит также упомянуть работы типа [56] или [57], в которых аппарат матриц рассеяния используется для практического определения коэффициентов усиления антенн. В этом случае не рассматривается матричное описание излучения или приема, аппарат матриц рассеяния используется для удобства, поскольку коэффициенты передачи и отражения являются исходными данными при работе с векторным анализатором цепей.

Выше приведен обзор источников, рассматривающих матричные модели антенн. Основываясь на приведенном обзоре, можно выделить основные преимущества и недостатки, а также определить возможность использования модели данного типа для выполнения цели работы.

К основному достоинству матричных моделей антенн можно отнести их универсальность. При наличии отработанной методики матрицу рассеяния можно сформировать для антенны практически любого типа. Вторым достоинством является то, что матричная модель позволяет учитывать изменения в конструкции антенны, поскольку коэффициенты матрицы связаны с характеристиками антенны (которые будут изменяться при изменении конструкции). Это позволит сравнивать антенны с помощью сравнения соответствующих им матриц.

К недостаткам моделей матричного типа можно отнести то, что не все матричные модели, приведенные в рассмотренных источниках, можно удобно сформировать на практике. Это, в свою очередь, существенно ограничивает их применимость.

В целом матричные модели лучше подходят для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом, поскольку более универсальны по сравнению с эквивалентными схемами. Наиболее подходящей для практического применения представляется модель, предложенная в серии работ [27]-[29], поскольку в ней коэффициенты матриц рассеяния, в том числе, могут быть найдены через антенные характеристики, для которых есть отработанные методики определения практических значений. Кроме того, указанная модель позволяет учитывать поляризационные свойства антенны. Вместе с тем вопрос практического применения такой модели требует более детального рассмотрения.

## 1.4 Основные результаты раздела

В настоящем разделе рассмотрены три типа моделей антенн, среди них:

- модель, описывающая антенну путем создания ее эквивалентной схемы;
- матричная модель, в рамках которой антенна описывается набором матриц;
- модель, представляющая собой некоторое выражение, решение которого дает некоторую характеристику антенны.

Для каждого из приведенных типов моделей определены достоинства и недостатки, определяющие возможность их применения для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом.

К достоинству моделей на основе эквивалентной схемы можно отнести относительную простоту анализа (в сравнении с полным электродинамическим моделированием). Существенным недостатком является то, что не для всех антенн может быть сформирована эквивалентная схема. Кроме того, затруднительно учитывать характеристики излучения с помощью эквивалентной схемы.

Приведенные выше недостатки не позволяют использовать модели на основе эквивалентной схемы для поставленной цели. В первую очередь потому, что необходимо учитывать характеристики излучения антенн.

Основные достоинства матричной модели антенны состоят в том, что они достаточно универсальны. С помощью указанных моделей можно описывать почти любые типы антенн, а также их взаимодействие. Также матричные модели позволяют учитывать характеристики излучения и поляризационные свойства антенн.

К недостаткам таких моделей можно отнести то, что не все из рассмотренных удобны при практическом применении. Вместе с тем для некоторых матричных моделей предложены способы их практического формирования.

Учитывая приведенные достоинства и недостатки матричных моделей антенн, можно заключить, что они наиболее подходят для выполнения поставленной цели.

Модели, представляющие собой некоторое аналитическое выражение, удобны тем, что для получения их характеристики не требуется проводить полного электродинамического моделирования, достаточно найти решение указанного аналитического выражения. Существенным недостатком таких моделей является их ограниченная применимость. Это связано с тем, что для многих излучающих структур и антенн затруднительно получить корректное аналитическое выражение их описывающее.

Указанный недостаток не позволяет использовать модели, представляющие собой аналитические выражения для выполнения поставленной цели, поскольку одним из критериев является возможность применения модели для описания антенн различных типов.

Подводя общий итог настоящего раздела, можно отметить, что из трех рассмотренных типов моделей наиболее подходящей для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом является матричная модель. Указанный тип модели будет подробно рассмотрен в следующем разделе.

## 2 МАТРИЧНЫЙ СПОСОБ ОПИСАНИЯ АНТЕНН

### 2.1 Введение

При анализе каких-либо технических систем или устройств часто применяют подход, в рамках которого не рассматривается внутренняя структура исследуемого объекта, регистрируются и оцениваются только его реакция на внешние воздействия, на основании этих реакций делаются выводы о исследуемом объекте. В электронике такой подход реализуется через матричный аппарат, в области сверхвысоких частот (СВЧ) известны [71]-[77] и широко применяются [78]-[84] матрицы рассеяния. Данный тип матриц удобен для применения в области СВЧ по сравнению с другими типами матриц (например, матрицы сопротивлений или проводимостей). Вместе с тем, не для всех СВЧ устройств матрицы рассеяния формируются на основе одинаковой последовательности операций, к таким устройствам можно отнести антенны.

Хотя общий принцип построения останется прежним, в случае применения аппарата матриц рассеяния для антенн необходимо будет учесть некоторые особенности, а именно:

- коэффициенты передачи и некоторые коэффициенты отражения будут связаны с процессом излучения, чего в других СВЧ устройствах не происходит или рассматривается как побочное явление, не связанное с основными функциями устройства;
- процесс излучения антенны, а также часть отражения (не связанного с подключенной линией передачи) характеризуются пространственной и поляризационной зависимостями.

Цель настоящей главы можно сформулировать следующим образом - предложить и подробно рассмотреть матричный способ описания антенны.

Выделить основные отличия предлагаемого способа от принятого для прочих СВЧ устройств (не антенн). Рассмотреть физический смысл коэффициентов, составляющих матрицы рассеяния антенны, предложить способы их практического определения. Кроме того, рассмотреть возможность практического использования матричного способа описания антенн.

## 2.2 Матрицы рассеяния на СВЧ

Как было отмечено выше, в электронике для описания систем и устройств, в том числе, применяется подход, в рамках которого исследуемый объект характеризуется путем формирования матрицы, содержащей некоторые вторичные параметры ( $Z$ ,  $Y$ ,  $A$ ,  $H$ ), первичными параметрами в данном случае являются комплексные токи и напряжения. Указанные вторичные параметры выбираются исходя из удобства применения формируемой матрицы в каждом отдельном случае.

Существенным преимуществом такого подхода является то, что он позволяет рассматривать устройство с функциональной точки зрения, не вникая в тонкости его внутренней структуры.

В области СВЧ для описания устройств вводится дополнительный параметр с использованием которого формируются матрицы. Указанным параметром является мощность электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направляющей структуры. Матрицы, формируемые на основе указанного параметра, называют матрицами рассеяния.

Необходимость введения мощности и соответствующей матрицы вторичных параметров (параметров рассеяния) обусловлена следующими трудностями, возникающими при использовании классических параметров в области СВЧ:

- на СВЧ затруднительно реализовать режимы короткого замыкания и холостого хода из-за неизбежно возникающих паразитных емкостей и индуктивностей;

- для измерения токов и напряжений анализируемого СВЧ устройства будут необходимы подстроечные отводы, реализуемые на каждой частоте, что сделает невозможным измерения в режиме автоматического сканирования частоты;

- в активных СВЧ устройствах (к примеру, диоды или транзисторы) режимы холостого хода и короткого замыкания могут вызывать неустойчивую работу.

Теория матриц рассеяния СВЧ устройств достаточно подробно рассмотрена в [71], [73], [75], [76], [77]. Остановимся только на ключевых моментах, важных для дальнейшего применения матриц рассеяния при описании антенн.

Первым важным пунктом является то, что для описания распространения электромагнитной волны вдоль направляющей линии вводится понятие волны мощности, оно определяется как напряжение, измеренное между двумя точками поперечного сечения направляющей структуры, отнесенное к корню квадратному из волнового сопротивления направляющей структуры. Возведение такого отношения в квадрат даст мощность, регистрируемую в поперечном сечении направляющей структуры. Поскольку электромагнитные волны могут распространяться вдоль направляющей структуры как в прямом, так и в обратном направлении, то соответствующие им волны мощности разделяются на падающие и отраженные. Падающая волна – воздействующая, отраженная – зависимая.

Второй важный пункт состоит в том, что вводится понятие отсчетная плоскость. Поскольку в случае СВЧ большее внимание уделяется именно передаче мощности вдоль направляющей линии, а не протеканию токов или наличию напряжений [77], то для определения мощности удобно рассматривать некоторое поперечное сечение направляющей линии. Указанное поперечное сечение и является отсчетной плоскостью или волновым портом в зарубежной терминологии [77].

Третьим обстоятельством, которое важно отметить, является то, что параметры, составляющие матрицу рассеяния СВЧ устройства, а именно коэффициенты передачи и отражения, в общем случае являются комплексными. Это означает, что кроме амплитудной составляющей указанные коэффициенты имеют также и фазовую, которая в случае комплексного коэффициента отражения показывает сдвиг фаз между падающей и отраженной волнами. А в случае коэффициента передачи – фазовый сдвиг, который претерпевает волна, проходя через устройство, характеризуемое данным коэффициентом.

Приведенные выше пункты, в особенности два первых, отличают рассматриваемые матрицы рассеяния от других, применяемых в более низкочастотных областях электроники. Указанные пункты выделены еще и потому, что применение матриц рассеяния для описания антенн потребует учесть некоторые особенности, связанные с излучением, и учет этих особенностей повлияет на формулировку данных пунктов.

В настоящем подразделе не приведены выражения, определяющие волны мощности, а также коэффициенты передачи и отражения, для удобства сравнения они будут приведены в следующем подразделе.

### **2.3 Особенности применения матриц рассеяния для описания антенн**

Для формирования матриц рассеяния вводится понятие волны мощности, которое позволяет уйти от трудностей (указанные трудности перечислены в предыдущем подразделе) измерения параметров СВЧ с использованием токов и напряжений. В [76], [77] оно определяется следующим выражением (1):

$$a = \frac{V_{nad}}{\sqrt{Z_o}} \quad (1)$$

где:  $V_{nad}$  - напряжение, характеризующее падающую волну в отсчетной плоскости,  $Z_0$  - волновое сопротивление линии передачи.

Аналогичным образом задается и отраженная волна, только в [77] она обозначается как  $b$ , а в формуле (1) используется напряжение для отраженной волны. С помощью указанных величин задаются коэффициенты передачи и отражения. Большинство устройств в области СВЧ оказывают некоторое воздействие на подводимую к ним волну и передают ее (или ее определенную часть) дальше в тракт, указанное воздействие характеризуется коэффициентом передачи, к исключениям можно отнести только согласованные нагрузки, которые рассчитаны на поглощение всей пришедшей к ним мощности. Поскольку антенна тоже преобразует подведенную к ней мощность и передает ее дальше в тракт (или в пространство), то она наряду с прочими устройствами должна характеризоваться коэффициентом передачи.

Но попытка определить коэффициент передачи антенны по аналогии с другими СВЧ устройствами наталкивается на трудность, связанную с тем, что у антенны отсутствует явно выраженный второй разъем (отрезок линии передачи), необходимый для определения коэффициента передачи. Иначе говоря, для определения коэффициента передачи необходимы две отсчетные плоскости, а для антенны затруднительно задать вторую отсчетную плоскость в явном виде.

Вместе с тем антенна осуществляет преобразование напряженности электрического и магнитного полей, распространяющихся в свободном пространстве, в напряженности электрического и магнитного полей, определенных в линии передачи, подключенной к антенне (в силу принципа взаимности [85], [86] верно и обратное). Исходя из такого определения можно сделать формальный вывод о том, что второй линией передачи, подключенной к антенне, является свободное пространство.

Но свободное пространство отличается от большинства линий передач полным отсутствием каких-либо конструктивных элементов, задающих

направление распространения и определяющих граничные условия. В связи с этим при формировании матриц рассеяния, описывающих антенну, необходимо учитывать некоторые особенности, связанные с тем, что формально свободное пространство является линией передачи, подключенной к антенне.

Рассмотрим указанные особенности:

- для рассмотрения векторов напряженности электромагнитного поля удобно выбрать область пространства, удовлетворяющую условию дальней зоны [85], [86]. Это позволит упростить их определение, поскольку в дальней зоне достаточно рассматривать только поперечные компоненты;

- поскольку свободное пространство рассматривается в качестве линии передачи, необходимо определить отсчетную плоскость. Поперечное сечение по понятным причинам выбрать затруднительно, поэтому можно прибегнуть к следующему формальному приему. В области пространства, удовлетворяющей условию дальней зоны, выбрать площадку элементарной площади  $dS$ . Указанную площадку можно считать отсчетной плоскостью. Важно отметить, что выбранная отсчетная плоскость является таковой только для одного направления в пространстве. Для полного описания антенны потребуется набор таких отсчетных плоскостей, соответствующих каждому пространственному направлению, и, следовательно, набор матриц. Количество указанных плоскостей, как и количество матриц, характеризующих антенну, зависит от количества выбранных направлений. Далее такие отсчетные плоскости будут называться пространственными;

- в [76], [77] волны мощности определяются выражениями вида (1), но для пространственных отсчетных плоскостей использование напряжений не вполне корректно, поскольку нет явного контура, по которому нужно интегрировать, чтобы получить напряжение. Корректнее будет говорить о напряженности поля, определенной для пространственной отсчетной плоскости. Для отсчетной плоскости, размещенной в разьеме антенны, напряжение определить возможно, но в таком случае коэффициент передачи, определенный между двумя этими

плоскостями, будет не безразмерной величиной. Для того, чтобы этого избежать, необходимо в выражении вида (1) использовать не напряжение, а напряженность электрического поля. Указанная замена вполне допустима, поскольку напряженность электрического поля в некотором поперечном сечении линии передачи и напряжение в этом же поперечном сечении однозначно связаны [74], [75]. Важно отметить, что для различных типов линий передачи выражения, связывающие напряженность и напряжение, будут разными;

- еще одна особенность состоит в том, что для представления векторов напряженности электромагнитного поля потребуется две ортогональных пространственных отсчетных плоскости, связанных с одним направлением. Вызвано это тем, что плоскости колебания векторов напряженности электромагнитной волны могут быть ориентированы произвольным образом. Иначе говоря, они могут быть произвольно поляризованы. Поскольку произвольный вектор на плоскости может быть представлен с помощью двух ортогональных составляющих, то для векторов напряженности электромагнитной волны потребуются две ортогональных отсчетных плоскости. Формально, если рассматривать свободное пространство как линию передачи, то для каждой из двух ортогональных составляющих вектора электрического поля необходимо ввести отдельную отсчетную плоскость, причем они должны соответствовать одному пространственному направлению. Геометрически это можно представить как поворот выбранной ранее пространственной отсчетной плоскости на 90 градусов вокруг вектора Пойтинга.

Рассмотрим применение аппарата матриц рассеяния для описания антенн более детально. Для этого введем систему координат, как показано на рисунке 1.

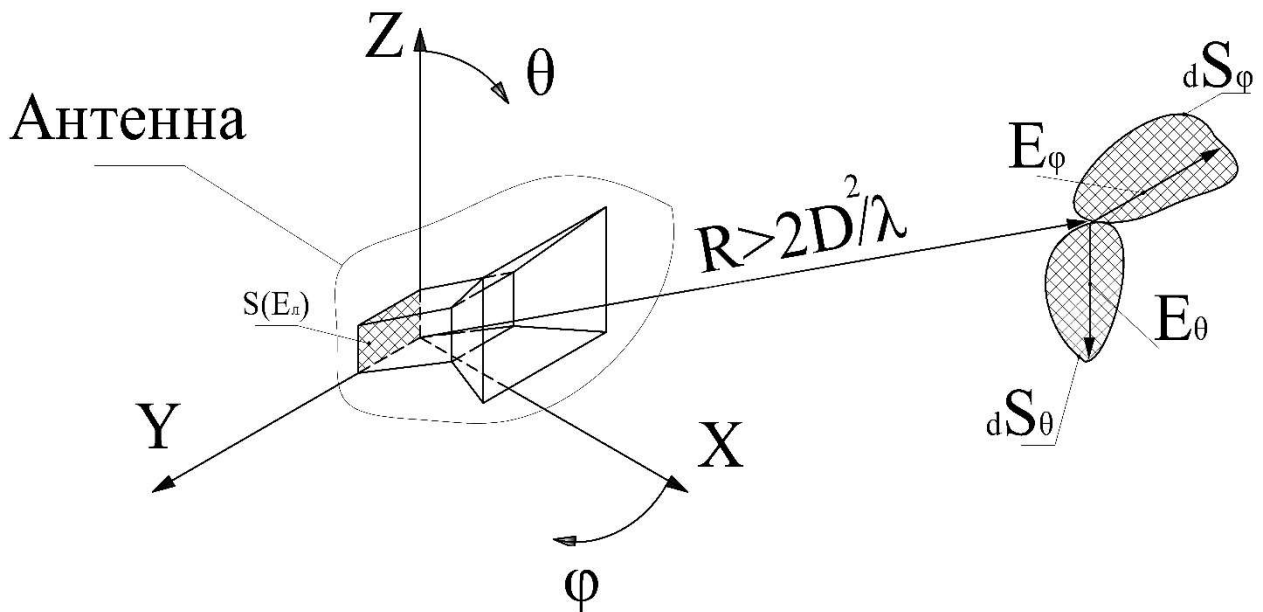


Рисунок 1 – К пояснению применения аппарата матриц рассеяния для описания антенн

В выбранной системе координат разместим антенну таким образом, чтобы точка начала системы координат принадлежала отсчетной плоскости, размещенной в разъеме.

Из центра выбранной системы координат проведем радиус-вектор, длина которого удовлетворяет условию дальней зоны (2):

$$R \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (2)$$

где  $D$  – максимальный линейный размер антенны,  $\lambda$  – длина волны.

Кроме того, указанный радиус вектор должен быть перпендикулярен пространственной отсчетной плоскости  $dS$ .

Электрическое поле в пространственных отсчетных плоскостях  $dS_\varphi$  и  $dS_\theta$  определяется величинами  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  соответственно. Указанные величины являются комплексными, их амплитудные и фазовые составляющие характеризуются

пространственными зависимостями. Здесь также стоит отметить, что напряженности электрического и магнитного полей связаны между собой соотношениями (3) и (4):

$$E_{\varphi} = -W \cdot H_{\theta} \quad (3)$$

$$E_{\theta} = W \cdot H_{\varphi} \quad (4)$$

где  $W$  волновое сопротивление свободного пространства.

Из выражений (3) и (4) следует, что для удобства описания электромагнитного поля в дальней зоне и свободном пространстве можно использовать, например, только электрическое поле.

На рисунке 1 показаны пространственные отсчетные плоскости и определенные для них параметры, а именно комплексные напряженности электрических полей. С учетом введенных отсчетных плоскостей и их параметров на рисунке 2 антенна схематично представлена как преобразователь, характеризуемый некоторой матрицей рассеяния.

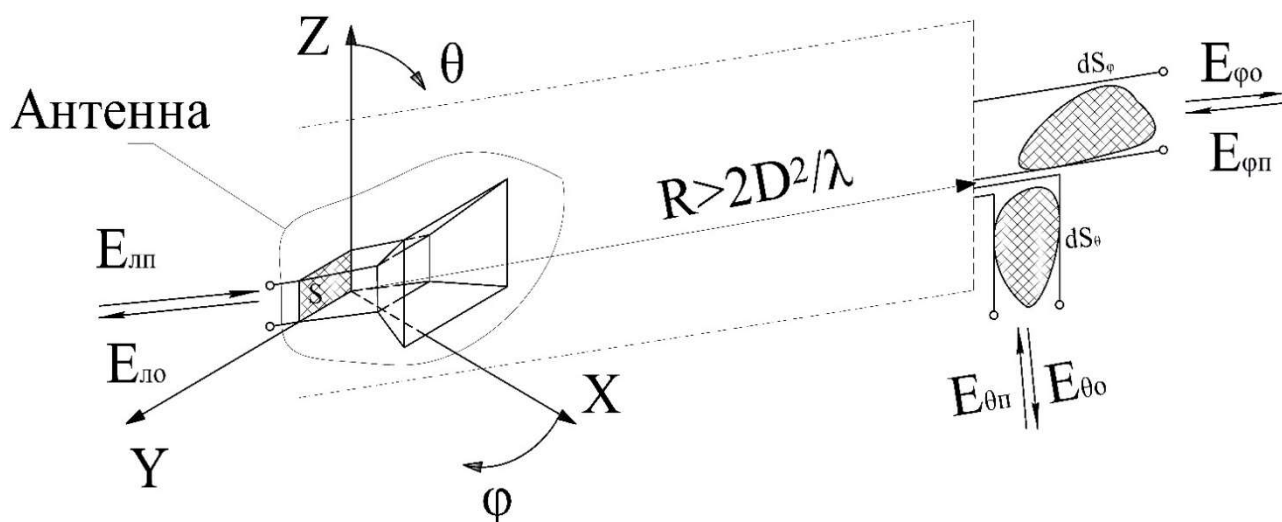


Рисунок 2 – Схематичное изображение антенны как преобразователя.

На приведенном на рисунке 2 схематичном изображении отмечены пространственные отсчетные плоскости, а также отсчетная плоскость, размещенная в разъеме антенны. Прерывистой линией обозначен условный преобразователь, в которой кроме самой антенны входит также и свободное

пространство, находящееся между ней и отсчетными плоскостями. С учетом того, что одному пространственному направлению соответствуют две отсчетных плоскости, формируемая матрица будет соответствовать шестиполосному (или трехпортовому) устройству. Также на рисунке 2 обозначены падающие и отраженные волны для каждой отсчетной плоскости. Важно еще раз отметить, что количество матриц, характеризующих одну антенну, будет равным количеству пространственных направлений, задающих отсчетные плоскости.

Учитывая введенные пространственные отсчетные плоскости, можно записать связь воздействующей (падающей) волны с зависимой (отраженной) (5), (6) и (7).

$$\dot{E}_{lo} = \dot{S}_{11} \cdot \dot{E}_{ln} + \dot{S}_{12} \cdot \dot{E}_{\theta n} + \dot{S}_{13} \cdot \dot{E}_{\varphi n} \quad (5)$$

$$\dot{E}_{\theta o} = \dot{S}_{21} \cdot \dot{E}_{ln} + \dot{S}_{22} \cdot \dot{E}_{\theta n} + \dot{S}_{23} \cdot \dot{E}_{\varphi n} \quad (6)$$

$$\dot{E}_{\varphi o} = \dot{S}_{31} \cdot \dot{E}_{ln} + \dot{S}_{32} \cdot \dot{E}_{\theta n} + \dot{S}_{33} \cdot \dot{E}_{\varphi n} \quad (7)$$

В матричной форме выражения (5)-(7) можно записать следующим образом (8):

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_{lo} \\ \dot{E}_{\theta o} \\ \dot{E}_{\varphi o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dot{S}_{13} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dot{S}_{23} \\ \dot{S}_{31} & \dot{S}_{32} & \dot{S}_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{E}_{ln} \\ \dot{E}_{\theta n} \\ \dot{E}_{\varphi n} \end{pmatrix} \quad (8)$$

Здесь  $\dot{E}_{ln}$  характеризует падающую волну в линии передачи, а  $\dot{E}_{lo}$  соответственно отраженную.  $\dot{E}_{\theta n}$  и  $\dot{E}_{\varphi n}$  характеризуют падающую волну пространственных отсчетных плоскостей, определенных для одного направления в пространстве.  $\dot{E}_{\theta o}$  и  $\dot{E}_{\varphi o}$  характеризуют отраженную волну этих же пространственных отсчетных плоскостей.

Для того, чтобы из соотношений (5)-(7) выразить коэффициенты матрицы рассеяния часто [77], применяют подход, при котором приравняются к нулю все

падающие волны кроме одной. С учетом этого коэффициенты матрицы рассеяния можно записать следующим образом (9)-(17):

$$\dot{S}_{11} = \frac{\dot{E}_{\text{ло}}}{\dot{E}_{\text{лн}}} |_{\dot{E}_{\theta n}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (9)$$

$$\dot{S}_{12} = \frac{\dot{E}_{\text{ло}}}{\dot{E}_{\theta n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (10)$$

$$\dot{S}_{13} = \frac{\dot{E}_{\text{ло}}}{\dot{E}_{\varphi n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\theta n}=0;} \quad (11)$$

$$\dot{S}_{21} = \frac{\dot{E}_{\theta o}}{\dot{E}_{\text{лн}}} |_{\dot{E}_{\theta n}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (12)$$

$$\dot{S}_{22} = \frac{\dot{E}_{\theta o}}{\dot{E}_{\theta n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (13)$$

$$\dot{S}_{23} = \frac{\dot{E}_{\theta o}}{\dot{E}_{\varphi n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\theta n}=0;} \quad (14)$$

$$\dot{S}_{31} = \frac{\dot{E}_{\varphi o}}{\dot{E}_{\text{лн}}} |_{\dot{E}_{\theta n}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (15)$$

$$\dot{S}_{32} = \frac{\dot{E}_{\varphi o}}{\dot{E}_{\theta n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\varphi n}=0;} \quad (16)$$

$$\dot{S}_{33} = \frac{\dot{E}_{\varphi o}}{\dot{E}_{\varphi n}} |_{\dot{E}_{\text{лн}}=0, \dot{E}_{\theta n}=0;} \quad (17)$$

Рассмотрим физический смысл каждого из записанных (9)-(17) коэффициентов:

-  $\dot{S}_{11}$  - комплексный коэффициент отражения, определенный для отсчетной плоскости в разъеме антенны, указанный коэффициент связывает между собой падающую и отраженную волны, определяемые в отсчетной плоскости разъема

антенны. Поскольку указанный коэффициент является комплексным, то его модуль показывает связь амплитудных составляющих падающей и отраженной волны, а аргумент показывает фазовый сдвиг, возникающий между указанными волнами. Кроме того, с помощью указанного коэффициента могут быть определены такие параметры как коэффициент стоячей волны (КСВ) или коэффициент бегущей волны (КБВ) [59];

-  $\dot{S}_{21}$  - комплексный коэффициент передачи, определенный между пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\theta$  и отсчетной плоскостью в разъеме антенны. Этот коэффициент характеризует свойство антенны преобразовывать электромагнитную волну свободного пространства в электромагнитную волну в линии передачи. Указанный коэффициент также является комплексным – его модуль связывает амплитудные составляющие падающей волны, определенной в пространственной отсчетной плоскости, и отраженной волны, определенной в отсчетной плоскости разъема антенны, а аргумент показывает фазовый сдвиг, возникающий между этими волнами;

-  $\dot{S}_{31}$  - комплексный коэффициент передачи, определенный между пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\varphi$  и отсчетной плоскостью в разъеме антенны. По физическому смыслу соответствует вышеописанному коэффициенту  $\dot{S}_{21}$ . Разница заключается в том, что  $\dot{S}_{31}$  определен для ортогональной пространственной отсчетной плоскости. Как отмечалось ранее, в рассматриваемом матричном способе указанный коэффициент вводится для описания поляризационных свойств антенны;

-  $\dot{S}_{12}$  - комплексный коэффициент передачи между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\theta$ . В силу того, что антенна в общем случае является взаимным устройством [85],[86], указанный коэффициент численно и по смыслу соответствует  $\dot{S}_{21}$ . Иначе говоря, равенство  $\dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$  выполняется в силу принципа взаимности;

-  $\dot{S}_{22}$  - комплексный коэффициент отражения, соответствующий пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ . Как видно из выражения (13), этот коэффициент устанавливает связь между упавшей и отраженной волнами пространственной отсчетной плоскости. Физический смысл указанного коэффициента состоит в том, чтобы характеризовать рассеяние антенной электромагнитной волны [87]-[89], упавшей на нее с направления, для которого определена пространственная отсчетная плоскость. На практике с помощью данного коэффициента можно характеризовать взаимное влияние антенн;

-  $\dot{S}_{32}$  - комплексный коэффициент передачи между пространственными отсчетными плоскостями. Поскольку введение двух ортогональных пространственных отсчетных плоскостей, соответствующих одному направлению, является формальным приемом, позволяющим учесть поляризационные свойства антенны, то допустимо условиться, что между ними отсутствует взаимная передача мощности, это означает, что комплексный коэффициент  $\dot{S}_{32}$  равен нулю;

-  $\dot{S}_{13}$  - комплексный коэффициент передачи между отсчетной плоскостью в разьеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\varphi$ . Физический смысл и численное значение указанного коэффициента в силу принципа взаимности совпадает с  $\dot{S}_{31}$ . Отличается только направление распространения мощности. В данном случае от пространственной отсчетной плоскости к разьему антенны;

-  $\dot{S}_{23}$  - комплексный коэффициент передачи между пространственными отсчетными плоскостями, численно и по смыслу соответствующий  $\dot{S}_{32}$ ;

-  $\dot{S}_{33}$  - комплексный коэффициент отражения, соответствующий пространственной отсчетной плоскости  $dS_\varphi$ . По своему физическому смыслу данный коэффициент аналогичен  $\dot{S}_{22}$ . Отличие состоит в том, данный

коэффициент определяется отношением напряженностей падающей и отраженной волн, которые поляризованы ортогонально тем, что определяют  $\dot{S}_{22}$ .

Выше приведен физический смысл коэффициентов, составляющих матрицу рассеяния антенны для одного направления. Исходя из приведенных физических смыслов вид матрицы будет отличаться от (8), это связано с тем, что коэффициенты  $\dot{S}_{23}$  и  $\dot{S}_{32}$  равны нулю.

В приведенных выше определениях не указаны способы получения практических значений рассматриваемых коэффициентов. Рассмотрение способов получения практических значений также внесет коррективы в вид матрицы (8), что будет показано в следующем подразделе.

## **2.4 Способы получения практических значений коэффициентов, составляющих матрицы рассеяния антенны**

В предыдущем подразделе рассмотрены особенности применения матриц рассеяния для описания антенн, а также рассмотрен физический смысл коэффициентов, составляющих указанные матрицы. Но практическое применение предлагаемого матричного способа описания антенны требует получения значений указанных коэффициентов. Способы получения значений этих коэффициентов будут рассмотрены в настоящем подразделе.

Рассмотрим указанные коэффициенты в том порядке, в котором они приведены выше:

-  $\dot{S}_{11}$  - комплексный коэффициент отражения, определенный для отсчетной плоскости в разъеме антенны. Далее в настоящей работе будет использована показательная форма записи этого коэффициента  $K_o e^{i\Phi}$ , где  $K_o$  - модуль этого коэффициента,  $e^{i\Phi}$  - фазовый множитель,  $\Phi$  - сдвиг фазы между падающей и

отраженной волнами отсчетной плоскости разъема антенны. Значения модуля указанного коэффициента и фазовый сдвиг могут быть найдены с помощью векторного анализатора цепей, практически полученные значения модуля будут представлены в логарифмическом масштабе, фазовый сдвиг будет записываться в градусах;

-  $\dot{S}_{21}$  - комплексный коэффициент передачи, определенный между пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\theta$  и отсчетной плоскостью в разъеме антенны. Как и для коэффициента отражения, далее для него будет использована показательная форма записи  $K_{\Pi\theta}e^{i\Phi_\theta}$ , где  $K_{\Pi\theta}$  - модуль данного коэффициента, а  $\Phi_\theta$  - фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Определить значения модуля и фазового сдвига указанного коэффициента с помощью векторного анализатора цепей затруднительно, поскольку необходимость соблюдения условия дальней зоны при выборе пространственной отсчетной плоскости потребует или разнести измерительные блоки векторного анализатора (что при исполнении его в едином корпусе, как правило, невозможно), или использовать достаточно длинную линию передачи, по которой измерительный сигнал будет передаваться к одному из портов векторного анализатора. Указанные затруднения можно обойти, выразив модуль комплексного коэффициента передачи через характеристику антенны, для которой существуют отработанные методики измерения. Такой характеристикой является коэффициент усиления антенны. Рассмотрим подробнее связь коэффициента усиления антенны с коэффициентом передачи.

Для этого определим напряженность электрического поля в одной из пространственных отсчетных плоскостей через мощность, подведенную к отсчетной плоскости в разъеме антенны (18).

$$\dot{E}_{\theta o} = \frac{\sqrt{Z_0 \cdot P_{nod} \cdot G}}{R \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot F(\theta; \varphi) e^{i\Phi} \quad (18)$$

Здесь  $Z_0$  - характеристическое сопротивление свободного пространства ( $120\pi \text{ Ом}$ )  $P_{nod}$  - мощность, подведенная к разъему антенны,  $G$  - коэффициент усиления антенны,  $R$  - расстояние между пространственной отсчетной плоскостью и отчетной плоскостью в разъеме антенны,  $F(\theta; \varphi)$  - диаграмма направленности антенны,  $e^{i\Phi}$  - фазовый множитель, где  $\Phi$  - фазовый сдвиг, возникающий при прохождении волной расстояния  $r$ .

Будем считать, что диаграмма направленности антенны нормирована к максимуму, а направление, соответствующее выбранной пространственной отсчетной плоскости, совпадает с направлением максимума диаграммы направленности. С учетом этого множитель  $F(\theta; \varphi)$  обращается в единицу.

Далее определим связь мощности и напряженности в отчетной плоскости разъема антенны (19)

$$P_{nod} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z} \int_s |E_{nl}^2| dS \quad (19)$$

Здесь  $E_{nl}$  - напряженность поля в поперечном сечении линии передачи,  $S$  - площадь поперечного сечения линии передачи,  $Z$  - характеристическое сопротивление волны, распространяющейся в линии передачи. Здесь также стоит отметить, что для удобства записи начальная фаза  $E_{nl}$  выбрана равной нулю, в таком случае фазовый множитель равен единице.

Напряженность поля в поперечном сечении линии передачи можно представить через максимальное значение указанной напряженности, умноженное на безразмерную функцию, зависящую от координат поперечного сечения и определяющую структуру поля в нем (20)

$$|\dot{E}_{nl}^2| = E_{\max}^2 \cdot f^2(q_1; q_2) \quad (20)$$

$f(q_1; q_2)$  - безразмерная функция, зависящая от координат поперечного сечения линии передачи,  $E_{\max}$  - максимальная амплитуда напряженности электрического поля в линии передачи.

С учетом (20) соотношение (19) примет вид (21)

$$P_{\text{под}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z} \cdot E_{\max}^2 \int_S f^2(q_1; q_2) dS = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Z} \cdot E_{\max}^2 \cdot S \cdot N \quad (21)$$

Здесь  $S$  - площадь поперечного сечения,  $N$  - безразмерный параметр, учитывающий неравномерность распределения электрического поля в поперечном сечении. Важно отметить, что в работе рассматривается антенна, имеющая коаксиальный разъем с воздушным заполнением, поэтому выражение (21) можно переписать для случая, когда поперечное сечение, в котором оценивается подведенная мощность, является сечением коаксиальной линии. В этом случае выражение (21) примет вид (22)

$$P_n = \frac{1}{2Z} E_{\max}^2 \int_S f^2(q_1; q_2) dS = \frac{\pi \cdot E_{\max}^2 \cdot d^2}{4Z} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (22)$$

здесь  $d$  - диаметр центрального проводника коаксиальной линии,  $D$  - внутренний диаметр экрана коаксиальной линии.

Далее определим связь между напряженностью поля в пространственной отсчетной плоскости и в отсчетной плоскости разъема антенны, с учетом (18) и (22) указанную связь можно записать следующим образом (23):

$$\begin{aligned} \dot{E}_\theta &= \frac{\sqrt{Z_0 \cdot G \cdot \frac{\pi \cdot E_{\max}^2 \cdot d^2}{4 \cdot Z} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)}}{R \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{i\Phi_\theta} = \\ &= \frac{E_{\max} \cdot d \cdot \sqrt{Z_0 \cdot G \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \end{aligned} \quad (23)$$

Из (23) можно выразить коэффициент передачи между пространственной отсчетной плоскостью и отсчетной плоскостью в разъеме антенны (24)

$$\frac{\dot{E}_\theta}{E_{\max}} = \frac{\sqrt{Z_0 \cdot G \cdot d^2 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \quad (24)$$

Выражение (24) можно записать немного иначе (25)

$$\frac{\dot{E}_\theta}{E_{\max}} = \sqrt{G} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{Z_0 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \quad (25)$$

Выражение (25) устанавливает связь между коэффициентом усиления и коэффициентом передачи между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью. Здесь стоит еще раз отметить, что фазовый множитель комплексной напряженности электрического поля в отсчетной плоскости разъема антенны равен единице, поэтому фактическое значение комплексной напряженности совпадает со значением ее модуля.

Как показано выше, комплексный коэффициент передачи между пространственной отсчетной плоскостью и отсчетной плоскостью в разъеме антенны может быть выражен через коэффициент усиления антенны. Для определения коэффициента усиления антенны существуют разработанные методики [56], [57], [90]. Кроме того, коэффициент усиления антенны является гораздо более распространенным параметром и более удобен для интерпретации нежели коэффициент передачи. В дальнейшей записи матриц, характеризующих антенну вместо комплексного коэффициента передачи  $K_{\Pi\theta} e^{i\Phi_\theta}$ , будет записываться комплексное число вида  $\sqrt{G_\theta} e^{i\Phi_\theta}$ , где  $G_\theta$  - коэффициент усиления антенны, а  $\Phi_\theta$  - фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Для практического определения значения указанного фазового сдвига

необходим измерительный комплекс с опорным фазовым каналом. В настоящей работе использовался измерительный комплекс фирмы «Трим» «ТМСА40Д17». Стоит также отметить, что пространственная зависимость  $\Phi_\theta$  будет являться фазовой диаграммой направленности антенны [91]-[94]. Более подробно связь коэффициента усиления с коэффициентом передачи рассмотрена в приложении Г.

-  $\dot{S}_{31}$  - комплексный коэффициент передачи, определенный между пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\varphi$  и отсчетной плоскостью в разъеме антенны. Данный коэффициент аналогичен по смыслу  $\dot{S}_{21}$ . Основное отличие состоит в том, что для его определения будет использована пространственная отсчетная плоскость  $dS_\varphi$ , ортогональная той, что использовалась для определения  $\dot{S}_{21}$ . При практическом отыскании значения указанного коэффициента исследуемая антенна будет облучаться полем, поляризация которого ортогональна той, что использовалась для получения значения  $\dot{S}_{21}$ ;

-  $\dot{S}_{12}$  - комплексный коэффициент передачи между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью  $dS_\theta$ . Как отмечалось ранее, численно и по смыслу указанный коэффициент соответствует  $\dot{S}_{21}$  в силу принципа взаимности. Для того, чтобы сократить описание, здесь же отметим, что коэффициенты  $\dot{S}_{13}$  и  $\dot{S}_{31}$  соответствуют друг другу в силу принципа взаимности. Разница между  $\dot{S}_{21}$  и  $\dot{S}_{31}$  отмечена в предыдущем пункте;

-  $\dot{S}_{22}$  - комплексный коэффициент отражения, соответствующий пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ . Как отмечалось ранее, указанный коэффициент устанавливает связь между падающей и отраженной волнами соответствующей пространственной отсчетной плоскости. Практическое определение указанного коэффициента возможно, но затруднительно в силу сложности и трудоемкости известных методик. В первом приближении, когда взаимным влиянием антенн можно пренебречь (например, если они достаточно

разнесены в пространстве и применены иные способы уменьшить указанное влияние, например, радиопоглощающий материал, как это сделано в работе [95]), можно принять коэффициенты отражения пространственных отсчетных плоскостей равными нулю. Важно еще раз отметить, что указанное допущение возможно только, когда взаимное влияние антенн не является одним из ключевых факторов, как, например, в рассматриваемом случае фазового пеленгатора. Поскольку для достижения необходимой точности применяются фазометрические базы в несколько длин волн, кроме того, платформа, на которой размещаются антенны, как правило, закрывается радиопоглощающим материалом. В случаях, когда взаимное влияние антенн существенно, как, например, в фазированных решетках, зануление указанного коэффициента значительно ухудшит приближение, даваемое матричной моделью. В таких случаях значения коэффициентов отражения пространственных отсчетных плоскостей необходимо определять. В рассматриваемом случае фазового пеленгатора такое допущение позволит несколько упростить итоговый набор матриц антенны. Причины, рассмотренные в настоящем пункте, справедливы и для  $\dot{S}_{33}$ ;

- в итоговой записи матриц рассеяния антенны коэффициенты  $\dot{S}_{23}$  и  $\dot{S}_{32}$  принимаются равными нулю по причине, указанной выше.

С учетом приведенных в настоящем подразделе способов определения значений коэффициентов матрицы рассеяния антенны и того, что  $Z_0 = 120\pi \text{ Ом}$ , указанная матрица в общем виде будет выглядеть следующим образом (26):

$$\begin{pmatrix} K_o \cdot \frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}}{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi} \cdot e^{i\Phi} & \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} \\ \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\theta;\varphi)} \quad (26)$$

Здесь:

$K_o$  – модуль коэффициента отражения, определенный для отсчетной плоскости в разьеме антенны;

$\Phi$  – фазовый сдвиг, возникающий между упавшей и отраженной волнами отсчетной плоскости разьема антенны, далее значения указанного сдвига фаз будут записаны в градусах;

$G_\theta$  – коэффициент усиления, определенный для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ .

$\Phi_\theta$  – фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости (в силу принципа взаимности верно и обратное). Указанный фазовый сдвиг определен для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ .

$G_\varphi$  – коэффициент усиления, определенный для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\varphi$ .

$\Phi_\varphi$  – фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разьема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Указанный фазовый сдвиг определен для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\varphi$ .

Матрица вида (26) получена путем умножения на  $\frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}}{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}$

Применение такого вида матрицы более целесообразно, поскольку взаимное отличие сравниваемых антенн в большей степени характеризуется множителями

$\sqrt{G}$  и  $e^{i\Phi_\theta}$ , а двойное использование множителя  $\frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot r \cdot \sqrt{Z}}$  делает матрицу излишне громоздкой.

Здесь еще раз стоит отметить, что для исчерпывающего описания антенны потребуется набор матриц вида (26), количество указанных матриц будет определяться практической задачей, для которой они применяются. В четвертой главе настоящей работы матрицы указанного вида будут применены для решения одной из таких задач.

## **2.5 Возможные практические применения предложенного матричного способа описания антенн**

В настоящем подразделе будут рассмотрены возможные применения предлагаемого матричного способа описания антенн.

Одним из применений предлагаемого способа является исследование влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методом. Подробно это исследование рассмотрено в [96]-[99] и в четвертом разделе. Здесь остановимся только на ключевых моментах. На возникновение ошибок пеленгации фазовым методом, в числе прочего, влияет неидентичность приемных каналов [18], поскольку антенна является неотъемлемой частью любого приемного канала, то она также оказывает влияние на указанные ошибки. Для определения этого влияния, а также для его уменьшения, можно использовать предлагаемый матричный способ описания антенн.

Рассмотрим гипотетический случай, при котором антенны, устанавливаемые в приемные каналы, абсолютно идентичны, из этого следует, что идентичными будут их характеристики, а значит, и соответствующие им матрицы рассеяния. На практике даже серийные однотипные антенны будут иметь некоторые отличия (это

может быть связано с неточностью сборки или изготовления входящих элементов), указанные отличия отразятся на соответствующих матрицах рассеяния. Для того, чтобы количественно определить взаимную неидентичность антенн, нужно сравнить соответствующие им матрицы рассеяния. Сделать это можно воспользовавшись некоторыми положениями линейной алгебры, приведенными, например в [100]. Так, в [100] показано, что для определения абсолютной и относительной погрешностей приближенного равенства предела и некоторого члена последовательности матриц применяются нормы указанных матриц. Фактически это означает, что с помощью нормы можно количественно показать отличия матриц из некоторой последовательности. Этим можно воспользоваться при сравнении однотипных антенн. Если серии таких антенн поставить в соответствие матрицы рассеяния, то получится, что все указанные матрицы будут входить в некоторую последовательность, поскольку антенны, которые они характеризуют, однотипны (иначе говоря, между этими матрицами можно поставить знак приближенного равенства). Для определения количественного отличия между матрицами этой последовательности можно воспользоваться нормами указанных матриц. Таким образом, количественную характеристику отличия матриц рассеяния можно считать количественной характеристикой неидентичности антенн, которым указанные матрицы соответствуют. Пользуясь такой характеристикой, можно комплектовать антенны по степени неидентичности и исследовать, как это повлияет на ошибки пеленгации фазовым методом. Тут важно отметить, что предлагаемый способ сравнения применим только для однотипных антенн, отличия между характеристиками которых вызваны причинами, связанными с изготовлением, а не с изначальными конструктивными отличиями.

Рассмотрим также выбор нормы, которая будет применена для количественного определения неидентичности антенн. В [100] и [101] норма матрицы определяется как действительное число, удовлетворяющее четырем условиям, указанные условия также приведены в [100] и [101]. В [101], отмечено, что можно подобрать множество чисел, удовлетворяющих условиям нормы, вместе

с тем для матрицы произвольной размерности удобно рассмотреть три легко вычисляемых нормы:

- $M$  – норма, определяемая как максимальная из сумм, полученных путем сложения модулей элементов строк матрицы;
- $L$  – норма, определяемая как максимальная из сумм, полученных путем сложения модулей элементов столбцов матрицы;
- $K$  – норма, определяемая как корень квадратный из суммы квадратов модулей всех элементов матрицы.

Для дальнейшего сравнения матриц удобно воспользоваться какой-либо из трех вышеприведенных легко вычисляемых норм (удобство в данном случае состоит в том, что для этих норм не потребуется доказывать их соответствие условиям, приведенным в [100] и [101]). Поскольку матрица вида (26) при транспонировании не изменяется, то вычисление  $M$  и  $L$  норм для нее даст одинаковый результат. Нормы  $L$  или  $M$  являются вполне достаточными для проводимого исследования, поскольку в матрице вида (26) все характеризующие антенну коэффициенты располагаются на первой строке и в первом столбце. Из этого следует, что максимальную абсолютную сумму всегда будут выдавать или первая строка, или первый столбец. Эта сумма и будет либо  $M$ , либо  $L$  нормой. Поскольку эта сумма будет содержать в себе все коэффициенты, характеризующие антенну, то ее значение будет изменяться при изменении любого из них. Для вычисления  $K$  нормы потребуется совершить больше операций, поэтому проще воспользоваться  $M$  или  $L$  нормой. Важно отметить, что нормы  $M$  или  $L$  являются достаточными только для матрицы вида (26). Если в указанной матрице коэффициенты  $\dot{S}_{22}$  и  $\dot{S}_{33}$  были бы не нулевыми, то достаточным было бы использование  $K$  нормы, поскольку ее значение будет изменяться при изменении любого элемента матрицы. Далее в настоящей работе для сравнения матриц будет использована  $L$  норма.

Здесь стоит также отметить, что поскольку все матрицы вида (26) содержат комплексные числа, то для определения их  $L$  норм использовалась матричная

форма записи комплексного числа (27), позволяющая свести операции с комплексными числами к операциям с матрицами.

$$Ke^{j\Phi} = \begin{pmatrix} K \cdot \cos(\Phi) & -K \cdot \sin(\Phi) \\ K \cdot \sin(\Phi) & K \cdot \cos(\Phi) \end{pmatrix} \quad (27)$$

Подводя промежуточный итог, можно отметить, что предлагаемый матричный способ описания антенн в настоящей работе будет применен на практике для исследования влияния антенн на ошибки пеленгации фазовым методам. Вместе с тем автор может предложить еще одно вероятное направление практического использования указанного способа описания антенн.

Указанным направлением является применение набора матриц вида (25) для описания антенны или антенн при расчетах, связанных, например, с энергетическими соотношениями радиотехнических систем или каналов связи. Предлагаемая форма записи характеристик в матричном виде более содержательна по сравнению с отдельными характеристиками и более удобна для интерпретации, поскольку не требует дополнительной последующей обработки, как, например, матрица (или таблица), содержащая комплексные напряженности полей.

## 2.6 Основные результаты раздела

В настоящем разделе подробно рассмотрен матричный способ описания антенн, в частности, выделены основные отличия предлагаемого способа от описания прочих СВЧ устройств с помощью матриц рассеяния. Указанные отличия состоят в следующем:

- в силу отсутствия у антенны явно заданного второго разъема для определения комплексного коэффициента передачи вводится пространственная отсчетная плоскость;

- одному направлению должны соответствовать две пространственные отсчетные плоскости, это нужно для того, чтобы была возможность описывать произвольно поляризованную электромагнитную волну (раскладывая вектор напряженности на ортогональные составляющие);

- поскольку характеристикам излучения антенны свойственна пространственная зависимость, то для исчерпывающего описания антенны потребуется набор пространственных отсчетных плоскостей и соответствующих им матриц.

Кроме того, рассмотрены способы практического получения значений коэффициентов матриц, характеризующих антенну. В частности, рассмотрена связь комплексного коэффициента передачи, определяемого между пространственной отсчетной плоскостью и отсчетной плоскостью в разъеме антенны и коэффициентом усиления. Наличие указанной связи позволяет использовать в матрице коэффициент усиления вместо коэффициента передачи, что удобно, поскольку для определения коэффициента усиления существуют разработанные методики. Также рассмотрено практическое применение предложенного способа описания антенн для исследования их влияния на ошибки пеленгации фазовым методом. Указанное практическое применение будет подробно рассмотрено в четвертом разделе настоящей работы.

## 3 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

### 3.1 Введение

В настоящем разделе рассмотрена разработка и исследование широкополосной антенны миллиметрового диапазона. Указанная антенна разрабатывалась для применения в составе фазового пеленгатора. Исходя из этого разработчиками системы были сформированы следующие требования к антенне:

- рабочий диапазон длин волн – миллиметровый, коэффициент перекрытия 2,2;
- антенна должна иметь возможность принимать (или излучать) поле эллиптической поляризации, коэффициент эллиптичности 0,6;
- коэффициент усиления антенны в рабочем диапазоне должен быть не менее 0 дБи;
- ширины диаграмм направленности по уровню половинной мощности на вертикальной и горизонтальной поляризациях не менее  $45^\circ$ ;
- уровень бокового излучения не должен превышать 20 процентов от максимума;
- КСВН антенны в рабочем диапазоне – 2,5 не более;
- коаксиальный вход с волновым сопротивлением 50 Ом.

Кроме выполнения практической необходимости, возникшей в результате проектирования фазового пеленгатора, разработка антенны позволит проверить предлагаемый матричный способ описания характеристик на практике.

Для антенн, разработанных в рамках вышеприведенного технического задания, будут определены матрицы характеристик как в результате

электродинамического моделирования, так и в результате практических измерений, проведенных для фактически изготовленных образцов. Исходя из этого основную цель настоящей главы можно сформулировать следующим образом – разработать и исследовать антенну, с помощью которой возможна будет практическая проверка предложенного матричного способа описания характеристик. Кроме того, указанная антенна должна соответствовать приведенным выше требованиям.

### **3.2 Обоснование типа излучающей структуры**

Если рассмотреть все вышеприведенные требования к антенне, которую необходимо разработать, то определяющими, в контексте выбора излучающей структуры, будут широкая рабочая полоса и эллиптическая поляризация поля.

Рассмотрим первое определяющее требование – широкая полоса частот. Фактически это означает, что излучающая структура должна обеспечивать формирование диаграмм направленности в полосе коэффициентом перекрытия 2,2. Такие излучающие структуры известны и широко применяются в различных типах антенн [102]-[148]. Все указанные в источниках излучающие структуры можно разделить на несколько типов.

1. Спиральные [102]-[116].
2. Логопериодические [117]-[126].
3. Плавно расширяющиеся (структуры типа антенны Вивальди и ее производные) [127]-[138].
4. Дисковые [139]-[148].

Применяя каждую из вышеперечисленных излучающих структур, можно добиться рабочей полосы частот требуемой ширины, поэтому чтобы определиться с тем, какую структуру использовать, необходимо рассмотреть каждую в отдельности относительно второго определяющего требования.

Спиральная излучающая структура широко применяется в различных частотных диапазонах от сантиметровых [102]-[110] до миллиметровых [111]-[116].

Может выполняться на плоских основаниях [102], [106], [108], [110]-[114] (в том числе методом печати на фольгированных диэлектриках), на объемных [104], [109] и на комбинированных [103], [105], [107]. Другим свойством является возможность приема и излучения волн эллиптической поляризации без организации специальных фазосдвигающих схем. Кроме того, есть возможность изменения режимов излучения. В зависимости от способа возбуждения можно получать диаграммы направленности с максимумом в осевом направлении или с минимумом в этом же направлении [116].

Логопериодические излучающие структуры также часто применяются в широких частотных диапазонах [117]-[121], [125]. Также, как и спиральные излучающие структуры, логопериодические могут изготавливаться на плоских основаниях, хотя могут быть изготовлены и вовсе без основания [124]. К основным отличиям от спиральных структур можно отнести то, что применяя логопериодические можно добиться больших значений коэффициента усиления в широкой полосе частот. Вместе с тем для приема или излучения волн с эллиптической поляризацией потребуются дополнительно разветвление излучающей структуры [120], [122] и соответствующей ей схемы питания [120], [122], что приведет к усложнению конструкции антенны.

Плавно расширяющиеся излучающие структуры, к ним же можно отнести антенны Вивальди как одну из разновидностей. Такие излучающие структуры применяются в сантиметровых [128], [129], [131], [132], [134], [136] и миллиметровых диапазонах [127], [130], [135]. Использование этих излучающих структур позволяет достичь достаточно больших значений коэффициента усиления, особенно с применением специальных технических решений, например, диэлектрических линз [130], [134]. Но для приема или излучения волн с эллиптической поляризацией также, как и в случае логопериодической структуры,

необходимо вводить дополнительные излучающие элементы в антенну [131] и соответственно разветвлять систему питания [131].

Еще один тип широкополосных излучающих структур – дисковые. Указанный тип излучающей структуры, как и предыдущие, применяется в сантиметровом [139]-[141], [143]-[148] и миллиметровом [142] диапазонах. В большинстве рассмотренных автором источников антенны, построенные на основе данной излучающей структуры, были изготовлены путем печати на фольгированных диэлектриках. Кроме того, с ростом частоты диаграммы направленности антенн, в которых применена эта излучающая структура, начинают дробиться на несколько лепестков, что отмечается, например, в [142]. Также проблематично организовать однонаправленное излучение в широком диапазоне частот, поэтому данный тип излучающей структуры применяется в случаях, когда нужна круговая диаграмма направленности. Для излучения и приема волн эллиптической поляризации требуется применение разветвленной системы питания, что усложнит конструкцию антенны.

Основываясь на приведенном выше кратком анализе основных типов широкополосных излучающих структур, можно прийти к выводу о том, что наиболее подходящей под два определяющих требования, указанных в начале подраздела, является спиральная излучающая структура. Основным ее преимуществом в контексте предъявляемых требований является возможность излучения и приема волн с эллиптической поляризацией без необходимости введения дополнительных элементов в излучающую структуру и систему возбуждения.

После того как определен тип излучающей структуры необходимо определить ее практические размеры, соответствующие требуемому диапазону частот. Также необходимо определить материал, из которого в последующем будет изготовлена излучающая структура. Эти нужно для проведения дальнейшего электродинамического моделирования.

Определение практических размеров спиральной излучающей структуры имеет смысл начинать с выбора типа спирали. Наиболее простой как с точки зрения построения, так и с точки зрения моделирования является плоская арифметическая (Архимедова) спираль. В большинстве рассмотренных источников [102]-[116] излучающие структуры формировались на основе двухзаходных арифметических спиралей. Далее необходимо определить параметры, задающие спираль, такие как шаг, диаметр наибольшего витка и диаметр первого витка, соединяющегося с областью возбуждения. Руководствуясь результатами, представленными в [149], диаметр спирали был выбран несколько меньшим, чем следует из соотношения (28)

$$D = \frac{2,5 \cdot \lambda_{\text{ниж}}}{\pi} \quad (28)$$

где  $D$  – диаметр последнего витка спирали,  $\lambda_{\text{ниж}}$  – длина волны, соответствующая нижней частоте рабочего диапазона.

Диаметр первого витка был выбран с учетом рекомендации, приведенной в [116]. Указанная рекомендация состоит в том, что относительные размеры (в длинах волн) области возбуждения должны быть малы, поскольку их увеличение приведет к появлению волн высших типов и к искажению формы диаграмм направленности в верхней части диапазона. Приведенная рекомендация не задает порядок малости размеров области возбуждения, поэтому при их выборе автор руководствовался опытом коллег в области создания широкополосных спиральных антенн, часть из которых описана в работах [150]-[152]. Исходя из полученных рекомендаций диаметр первого витка спирали был выбран равным  $0,15 \cdot \lambda_{\text{верх}}$ , где  $\lambda_{\text{верх}}$  – длина волны, соответствующая верхней частоте рабочего диапазона.

Шаг спирали был выбран исходя из рекомендации, приведенной в [116], которая состоит в том, что для обеспечения равномерных диаграмм направленности число витков излучающей структуры должно быть большим, следовательно, шаг спирали должен быть маленьким. Поскольку, как и в случае с первым витком спирали, нет строгих указаний насколько маленьким должен быть

шаг, был выбран следующий размер  $0,023 \cdot \lambda_{\text{верх}}$ . Последний размер, который необходимо определить перед построением излучающей структуры, это ширина проводников. В [116] указано, что ширина (или диаметр, в случае если ветви спирали изготовлены из провода) проводников излучающей структуры должны быть много меньше, чем длина волны, соответствующая верхней частоте рабочего диапазона. Для рассматриваемой спиральной излучающей структуры ширина проводника была выбрана равной  $0,034 \cdot \lambda_{\text{верх}}$ .

Изготовление рассматриваемой излучающей структуры планируется путем травления на фольгированном диэлектрике. Для этих целей был выбран тонкий фольгированный диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2,2$  и тангенсом угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\sigma = 2,2$ . Существенным достоинством выбранного материала являлось то, что он входит в стандартную библиотеку Ansys HFSS, что позволяет рассчитывать на соответствие результатов моделирования предстоящим практическим результатам.

С учетом ранее определенных размеров, задающих спираль, и выбранного материала подложки в среде электродинамического моделирования Ansys HFSS была сформирована модель излучающей структуры, общий вид которой приведен на рисунке 3.

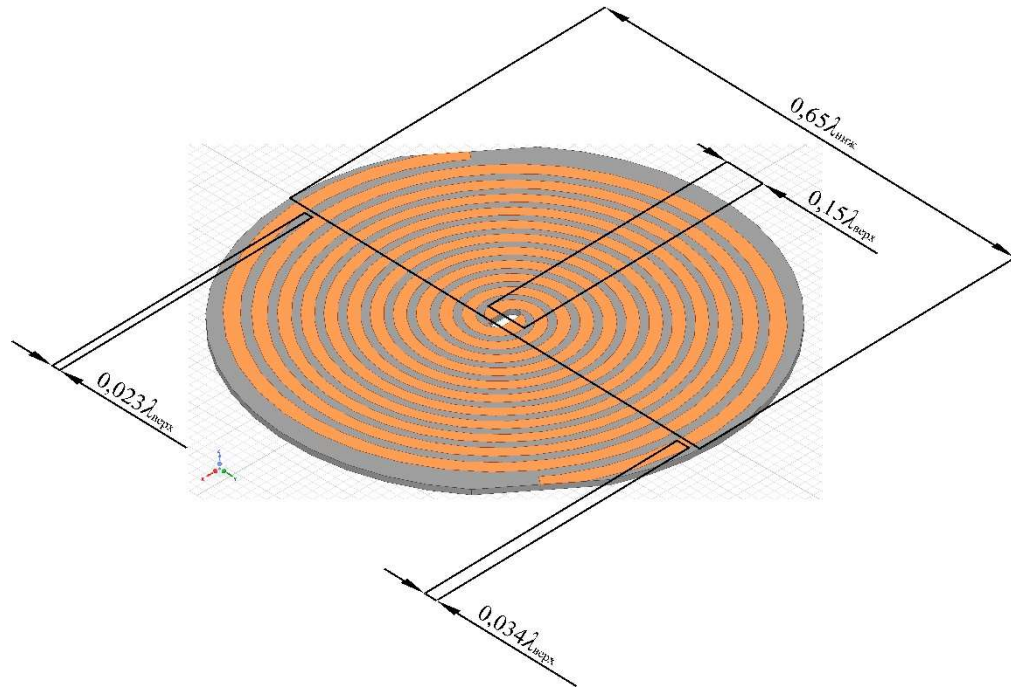


Рисунок 3 – Общий вид модели спиральной излучающей структуры с относительными (в длинах волн) размерами

Далее полученная излучающая структура будет использована при моделировании антенны.

### 3.3 Разработка согласующего и симметрирующего устройства.

После того как сформирована излучающая структура, необходимо определить способ ее возбуждения. Поскольку подключение разрабатываемой антенны предполагается коаксиально линией, то для того, чтобы осуществить возбуждение двухзаходной спирали, необходимо решить две основные задачи:

- первая состоит в том, чтобы обеспечить согласование волнового сопротивления коаксиальной линии и входного сопротивления спиральной излучающей структуры в требуемом диапазоне частот;
- вторая задача состоит в том, чтобы осуществить переход от несимметричной коаксиальной линии к симметричной двухзаходной спиральной излучающей

структуре. Указанная задача является важной, поскольку непосредственное возбуждение двухзаходной спиральной структуры несимметричной линией передачи приведет к искажению форм диаграмм направленности [149].

Для решения двух поставленных задач применяются специальные симметрирующие и согласующие устройства [153]-[162]. Среди указанных устройств можно выделить две большие группы – плавные согласующие и симметрирующие устройства и устройства на отрезках линии передачи. В отдельную категорию можно выделить еще «бесконечный симметрирующий трансформатор» [116], но его реализация в миллиметровом диапазоне длин волн затруднительна, поэтому он рассматриваться не будет.

Согласующие и симметрирующие устройства на основе отрезков линии передачи описаны в работах [153]-[156]. Существенным достоинством таких устройств является хорошее симметрирование в широком диапазоне частот. Указанное достоинство связано с тем, что выходы такого устройства являются отдельными отрезками линии передачи, распределение электромагнитного поля в поперечных сечениях этих отрезков определяется типом линии, а фазовая разность между ними – способом соединения отрезков линии передачи, составляющих устройство [116]. К трудностям, ограничивающим применение такого типа устройств, можно отнести сложность их реализации в миллиметровом диапазоне, поскольку изготовление и соединение отрезков линии передачи соответствующих размеров технологически сложно. Кроме того, с применением такого типа устройств затруднительно добиться такого же широкополосного согласования как при использовании плавных согласующих и симметрирующих устройств.

Плавные симметрирующие и согласующие устройства широко применяются, в том числе и для построения спиральных антенн [157]-[162]. Второй существенной особенностью данного типа трансформаторов является возможность осуществления симметрирования и согласования в очень широкой (100:1 [159]) полосе частот. В работах [158], [159], [162] описаны плавные согласующие и симметрирующие устройства, осуществляющие переход от коаксиальной линии к

двухпроводной. Указанные устройства выполнены путем подрезки экрана коаксиального кабеля. В таком исполнении затруднительно сделать устройство для миллиметрового диапазона, поэтому в случаях, когда антенна захватывает и миллиметровую часть диапазона, применяются плавные согласующие [157] и симметрирующие трансформаторы в микрополосковом исполнении [147], [150], [151]. Поскольку антенна, разработка которой освещается в настоящей главе, должна работать в миллиметровом диапазоне, то целесообразно использовать именно такой вариант исполнения согласующего и симметрирующего устройства.

Для его формирования необходимо определить три основных элемента: волновые сопротивления несимметричного микрополоскового входа и симметричного микрополоскового выхода, а также длину трансформатора. Исходя из значений волновых сопротивлений входа и выхода можно определить размеры дорожек, которые будут формировать трансформатор. Начнем с несимметричного микрополоскового входа: волновое сопротивление коаксиального разъема, который будет с ним соединен, составляет 50 Ом, следовательно, и сопротивление микрополосковой линии на входе трансформатора должно быть 50 Ом. Исходя из этого значения необходимо определить размеры, в частности, ширину дорожки и толщину диэлектрической подложки. Поскольку последнее определяется производителем материала, то будет использовано известное значение, составляющее 0,254 мм, относительная диэлектрическая проницаемость используемого материала  $\varepsilon = 2,2$ . Для определения ширины дорожки на плате воспользуемся соотношением (29), заданным в [163]

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_9}} \cdot \left( \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left( \frac{W}{h} + 1,4 \right) \right)^{-1} \quad (29)$$

здесь  $Z_0$  - волновое сопротивление линии передачи,  $W$  - ширина дорожки,  $h$  - толщина подложки,  $\varepsilon_9 = \frac{\varepsilon_n + 1}{2} + \frac{\varepsilon_n - 1}{2} \cdot \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-0,5}$  - эффективная диэлектрическая проницаемость,  $\varepsilon_n$  - диэлектрическая проницаемость подложки.

Из выражения (28) следует, что для достижения волнового сопротивления близкого к 50 Ом при толщине подложки  $h = 0,254$  мм и относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_n = 2,2$  ширина проводящей полоски в месте присоединения коаксиального разъема должна составлять  $W = 0,8$  мм.

Волновое сопротивление симметричной части трансформатора определяется входным сопротивлением спирального излучателя. В [116] отмечено, что этот параметр для плоских самодополнительных излучателей близок к значению  $60\pi$ . Также в указано, что с отказом от самодополнительности и увеличением ширины проводника данный параметр может быть снижен до значений порядка 60 – 80 Ом. Исходя из этих рекомендаций затруднительно выбрать определенное значение, подходящее для расчета ширины дорожек выходной части трансформатора. В таком случае стоит воспользоваться уже имеющейся моделью спиральной излучающей структуры и определить ее волновое сопротивление.

Для этого необходимо ввести в область возбуждения модели излучателя источник (в терминах HFSS «сосредоточенный порт»). Для указанного порта можно задать волновое сопротивление, кроме того, он будет являться отсчетной плоскостью, в которой будет определяться коэффициент отражения. Суть предлагаемого способа определения волнового сопротивления на входе спиральной излучающей структуры состоит в том, чтобы последовательно изменяя волновое сопротивление порта, оценивать его согласование с указанной структурой. Волновое сопротивление порта, при котором уровень согласования окажется наилучшим, и будет наиболее близким к искомому значению. Полученное таким образом значение можно будет использовать для расчета ширины дорожки согласующего трансформатора в месте присоединения к излучающей структуре. В качестве критерия оценки согласования будет использован КСВН.

На рисунке 4 приведены частотные зависимости КСВН, соответствующие различным волновым сопротивлениям порта. Волновые сопротивления порта изменялись с шагом в 5 Ом, но на рисунке 4 соответствующие частотные

зависимости КСВН приведены для волнового сопротивления порта, изменяющегося с шагом в 10 Ом. Это сделано для того, чтобы излишне не нагружать рисунок.

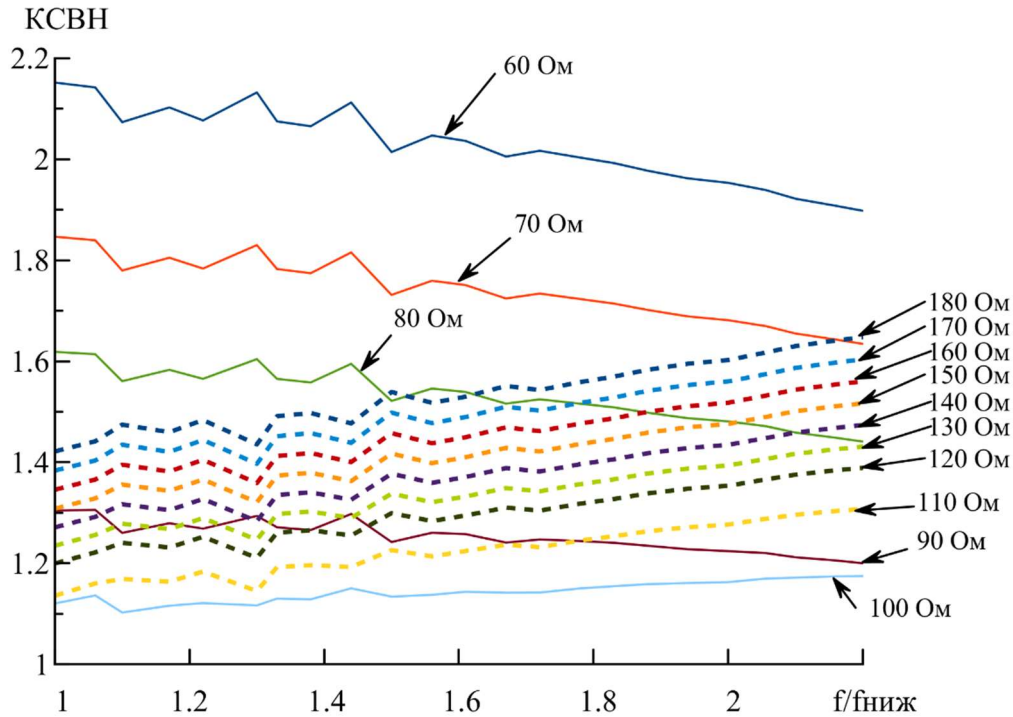


Рисунок 4. Частотные зависимости КСВН, соответствующие различным волновым сопротивлениям порта

По приведенным на рисунке 4 зависимостям видно, что наилучшим уровнем согласования характеризуется случай, при котором волновое сопротивление порта было равным 100 Ом.

Руководствуясь полученной величиной, можно определить ширину проводящей дорожки в оконечном сечении трансформатора. Сделать это можно по формуле (30), приведенной в [164]

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_n}} \cdot \left( \frac{h}{h + W} \right) \quad (30)$$

здесь  $Z_0$  - волновое сопротивление линии передачи,  $W$  - ширина дорожки,  $h$  - толщина подложки,  $\epsilon_n$  - диэлектрическая проницаемость подложки.

Учитывая выбранную толщину подложки  $h = 0,254$  и ее относительную диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_n = 2,2$ , ширина дорожки, соответствующая волновому сопротивлению в 100 Ом, равна  $W = 0,4$ .

После того как определены размеры полосковых линий, необходимо задать длину трансформатора. В [116] указано, что для достижения уровня КСВН не превышающего 1,5 в полосе 1:10 длина плавного трансформатора должна составлять  $\lambda_{\text{макс}} / 2$ , где  $\lambda_{\text{макс}}$  - наибольшая длина волны рабочего диапазона. Ширина частотной полосы, требуемой от разрабатываемой антенны, меньше, чем указанная в [116]. Из этого следует, что приведенная рекомендация применима. После определения основных параметров, задающих плавный согласующий трансформатор в микрополосковом исполнении, была сформирована модель этого трансформатора. Общий вид указанной модели приведен на рисунке 5.

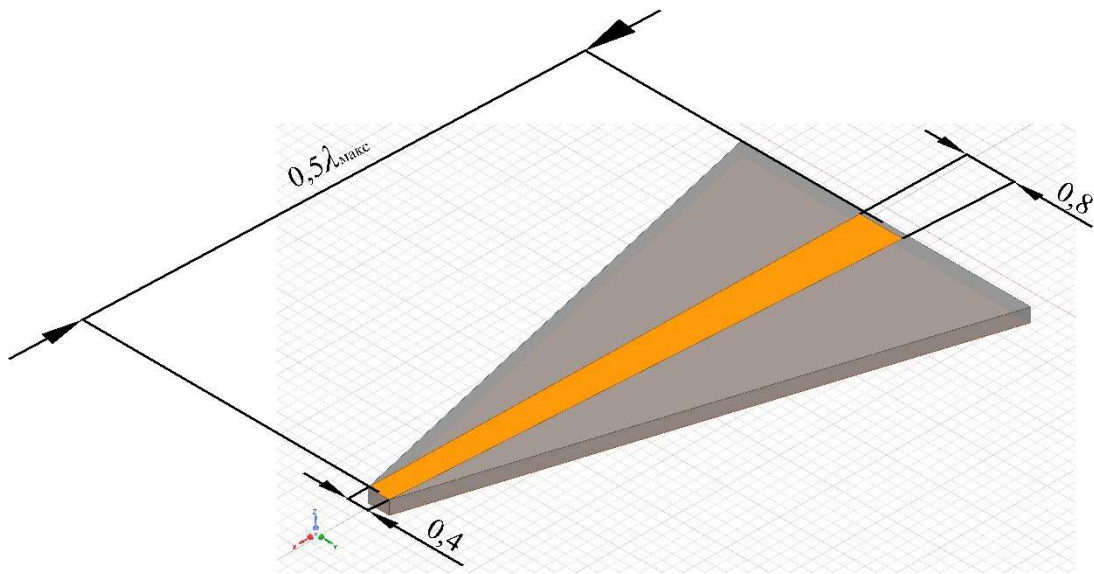


Рисунок 5. Общий вид модели плавного согласующего и симметрирующего трансформатора.

После того как получены модели излучающей структуры и согласующего трансформатора, можно переходить к формированию конструкции антенны.

### 3.4 Разработка конструкции антенны и ее электродинамическое моделирование

Излучающая структура и согласующее устройство являются основными элементами антенны, но только их недостаточно, необходимо также сформировать другие элементы конструкции. Указанные элементы связаны с необходимостью размещения излучателя и трансформатора, а также с необходимостью обеспечения однонаправленного излучения. Рассмотрим эти задачи подробнее.

Поскольку излучающая структура выполнена на тонком фольгированном диэлектрике, сама по себе она не обладает достаточной механической устойчивостью (главным образом к изгибанию), поэтому целесообразно закрепить ее на радиопрозрачном основании, помещенном в корпус. В качестве такого основания можно использовать вспененный полистирол, в библиотеке материалов HFSS этот материал характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2,6$ . В силу того, что указанный материал является вспененным, он обладает меньшей плотностью (и, следовательно, меньшей массой при тех же размерах), чем, например, фторопласт (который характеризуется сходной величиной относительной диэлектрической проницаемости). При условии необходимости получения антенны минимальной массы это является определяющим в выборе диэлектрического материала основания. На диэлектрическом основании можно закрепить плату со спиральной излучающей структурой и поместить ее в проводящий корпус. Указанный проводящий корпус должен также содержать в себе плату трансформатора и быть основанием для крепления коаксиального разъема. Поскольку диэлектрическое основание платы с излучающей структурой имеет цилиндрическую форму, целесообразно корпус, в котором оно будет размещаться, сделать также цилиндрическим. Высоту корпуса нужно подобрать таким образом, чтобы кроме излучателя и его основания в нем также умещалась плата трансформатора и другие элементы конструкции, которые будут рассмотрены далее.

Вторая задача, которую необходимо рассмотреть при формировании конструкции антенны, это необходимость обеспечения однонаправленного излучения спиральной структуры. Для наглядности на рисунке 6 приведена типичная объемная диаграмма направленности спиральной излучающей структуры, описанной выше.

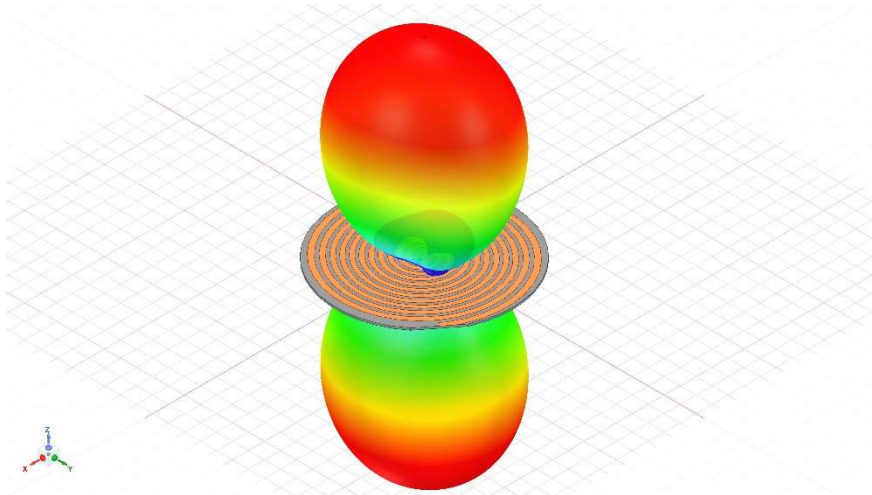


Рисунок 6 – Типичная объемная диаграмма направленности спиральной излучающей структуры, рассматриваемой в настоящей работе

Для того, чтобы сформировать только один главный лепесток диаграммы направленности, можно воспользоваться широко известным решением разместить за излучающей структурой проводящий экран. Для того, чтобы отраженная от экрана волна сложилась в фазе с волной, излученной в прямом направлении, расстояние между излучателем и экраном выбирают равным четверти длины волны, соответствующей частоте излучения. В случае с широкополосными антеннами такой способ не дает столь же хороших результатов, поскольку на каждой из частот диапазона не обеспечивается расстояние, соответствующее четверти длины волны. По этой причине в антеннах с очень широкой полосой рабочих частот (коэффициент перекрытия 10 и более) используют ступенчатые экраны, частично закрытые радиопоглощающим материалом [150]-[152]. Недостатком ступенчатого экрана является то, что он обладает большими габаритами по сравнению с плоским.

Коэффициент перекрытия, характеризующий антенну, рассматриваемую в настоящей главе, равен 2,2. Указанное значение не так велико, поэтому для

обеспечения однонаправленного излучения решено было применить плоский проводящий экран, закрытый радиопоглощающим материалом. Такое решение позволит сократить габаритные размеры рассматриваемой антенны, поскольку плоский экран гораздо компактнее ступенчатого. При размещении плоского экрана в корпусе антенны расстояние до платы излучателя выбиралось равным четверти длины волны, соответствующей центральной частоте рабочего диапазона.

После того как определены конструктивные элементы, необходимые для того, чтобы обеспечить размещение излучателя в корпусе и сформировать однолепестковую диаграмму направленности, можно определять общую конструкцию антенны. При этом необходимо учесть еще один элемент – защитное радиопрозрачное укрытие, предохраняющее излучатель от механических повреждений. В качестве такого укрытия можно использовать фторопластовый диск, закрепленный в корпусе антенны. Для этого необходимо разместить излучатель таким образом, чтобы между ним и краем корпуса осталось небольшое расстояние, в которое поместится фторопластовый диск. С учетом всего описанного выше была сформирована конструкция антенны, общий вид которой приведен на рисунке 7. Указанная конструкция также описана в [165].

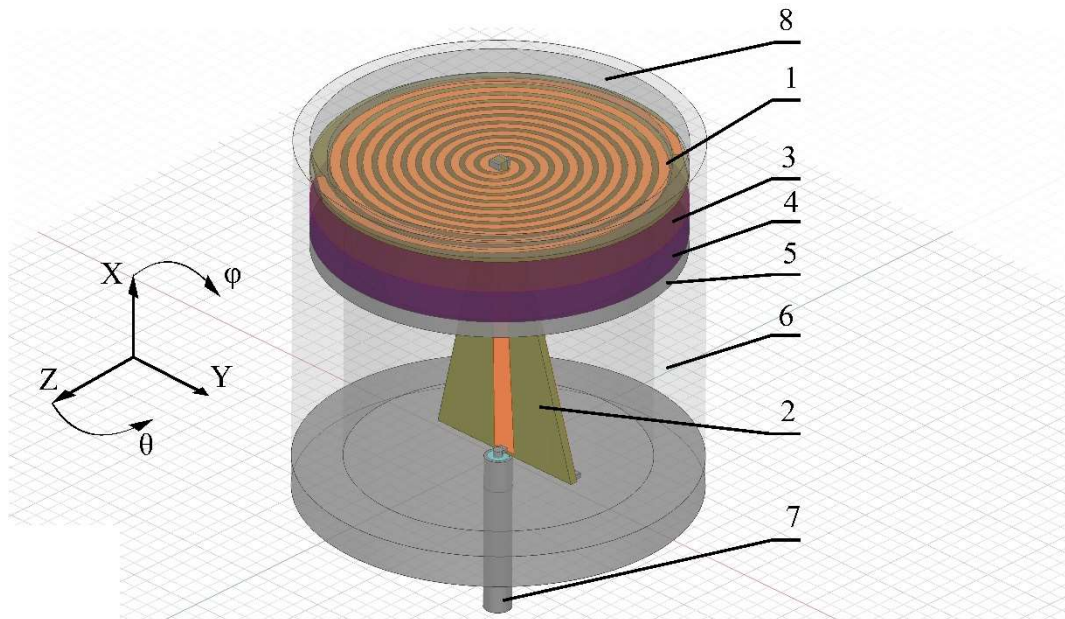


Рисунок 7 – Общий вид конструкции антенны. Здесь: 1- плата с излучающей структурой; 2- плата согласующего и симметрирующего устройства; 3- диэлектрическое основание платы с излучающей структурой; 4 –

радиопоглощающий материал; 5 – плоский проводящий экран; 6 – проводящий цилиндрический корпус антенны; 7 – коаксиальная линия; 8 – фторопластовая крышка (диск)

Для конструкции, общий вид которой приведен на рисунке 7, было проведено электродинамическое моделирование в HFSS и получены следующие радиотехнические характеристики:

- КСВН, частотная зависимость приведена на рисунке 8;

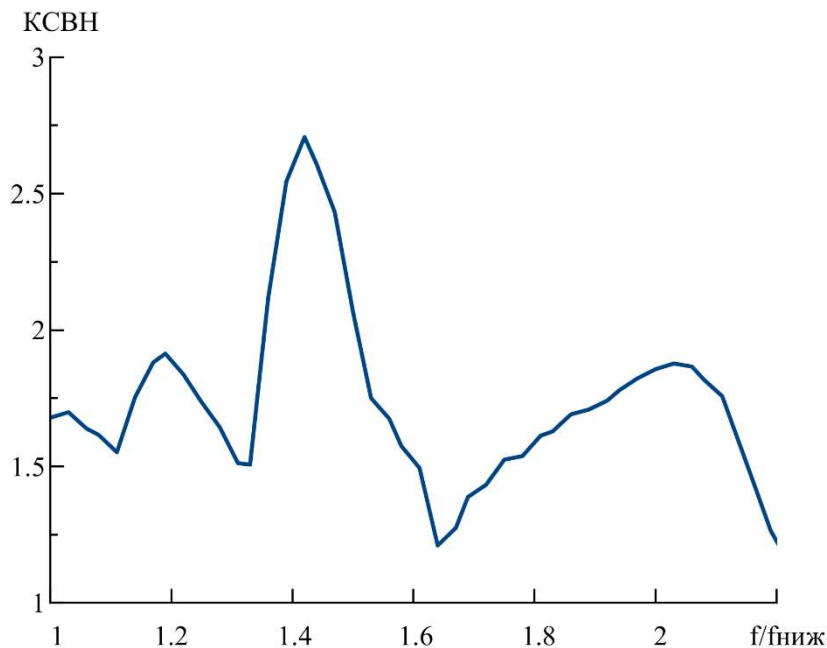


Рисунок 8 – Частотная зависимость КСВН модели антенны

- коэффициент эллиптичности (КЭ), частотная зависимость приведена на рисунке 9;

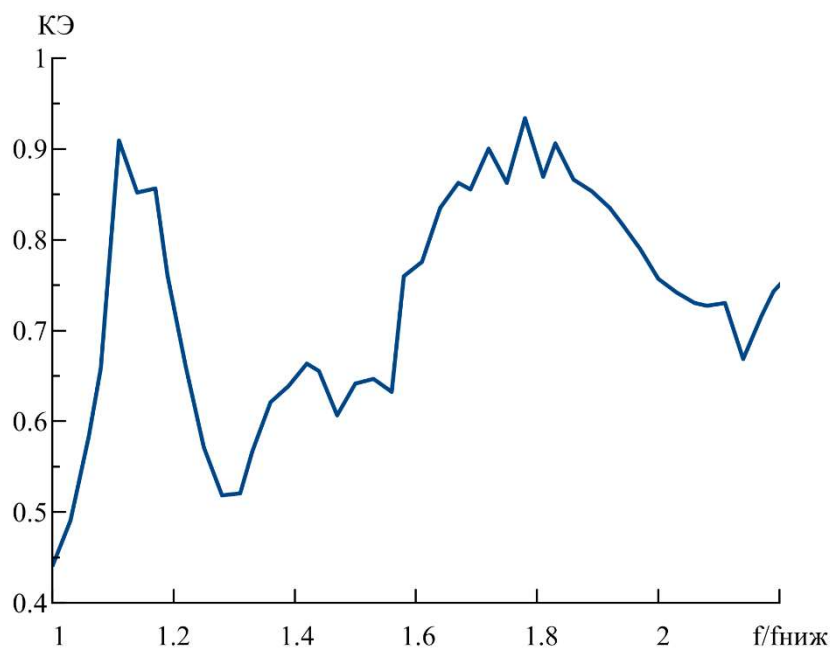


Рисунок 9 – Частотная зависимость КУ модели антенны

- коэффициент усиления (КУ), частотная зависимость приведена на рисунке 10;

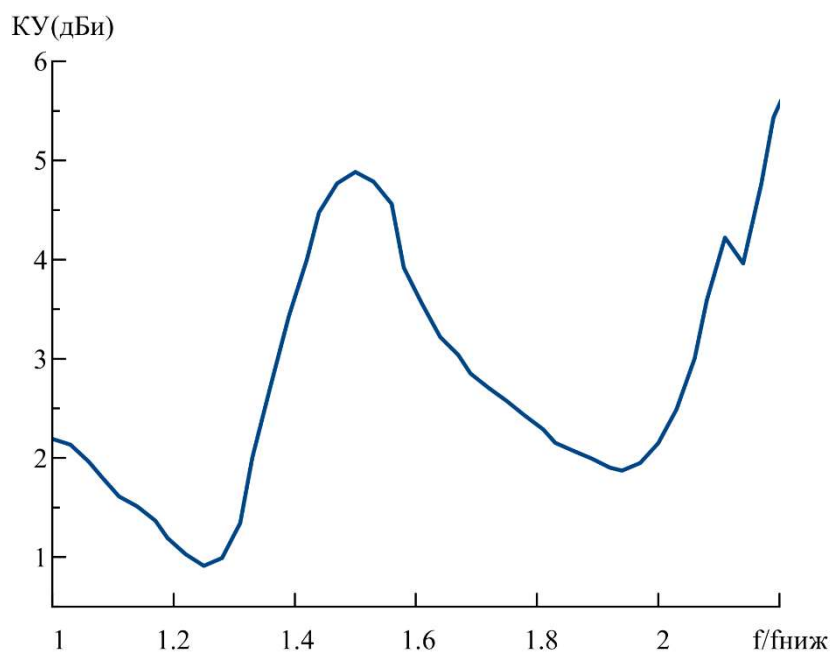


Рисунок 10 – Частотная зависимость КУ модели антенны.

- частотная зависимость ширины диаграммы направленности (ШДН) по уровню половинной мощности для вертикальной (ВП) и горизонтальной (ГП) поляризации приведена на рисунке 11;

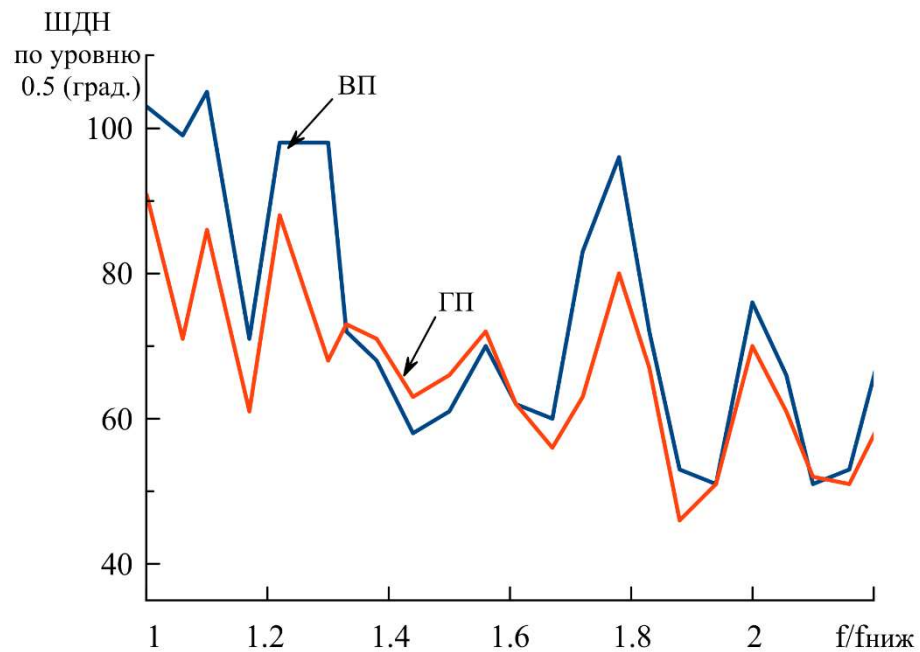


Рисунок 11 – Частотная зависимость ширины диаграмм направленности по уровню половинной мощности для вертикальной и горизонтальной поляризаций

- частотная зависимость уровня бокового излучения (УБИ) приведена на рисунке 12 для двух поляризаций.

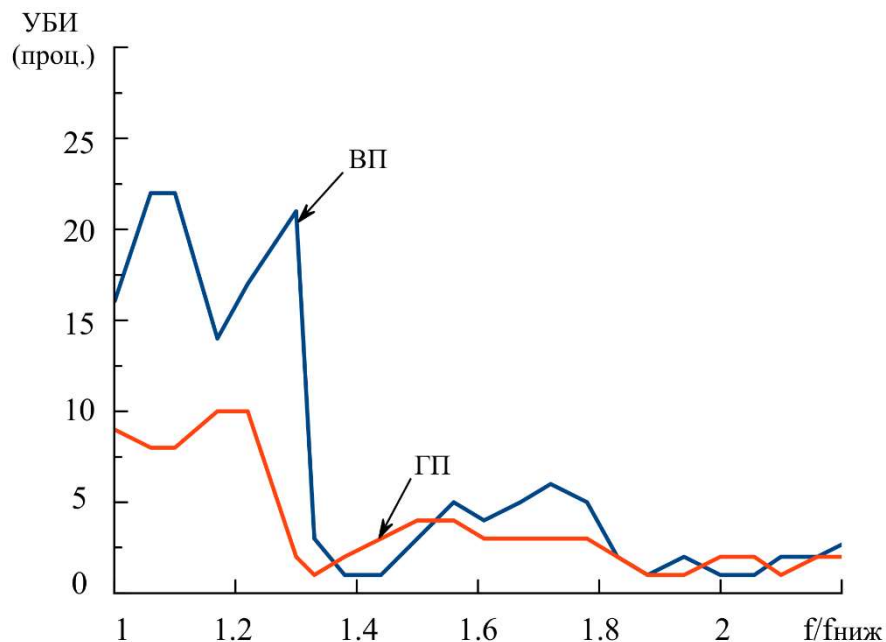


Рисунок 12 – Частотная зависимость УБИ для вертикально и горизонтальной поляризаций

Кроме того, на рисунке 13 приведены азимутальные сечения диаграмм направленности для верхней, нижней и средней частот рабочего диапазона.

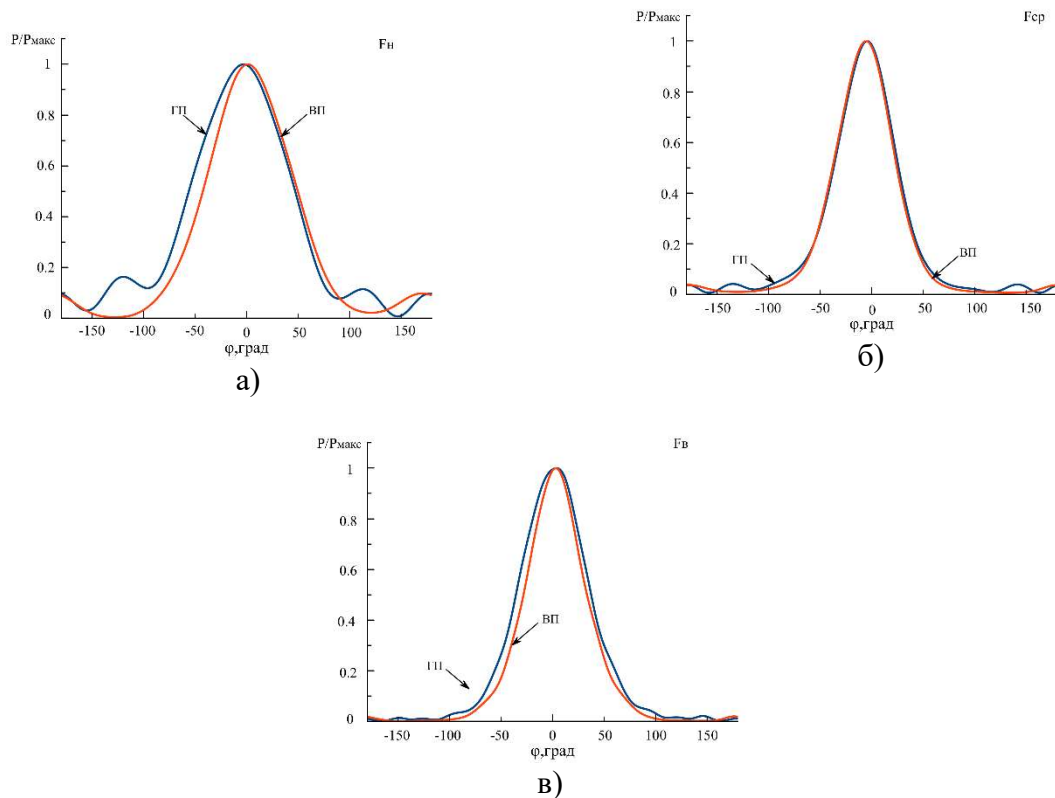


Рисунок 13 – Азимутальные сечения диаграмм направленности: а) нижняя частота, б) средняя частота, в) верхняя частота

Оценивая зависимость, приведенную на рисунке 8, можно отметить, что полученный максимальный уровень КСВН не соответствует требуемому. Причиной большого значения КСВН является повышенный уровень отраженной мощности. Повышенный уровень отраженной мощности мог быть вызван двумя обстоятельствами: первое - плохое согласование трансформатора с излучающей структурой, второе - влияние элементов конструкции антенны (в частности, корпуса) на трансформатор. Также можно отметить, что в некоторых точках рабочего диапазона коэффициент эллиптичности, приведенный на рисунке 9, не соответствует требуемому уровню. Кроме того, приведенная на рисунке 12 частотная зависимость уровня бокового излучения превышает максимально допустимый уровень в некоторых точках частотного диапазона на вертикальной поляризации.

Первое предположение маловероятно, поскольку волновые сопротивления излучающей структуры и трансформатора предварительно оценивались. Имеет

смысл проверить второе предположение. Для этого в корпус антенны был введен тот же радиопоглощающий материал, что использовался для закрытия проводящего экрана (поз.5).

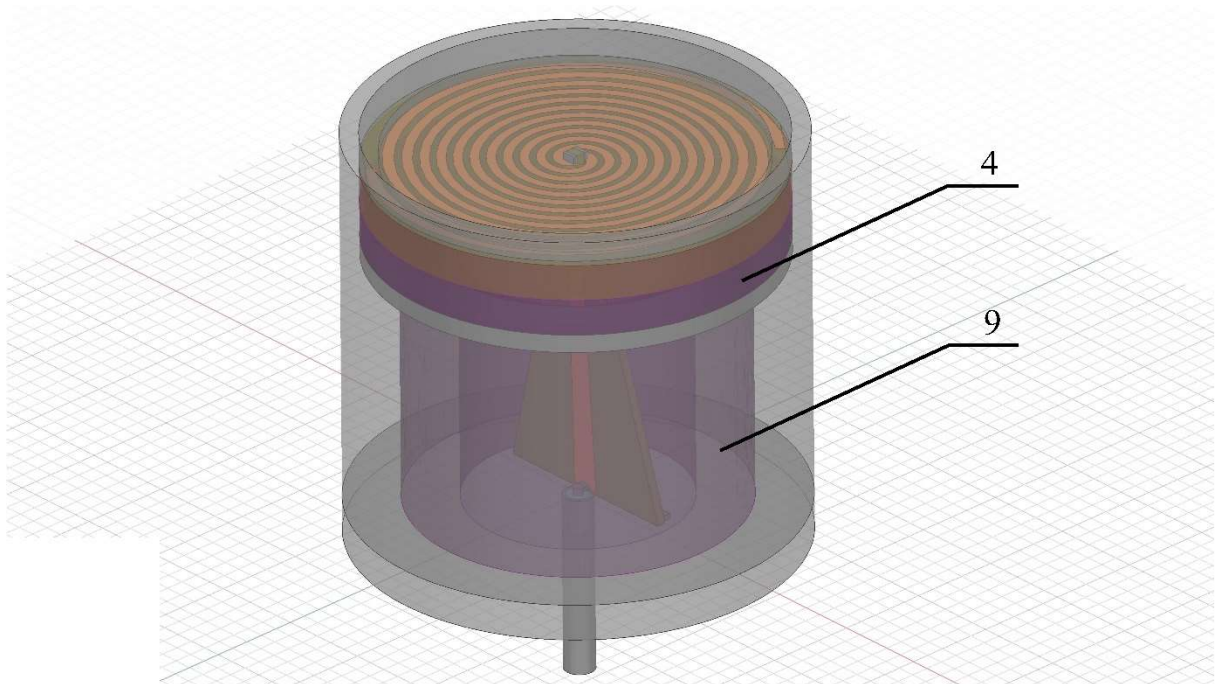


Рисунок 14 – Общий вид антенны с введенным в корпус радиопоглощающим материалом: 4 и 9 – радиопоглощающий материал

Для модели, общий вид которой приведен на рисунке 14, была получена частотная зависимость КСВН. Указанная зависимость приведена на рисунке 15.



Рисунок 15 – Частотная зависимость КСВН, полученная для модели, приведенной на рисунке 14

По приведенной на рисунке 15 зависимости видно, что максимальное значение КСВН не превышает допустимого порога.

Применение радиопоглощающего материала позволило уменьшить влияние проводящего корпуса на трансформатор, что, в свою очередь, улучшило КСВН антенны. Но вместе с тем применение поглощающего материала может привести к уменьшению коэффициента усиления, а также к изменению прочих характеристик антенн. Для того чтобы проверить это, для модели, общий вид которой приведен на рисунке 14, были получены те же радиотехнические характеристики, что и для исходного варианта модели.

На рисунке 16 приведена частотная зависимость коэффициента эллиптичности для варианта модели с поглощающим материалом в корпусе.

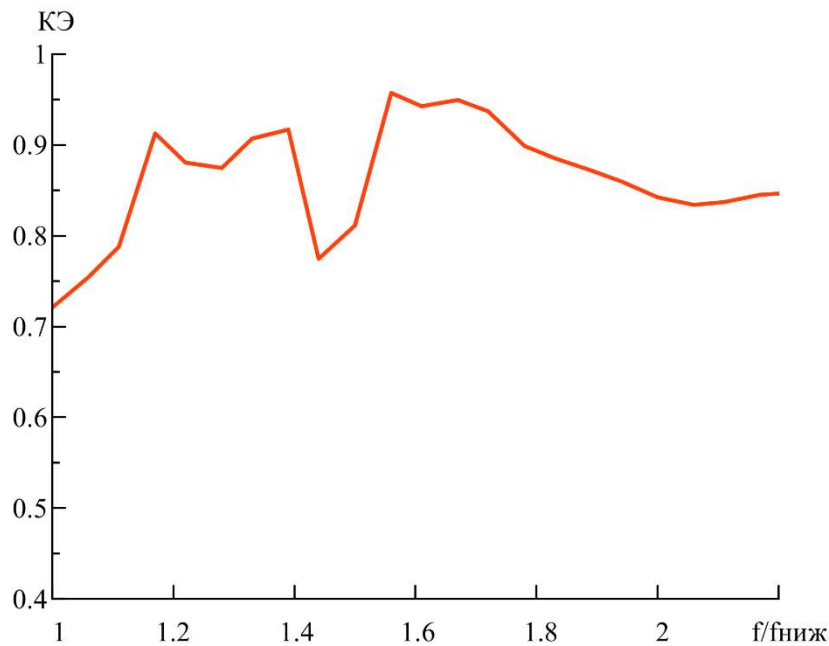


Рисунок 16 – Частотная зависимость КЭ модели антенны с поглощающим материалом в корпусе

На рисунке 17 приведена частотная зависимость КУ для варианта модели с поглощающим материалом, введенным в корпус.

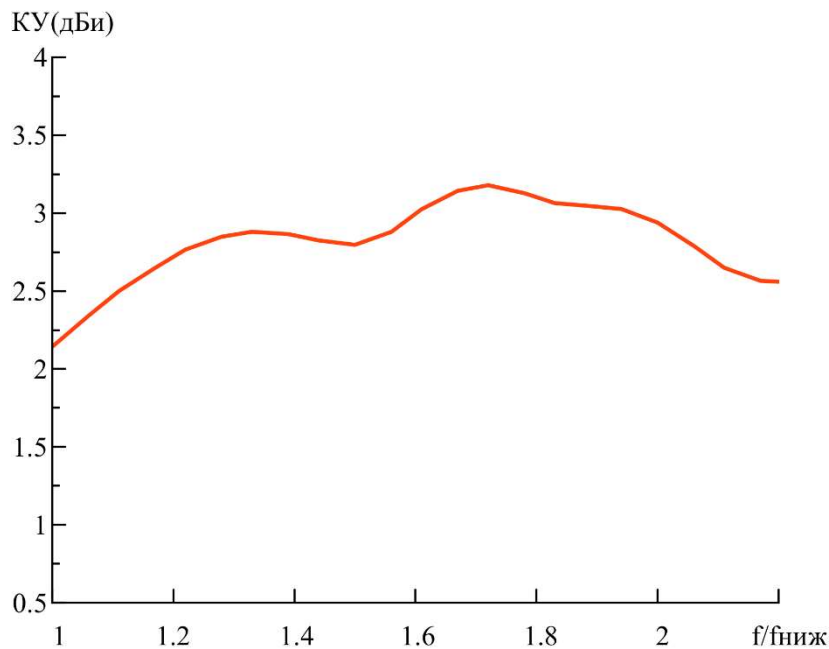


Рисунок 17 – Частотная зависимость КУ модели антенны с поглощающим материалом, введенным в корпус

На рисунке 18 приведены частотные зависимости уровня бокового излучения антенны, в корпус которой введен радиопоглощающий материал.

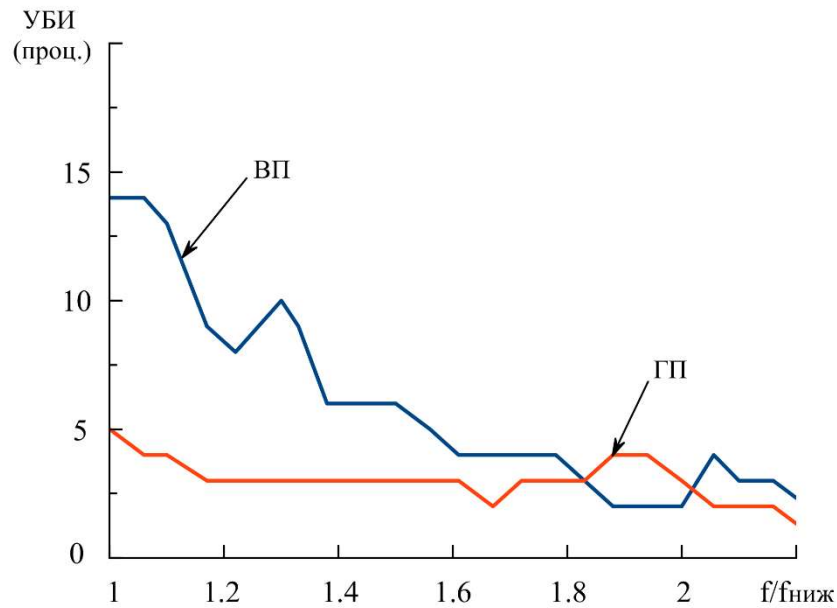


Рисунок 18 – Частотная зависимость уровня бокового излучения антенны с радиопоглощающим материалом в корпусе для вертикальной и горизонтальной поляризаций

На рисунке 19 приведены частотные зависимости ШДН по уровню половинной мощности антенны, корпус которой изнутри закрыт поглощающим материалом. Указанные зависимости приведены для вертикальной и горизонтальной поляризаций.

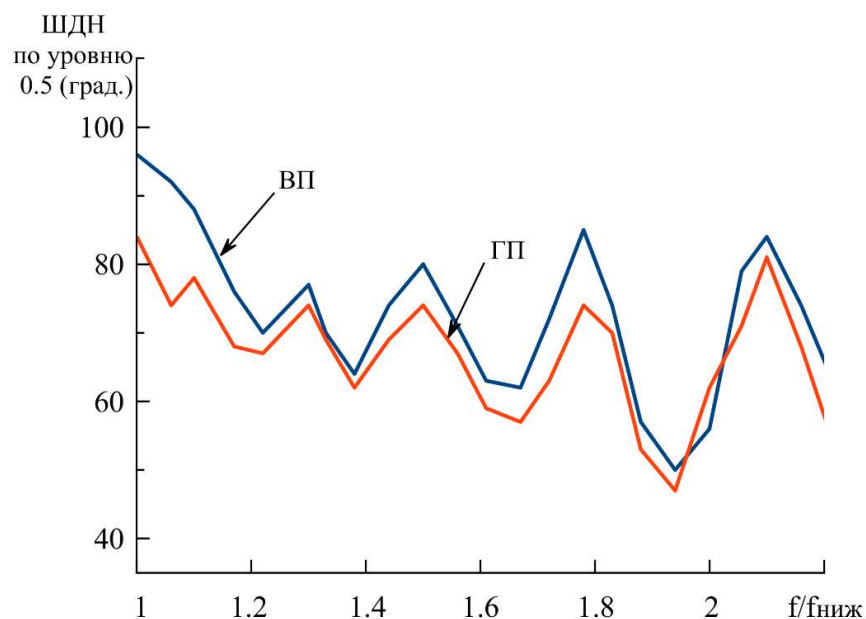


Рисунок 19 – Частотная зависимость ширины диаграмм направленности по уровню половинной мощности для вертикальной и горизонтальной поляризации

Также на рисунке 20 приведены азимутальные сечения диаграмм направленности антенны, общий вид которой приведен на рисунке 14. Указанные диаграммы приведены на верхней, нижней и средней частотах рабочего диапазона.

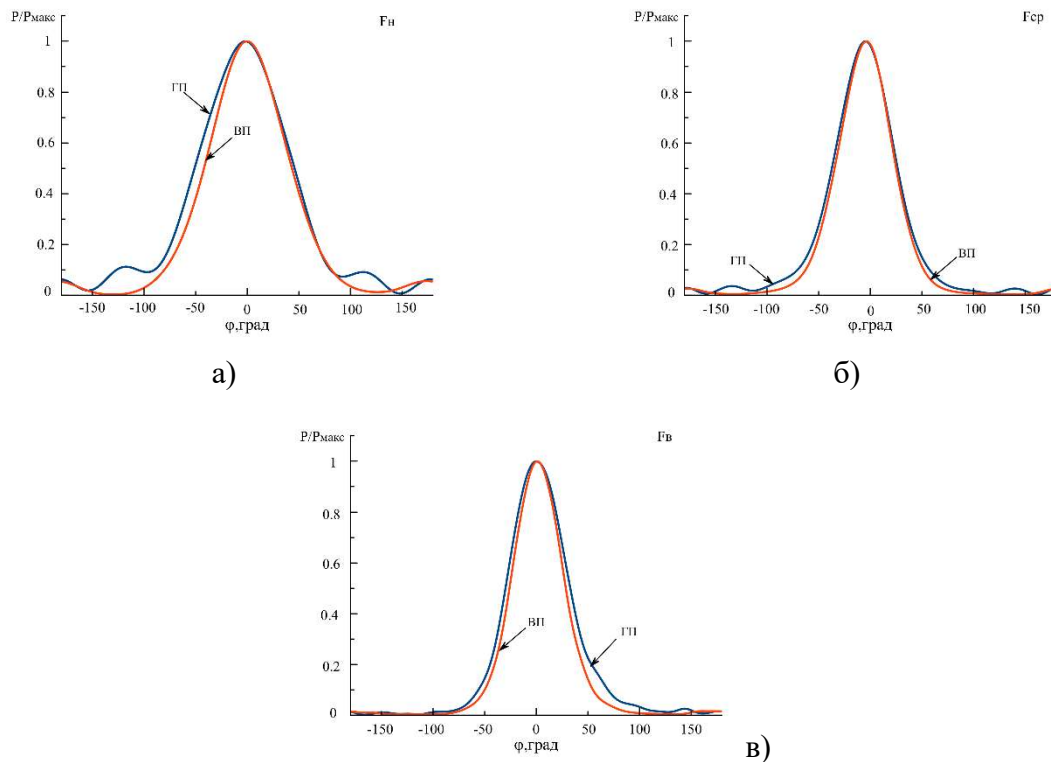


Рисунок 20 – Азимутальные сечения диаграмм направленности антенны с корпусом, в который установлен радиопоглощающий материал: а) нижняя частота; б) средняя частота; г) верхняя частота

Сравнивая зависимости, приведенные на рисунках 9 и 16, можно отметить, что введение радиопоглощающего материала внутрь корпуса антенны, кроме уменьшения максимального значения КСВН, позволило также увеличить коэффициент эллиптичности так, что его значения соответствуют требованию во всем диапазоне. Также можно отметить, что применение дополнительного радиопоглощающего материала позволило уменьшить уровень бокового излучения, это можно видеть, сравнив зависимости, приведенные на рисунках 12 и 18.

Вместе с тем введение дополнительного радиопоглощающего материала в конструкцию антенны привело к существенному уменьшению значений коэффициента усиления на некоторых участках диапазона, что можно видеть,

сравнив зависимости, приведенные на рисунках 10 и 17. Несмотря на наблюдаемое уменьшение значений коэффициента усиления полученный минимальный уровень у варианта антенны с поглотителем, введенным в корпус, все еще соответствует требуемому. Кроме того, полученная частотная зависимость коэффициента усиления, приведенная на рисунке 17, характеризуется гораздо более плавным изменением значений по сравнению с зависимостью, приведенной на рисунке 10.

Основываясь на вышеприведенном, можно считать, что в данном случае введение радиопоглощающего материала внутрь корпуса антенны является приемлемым решением, поскольку позволяет улучшить значения КСВН и КЭ при этом не понижает значения коэффициента усиления ниже требуемого уровня. Кроме того, наличие в корпусе антенны поглощающего материала делает частотную зависимость коэффициента более плавной по сравнению со случаем отсутствия указанного материала.

Подводя краткий итог настоящего подраздела, можно отметить следующее:

- была разработана конструкция антенны;
- на основе разработанной конструкции была сформирована модель и осуществлено электродинамическое моделирование;
- результаты моделирования показали, что предложенная конструкция нуждается в доработке, которая позволит уменьшить уровень КСВН и повысить коэффициент эллиптичности;
- для уменьшения уровня КСВН в корпус антенны был введен радиопоглощающий материал, для этого варианта было проведено электродинамическое моделирование;
- результаты указанного моделирования показали, что введение радиопоглощающего материала в корпус антенны привело к уменьшению максимального значения КСВН до приемлемого уровня, кроме того значения коэффициента эллиптичности стали превышать минимально допустимый предел

во всем диапазоне частот, а также уровень бокового излучения уменьшился до допустимых значений.

Модель итогового варианта конструкции антенны обладает следующими характеристиками:

- максимальное значение КСВН в рабочем диапазоне не более 1,9 при требуемом максимальном уровне 2,5;
- минимальное значение коэффициента эллиптичности в рабочем диапазоне не менее 0,72 при требуемом минимальном уровне 0,6;
- минимальное значение коэффициента усиления в рабочем диапазоне 2 дБи при требуемом минимальном уровне 0дБи;
- наименьшее в рабочем диапазоне значение ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности для вертикальной поляризации  $50^\circ$ , для горизонтальной поляризации  $47^\circ$  при требуемом минимальном значении  $45^\circ$ ;
- наибольший во всем рабочем диапазоне уровень бокового излучения на вертикальной поляризации 14 процентов от максимума, на горизонтальной поляризации 5 процентов от максимума.

Приведенные выше результаты показывают, что разработанная антенна соответствует предъявляемым требованиям, это означает, что можно переходить к этапу практической реализации.

### **3.5 Экспериментальное исследование характеристик разработанной антенны**

Основываясь на разработанной конструкции и сформированной модели, были выполнены эскизные конструкторские документы и изготовлены несколько

макетов антенн. С использованием указанных макетов были осуществлены измерения параметров, требования к которым приведены в начале настоящей главы.

На рисунке 21 приведен общий вид изготовленной антенны.

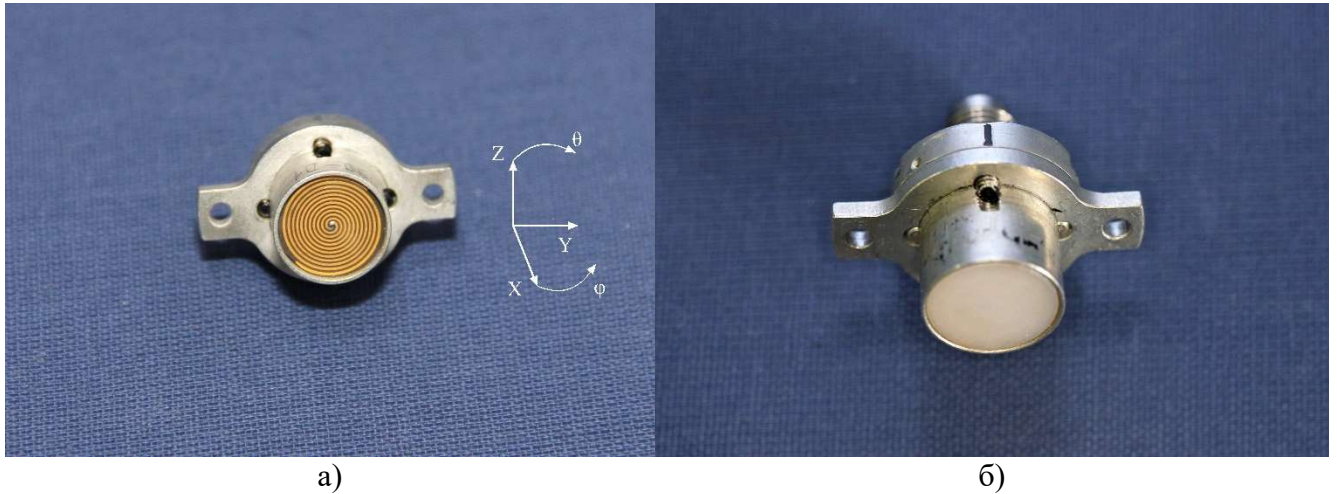


Рисунок 21 – Общий вид изготовленной антенны: а) без защитной крышки, б) с защитной крышкой

Для антенны, общий вид которой приведен на рисунке 21, были получены те же радиотехнические характеристики, что и для ее модели, кроме того, на каждом из рисунков с частотными зависимостями характеристик макета приведены зависимости характеристик модели.

Указанные частотные зависимости характеристик приведены далее:

- КСВН, частотная зависимость приведена на рисунке 22, для сравнения на этом же рисунке приведена частотная зависимость КСВН модели;

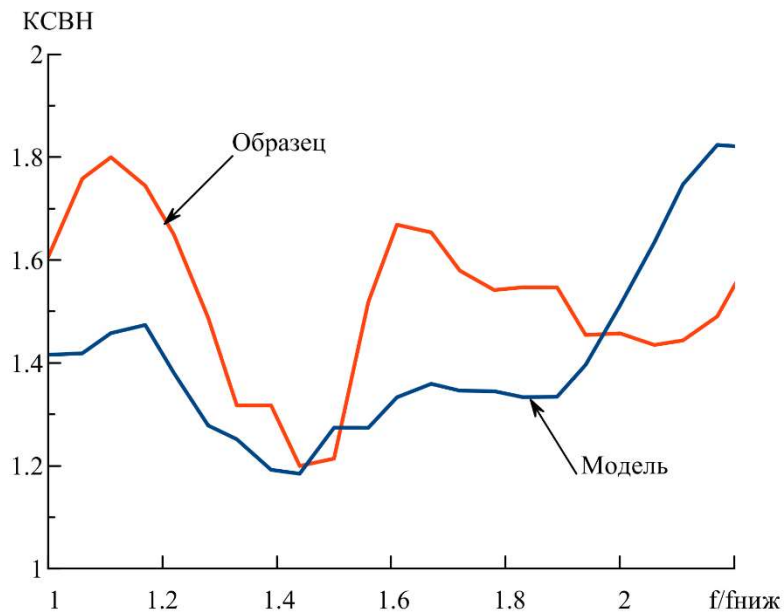


Рисунок 22 – Частотные зависимости КСВН макета и модели антенны

- коэффициент эллиптичности, частотная зависимость приведена на рисунке 23, на этом же рисунке приведена частотная зависимость коэффициента эллиптичности, полученная для модели антенны;

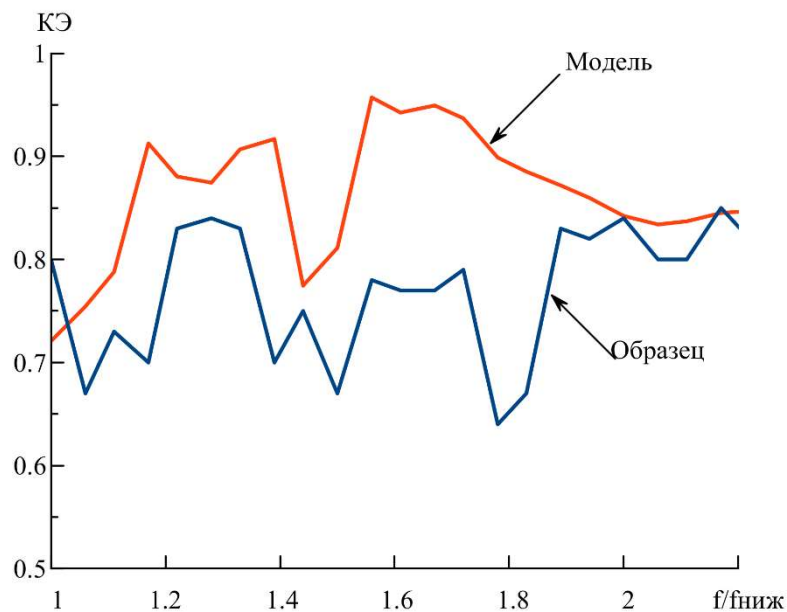


Рисунок 23 – Частотные зависимости коэффициента эллиптичности макета и модели антенны

- коэффициент усиления, частотная зависимость приведена на рисунке 24, вместе с частотной зависимостью коэффициента усиления модели;

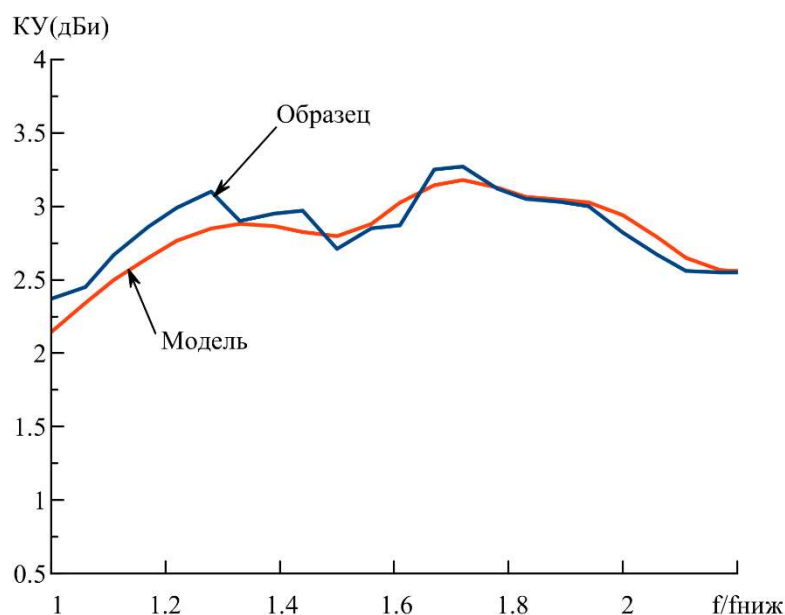


Рисунок 24 – Частотные зависимости коэффициента усиления макета и модели антенны

- частотная зависимость уровня бокового излучения для вертикальной и горизонтальной поляризации приведена на рисунке 25, на этом же рисунке приведены частотные зависимости, полученные для модели антенны;

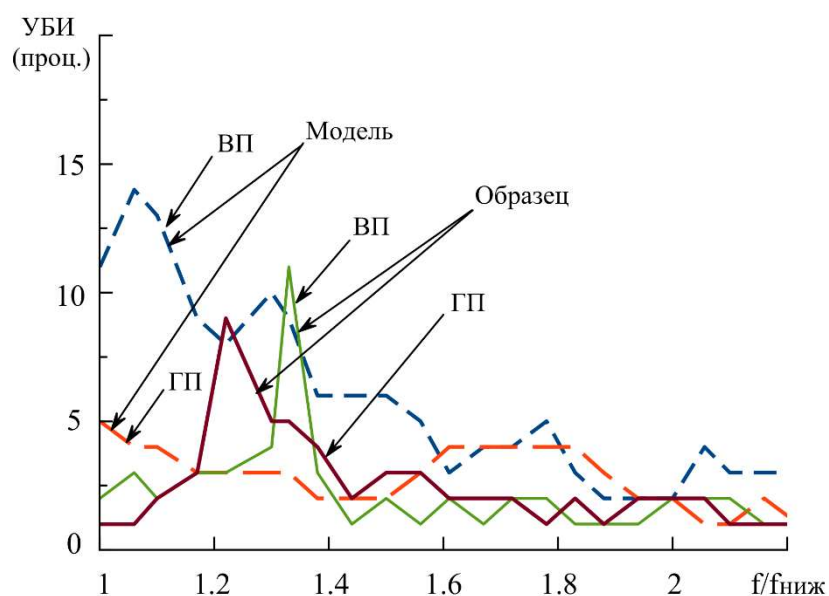


Рисунок 25 – Частотные зависимости уровня бокового излучения модели и макета антенны, полученные для вертикальной и горизонтальной поляризации

- частотная зависимость ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности для вертикально и горизонтальной поляризации приведена на рисунке 26;

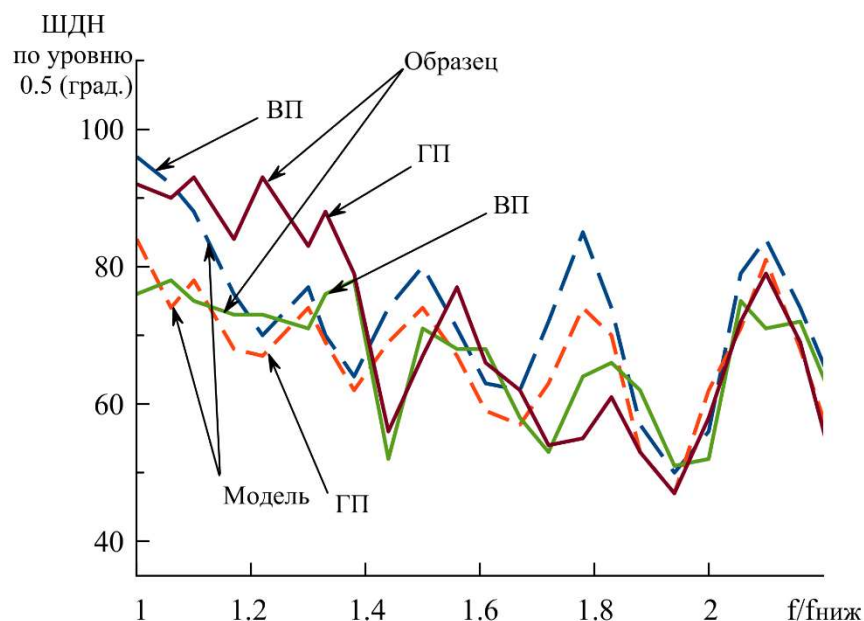
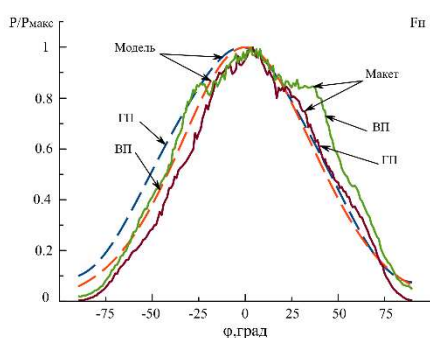
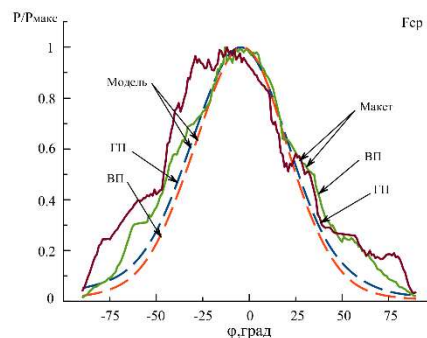


Рисунок 26 – Частотные зависимости ширины диаграмм направленности по уровню половинной мощности при вертикальной и горизонтальной поляризации для макета и модели антенны

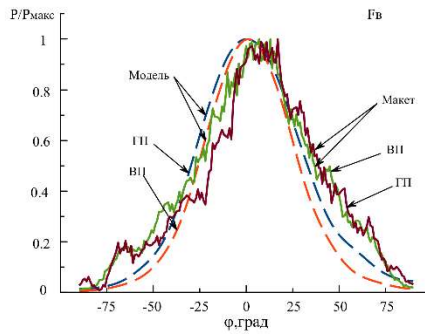
- на рисунке 27 приведены азимутальные сечения диаграмм направленности макета антенны, на верхней, нижней и средней частотах. На этом же рисунке приведены азимутальные сечения диаграмм направленности модели антенны.



а)



б)



в)

Рисунок 27 – Азимутальные сечения диаграмм направленности макета и модели антенны для вертикальной и горизонтальной поляризации: а) нижняя частота, б) средняя частота, в) верхняя частота

На рисунках 22-27 приведены характеристики изготовленного макета антенны, кроме того, на указанных рисунках приведены зависимости, полученные для модели рассматриваемой антенны, это сделано для того, чтобы было удобно сравнить результаты расчетов с результатами измерений.

Если провести указанное сравнение, то можно отметить следующее:

- максимальный уровень КСВН, полученный для макета и для модели антенны, отличаются несущественно. Во всем частотном диапазоне макет характеризуется несколько большим уровнем КСВН, что можно объяснить неидеальностью размеров и сборки;

- уровень коэффициента эллиптичности, полученный для макета антенны, в большей части рассматриваемого частотного диапазона меньше, чем полученный для модели. Но вместе с тем уровень, полученный для макета, не меньше требуемого;

- частотная зависимость коэффициента усиления, полученная для макета антенны, по форме и по уровню значений сходна с зависимостью, полученной для модели. Наблюдаемые отличия можно объяснить погрешностью сборки макета;

- уровни бокового излучения, полученные для макета в нижней части диапазона, меньше, чем уровни, полученные в результате моделирования. В средней и верхней частях диапазона указанные уровни сходны;

- ширины диаграмм направленности по уровню половинной мощности сходны для макета и для модели;

- азимутальные сечения диаграмм направленности, полученные для макета антенны, по форме сходны с диаграммами, полученным в результате моделирования. Наблюдаемые отличия связаны с погрешностью измерений, вызванной как ненулевым отражением от оснастки, в которой макет закреплялся для измерений, так и шумами измерительной аппаратуры (указанные шумы сильнее проявляются в верхней части рассматриваемого диапазона).

К основному результату настоящего подраздела можно отнести то, что макет, изготовленный на основе результатов электродинамического моделирования, соответствует предъявляемым требованиям.

### **3.6 Основные результаты раздела**

В результате выполнения работ, описанных в настоящей главе, была разработана конструкция антенны, для которой выполнено электродинамическое моделирование. По результатам указанного моделирования были изготовлены несколько макетов, с которыми проведены практические измерения со следующими результатами:

- КСВН в требуемом диапазоне частот не более 1,8, при максимально допустимом 2,5;

- коэффициент эллиптичности в требуемом диапазоне частот не менее 0,64 при минимально допустимом 0,6;

- минимальное значение коэффициента усиления в требуемом диапазоне частот 2,4 дБи при минимально требуемом 0 дБи;
- наименьшее значение ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности в требуемом диапазоне частот  $47^\circ$  при требовании не менее  $45^\circ$ ;
- наибольшее значение уровня бокового излучения в процентах от максимального – 14 при наибольшем допустимом – 20.

Из приведенных результатов измерений видно, что разработанная антенна соответствует требованиям технического задания. Исходя из этого разработанная антенна была принята для серийного производства (приложение А).

Отдельно стоит отметить, что разработанная антенна (как ее электродинамическая модель, так и макеты) будет использована для практической проверки и применения матричного способа описания характеристик. Кроме того, на конструкцию разработанной антенны получен патент на изобретение [166] (приложение Б).

## **4 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗРАБОТАННОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОШИБКИ ПЕЛЕНГАЦИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ**

### **4.1 Введение**

Антенна, разработка которой освещена в предыдущем разделе, используется в составе блока фазового пеленгатора. В настоящем разделе исследовано влияние этой антенны на ошибки пеленгации указанного блока, а также предложен вариант конструкции антенны, позволяющий уменьшить эти ошибки.

Одной из причин возникновения ошибок при определении фазовым пеленгатором направления на источник излучения является неидентичность его приемных каналов [18]. Любой приемный канал включает в себя антенну. Антенны, как и прочие элементы приемных каналов, вносят свой вклад в их неидентичность, а значит, и в повышение уровня ошибок пеленгации.

Для того, чтобы проследить этот вклад, в среде электродинамического моделирования HFSS было построена модель фазометрической базы. В указанной модели использовалась антенна, разработка которой освещена в предыдущем разделе. Проведенное моделирование показало, что антенна оказывает влияние на ошибки пеленгации.

После этого был поставлен практический эксперимент, воспроизводящий условия моделирования. В результате его проведения было также выявлено влияние антенн на ошибки пеленгации.

Конструкция антенны, применяемой в составе блока фазового пеленгатора, была доработана, в частности, было изменено положение плоского спирального излучателя в корпусе антенны, целью доработки являлось уменьшение ошибок пеленгации. Было выполнено электродинамическое моделирование с

доработанным вариантом конструкции антенны. Результаты указанного моделирования показывают, что цель доработки достигнута.

После получения результатов моделирования был осуществлен еще один практический эксперимент. Целью указанного эксперимента была практическая проверка влияния осуществленной доработки на ошибки пеленгации. Результаты проведенного эксперимента показали, что применение антенн с доработанной конструкцией позволяет снизить ошибки пеленгации.

Рассмотрим также вопрос, касающийся погрешности проводимых вычислений и измерений. Для электродинамического моделирования использовалась среда HFSS. Для моделирования работы фазометрической базы в указанной среде использовался режим, при котором результаты выводятся в формате матриц рассеяния, содержащих комплексные коэффициенты. Поскольку процесс получения решений является итерационным (в данном случае имеется ввиду разбиение моделируемых геометрических объектов на совокупность простых геометрических элементов), необходимо задать критерий, по которому итерации остановятся. В рассматриваемом случае использовался критерий, предлагаемый разработчиком HFSS в качестве принятого по умолчанию. Указанным критерием является наибольшее отличие комплексных коэффициентов матрицы рассеяния, полученной в ходе текущей итерации от коэффициентов, полученных на предыдущей итерации. В рассматриваемом случае величины указанной разности составляли 0,02. Иначе говоря, последующее итерационное уточнение результатов решения (в данном случае комплексных коэффициентов матрицы рассеяния) будет равным или меньшим, чем 0,02.

Для практических измерений использовался векторный анализатор цепей, в рассмотренных случаях пределы допустимой абсолютной погрешности прибора были следующие: для коэффициента отражения  $\pm 0,024$  дБ,  $\pm 3,47^\circ$ , для коэффициента передачи  $\pm 0,21$  дБ,  $\pm 1,39^\circ$ .

## **4.2 Электродинамическое моделирование фазометрической базы пеленгатора, показывающее влияние антенн на ошибки пеленгации**

В настоящем разделе рассмотрен процесс электродинамического моделирования фазометрической базы пеленгатора. Целью указанного моделирования является определение влияния антенн на ошибки пеленгации. Основная задача состоит в том, что бы исключить из приемного канала все элементы кроме антенн, что позволит отделить их влияния на ошибки пеленгации от влияния прочих элементов. Проще всего добиться таких условий при моделировании. В частности, в рассматриваемом случае применялась среда электродинамического моделирования HFSS.

Простейшим случаем фазового пеленгатора является фазометрическая база, содержащая две приемных антенны [15], [18]. Такой пеленгатор не применим на практике [18], поскольку с его помощью невозможно определить однозначность пеленга, но для целей, обозначенных в настоящей главе, он подходит, так как для определения влияния антенн на ошибки пеленгации достаточно и одной фазометрической базы, поскольку нет необходимости в разрешении неоднозначности.

Как отмечалось ранее, неидентичность приемных каналов пеленгатора приводит к возникновению ошибок. Антенны как неотъемлемый элемент приемного канала также влияют на возникновение ошибок, поскольку могут отличаться даже в рамках одной серии. Такая ситуация не редка на практике, но при формировании трехмерной модели фазометрической базы в общем случае антенны, ее составляющие, будут идентичны, так как их модели получены буквально копированием. Для того, чтобы в результате моделирования определить влиянии антенн на ошибки пеленгации, необходимо в одну из двух антенн фазометрической базы внести изменения, соответствующие вероятным изменениям, возникающим на практике при сборке антенн.

Обратимся к конструкции области излучения антенны, рассмотренной в предыдущей главе.

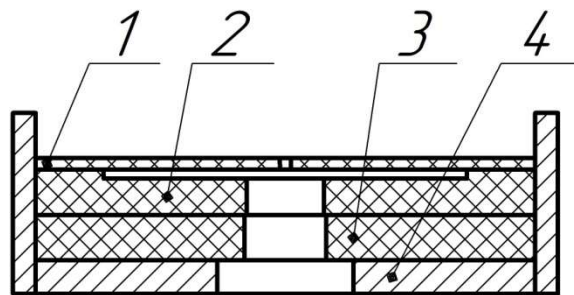


Рисунок 28 – Область излучения антенны применяемой в составе фазометрической базы

На рисунке 28 обозначены следующие позиции: 1 – плата, на которой выполнен спиральный излучатель; 2 – диэлектрическое основание, на котором закреплена плата излучателя; 3 – поглощающий материал; 4 – проводящий экран.

В диэлектрическом основании, на котором закреплена плата излучателя, выполнена проточка. Указанная проточка должна компенсировать изменение положения центральной области платы излучателя при температурных воздействиях, это нужно для сохранения целостности пайки между проводниками излучателя и трансформатора (на рисунке не показан).

При сборке рассматриваемой антенны плата излучателя может быть установлена с постоянным прогибом, направленным к диэлектрическому основанию, как показано на рисунке 29.

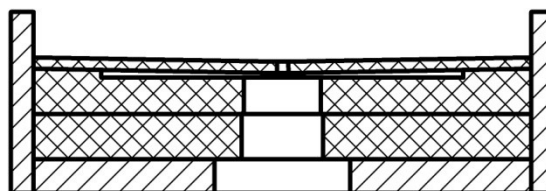


Рисунок 29 – Плата излучателя установлена с постоянным прогибом, направленным к диэлектрическому основанию

Опыт изготовления рассматриваемых антенн показал, что приведенный дефект сборки является не единственным, но для моделирования отличий между антеннами в рамках одной фазометрической базы выбран именно он, поскольку он

затрагивает излучающую структуру и, следовательно, может оказывать наибольшее влияние на отличия характеристик излучения антенн.

В рамках проводимого моделирования рассматриваются и сравниваются два случая: в первом случае антенны, установленные в фазометрическую базу, полностью идентичны, во втором случае одна из антенн имеет постоянный прогиб платы излучателя. Выбранные условия позволят определить, приводит ли моделируемый дефект сборки а, следовательно, и антенна, его содержащая, к увеличению ошибок пеленгации.

Рассмотрим более детально прочие условия моделирования.

В среде электродинамического моделирования HFSS была сформирована модель, общий вид которой представлен на рисунке 30.

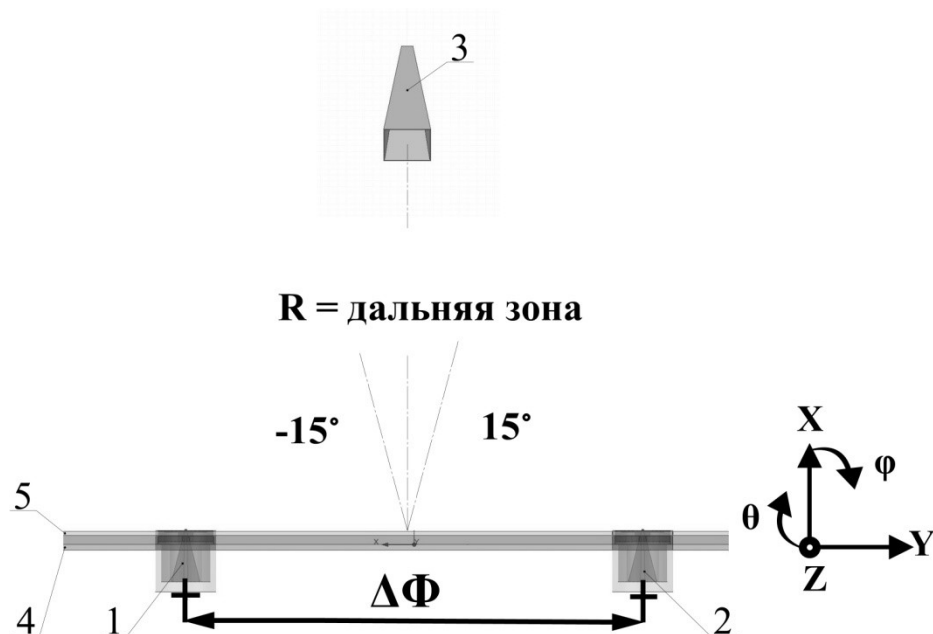


Рисунок 30 – Модель фазометрической базы, построенная в HFSS

На рисунке обозначены следующие позиции: 1 и 2 – приемные антенны; 3 – источник излучения; 4 – проводящее основание; 5 – поглощающий материал. Позиции 4 и 5 моделируют поверхность блока фазового пеленгатора, на которой размещаются приемные антенны.

Определение разности фаз в предлагаемой электродинамической модели организовано через коэффициенты передачи. Рассмотрим это подробнее: в

разъемах приемных антенн расположены отсчетные плоскости (или волновые порты, в терминах HFSS), в разъеме источника излучения также расположена отсчетная плоскость. Источник излучения отстоит от фазометрической базы на расстояние, удовлетворяющее условию дальней зоны. Фазометрическая база облучается источником в диапазоне углов  $\varphi$  от минус  $15^\circ$  до  $15^\circ$  с шагом в один градус. Для каждого из пространственных положений фазометрической базы относительно источника излучения был определен комплексный коэффициент передачи между источником излучения и приемными антеннами фазометрической базы. Для каждого из комплексных коэффициентов передачи получена пространственная зависимость фазы. Пространственная зависимость разности фаз полученных комплексных коэффициентов передачи является пеленгационной характеристикой рассматриваемой модели фазометрической базы. Поскольку непосредственными результатами моделирования являются комплексные коэффициенты передачи, то для простоты интерпретации можно представить, что к входам приемных антенн и источника излучения подключен векторный анализатор цепей, тестируемым устройством которого является источник сигнала, среда распространения и антенна приемного канала. Полученная пеленгационная характеристика была использована для определения направления на источник излучения с помощью известного [17]-[20] соотношения (31).

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{\Phi \cdot \lambda}{2\pi \cdot l}\right) \quad (31)$$

где  $\Phi$  - разность фаз, определенная между каналами фазометрической базы,  $\lambda$  - длина волны облучающего сигнала,  $l$  - длина фазометрической базы.

В рассматриваемом случае длина фазометрической базы  $l$  составляла  $9,5 \lambda$ , из-за этого даже в рассматриваемом секторе углов  $\varphi$  полученные значения пеленга были однозначны только вблизи нулевого значения угла  $\varphi$ . Но разрешение неоднозначности пеленга находилось за рамками описываемых работ. Кроме того, в случае с моделированием и лабораторными измерениями устранение неоднозначности не составляет труда, поскольку положение источника излучения

достоверно известно. Основной задачей проведенного моделирования было определить, влияет ли неидентичность антенн на ошибки пеленгации (в данном случае неидентичность задана с помощью прогиба платы излучателя).

Рассматривались два случая:

- в первом случае приемные антенны в вышеописанной модели были абсолютно идентичны;
- во втором случае одна из приемных антенн имела прогиб платы излучателя, как показано на рисунке 29.

Для обоих описанных случаев в среде электродинамического моделирования HFSS были построены модели и получены пеленгационные характеристики. С использованием полученных пеленгационных характеристик были определены направления на источник излучения, а также ошибки, с которыми указанные направления были определены. На рисунке 31 приведены пространственные зависимости ошибок пеленгации для двух рассматриваемых случаев. Зависимость с квадратными маркерами соответствует первому случаю, при котором приемные антенны идентичны. Зависимость с треугольными маркерами соответствует второму случаю, при котором одна из антенн имеет прогиб платы излучателя.

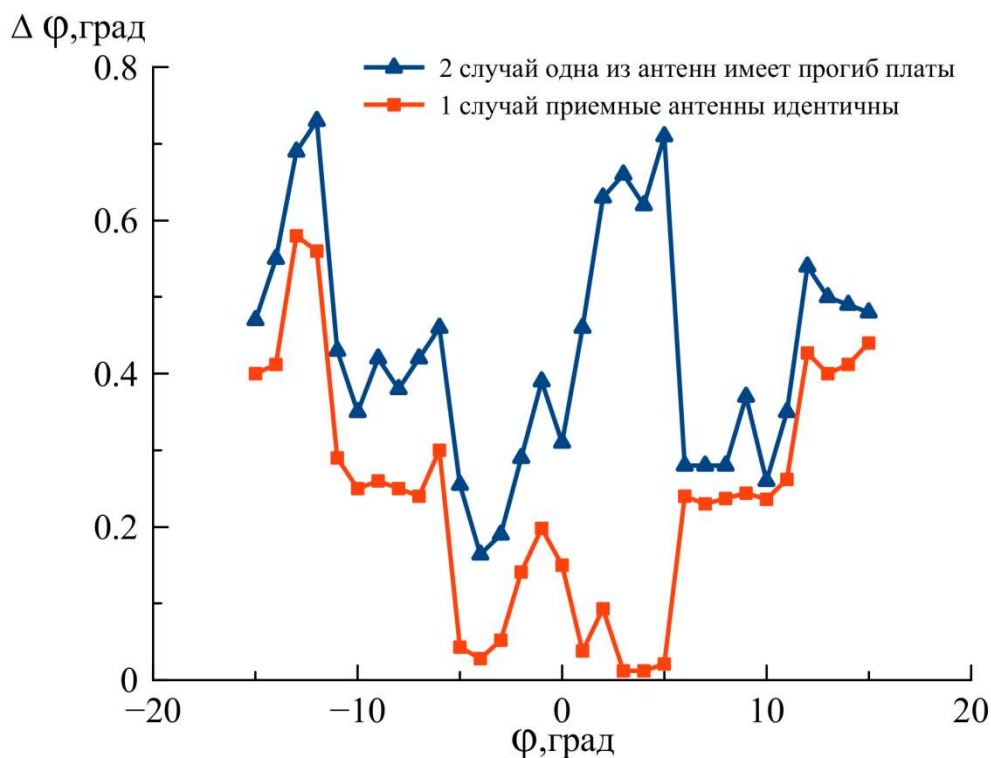


Рисунок 31 – Пространственная зависимость ошибок пеленгации для двух приведенных случаев

Приведенные на рисунке 31 пространственные зависимости ошибок пеленгации показывают, что отличия антенн фазометрической базы приводят к увеличению ошибок пеленгации. В данном случае максимальное увеличение ошибок наблюдается на угловой отметке  $\varphi = 5^\circ$  и составляет  $0,7^\circ$ . Указанное значение не является показателем работы какой-либо пеленгационной системы, оно показывает, что отличия антенн в одной фазометрической базе являются причиной увеличения ошибок пеленгации.

Результат проведенного электродинамического моделирования показывает, что неидентичность антенн, вызванная неточностью сборки, приводит к увеличению ошибок пеленгации. Условия моделирования позволяют прийти к выводу о том, что причиной увеличения ошибок пеленгации является именно дефект одной из антенн, а не внешние условия или другие элементы приемного канала. На основании результатов проведенного моделирования был осуществлен эксперимент, позволяющий на практике обнаружить влияние неидентичности

антенн на ошибки пеленгации. Указанный эксперимент рассмотрен в следующем подразделе.

#### **4.3 Исследование влияния спиральной антенны миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации**

В настоящем подразделе рассмотрен эксперимент с серией из четырех антенн и блоком фазового пеленгатора. Цель указанного эксперимента состояла в том, чтобы на практике определить влияние неидентичности антенн на ошибки пеленгации фазовым методом. Для эксперимента использовалась серия из четырех однотипных антенн. Разработка антенны, запущенной в серийное производство, была рассмотрена в предыдущей главе. Поскольку затруднительно определить, есть ли отличия во внутреннем устройстве серийных собранных антенн, предлагается определять их неидентичность с помощью описанных во второй главе матриц характеристик. Причем предлагаемый подход позволит определять неидентичность количественно. Для исследования влияния неидентичности серийных антенн на ошибки пеленгации будет использована одна фазометрическая база блока фазового пеленгатора. В отсутствии необходимости в разрешении неоднозначности пеленга одной фазометрической базы вполне достаточно для того, чтобы показать влияние неидентичности антенн на ошибки пеленгации. Кроме того, применение одной фазометрической базы позволит упростить проводимое исследование поскольку каждый дополнительно задействованный приемный канал повышает объем вычислений и количество замен антенн в блоке, что в совокупности может привести к возникновению дополнительных ошибок.

Рассмотрим подробнее применение матриц характеристик для описания неидентичности антенн. Как отмечалось во второй главе настоящей работы, антенну можно описать с помощью набора матриц характеристик, каждая матрица соответствует пространственному направлению в системе координат, связанных с

антенной. Указанная система координат и антенна приведены на рисунке 30. Получение рассматриваемых матриц с характеристиками, принятыми для описания антенн, также рассмотрено во второй главе настоящей работы, здесь приведен лишь итоговый обобщенный вариант записи матрицы (31), в котором учтено то, что рассматриваемая антенна снабжена коаксиальным разъемом.

$$\begin{pmatrix} K_o \cdot \frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}}{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi} \cdot e^{i\Phi} & \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} \\ \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\theta, \varphi)} \quad (31)$$

Здесь:

$K_o$  – модуль коэффициента отражения, определенный для отсчетной плоскости в разъеме антенны;

$\Phi$  – фазовый сдвиг, возникающий между упавшей и отраженной волнами отсчетной плоскости разъема антенны, далее значения указанного сдвига фаз будут записаны в градусах;

$R$  – расстояние между отсчетной плоскостью в разъеме антенны и пространственной отсчетной плоскостью;

$Z$  – характеристическое сопротивление волны в линии передачи (в данном случае коаксиальной, с воздушным заполнением);

$d$  – диаметр центрального проводника коаксиальной линии;

$D$  – внутренний диаметр экрана коаксиальной линии;

$G_\theta$  – коэффициент усиления, определенный для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ ;

$\Phi_\theta$  – фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости (в силу принципа взаимности верно и обратное). Указанный фазовый сдвиг определен для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\theta$ ;

$G_\varphi$  – коэффициент усиления, определенный для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля, соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\varphi$ ;

$\Phi_\varphi$  – фазовый сдвиг, возникающий между падающей волной отсчетной плоскости разъема антенны и отраженной волной пространственной отсчетной плоскости. Указанный фазовый сдвиг определен для направления  $(\theta, \varphi)$  и поляризации поля соответствующей пространственной отсчетной плоскости  $dS_\varphi$ .

Отметим также методики получения комплексных коэффициентов, составляющих вышеприведенную матрицу.

Значения комплексного коэффициента отражения разъема антенны были получены с помощью векторного анализатора цепей. Значения коэффициентов усиления определены с помощью метода трех антенн. Также с помощью векторного анализатора измерялся коэффициент передачи между антеннами, установленными в фазометрическую базу. Это делалось для оценки взаимного влияния указанных антенн, на рассматриваемой частоте значение коэффициента передачи составило минус 50 децибел. Такой уровень коэффициента передачи подтверждает предположение о слабом взаимном влиянии антенн, сделанное в разделе 2. Для определения отсчетов фазовых диаграмм направленности использован автоматизированный измерительный комплекс фирмы «Трим» «ТМСА40Д17».

Каждой из четырех рассматриваемых антенн ставится в соответствие набор матриц типа (31). Для того, чтобы сравнить антенны между собой, необходимо сравнить соответствующие им матрицы. Каждой из рассматриваемых матриц

можно поставить в соответствие число, удовлетворяющее условиям нормы матрицы, сформулированным, например, в [100], [101].

Цель применения норм рассматриваемых матриц состоит в том, что бы выявить отличия между ними. Если предположить, что рассматриваемые антенны идентичны, то идентичными будут и соответствующие им матрицы характеристик, а, следовательно, и нормы этих матриц. На практике же из-за отличий характеристик антенн соответствующие им матрицы будут отличаться, что выразится в разности их норм. Таким образом, в случае рассмотрения серийных антенн, матрицы характеристик которых теоретически должны быть одинаковы, но практически отличаются, сравнение норм позволит выразить эти отличия количественно. В итоге с помощью применения норм матриц характеристик можно сравнивать серийные антенны между собой и количественно оценить их неидентичность, что и было сделано при выполнении эксперимента, который рассматривается в настоящем подразделе.

В [101] приведены три типа норм,  $M$ ,  $L$  и  $K$ . Нормы  $M$  и  $L$ , при определении их для матрицы (31) дают одинаковый результат, поскольку матрица (31) симметрична относительно главной диагонали, а  $K$  – норма находится сложнее, чем две предыдущих. По этой причине в настоящей работе для рассматриваемых матриц определяется  $L$  – норма. В [101]  $L$  – норма определена как максимальная из всех сумм, полученных сложением столбцов матрицы.

Как отмечалось ранее, для проверки влияния неидентичности антенн на ошибки пеленгации, была использована одна фазометрическая база блока фазового пеленгатора. Длина указанной базы составляла  $9,5\lambda$  на частоте измерения, диапазон углов  $\varphi$  от минус  $15^\circ$  до  $15^\circ$ . Общий вид фазометрической базы, а также связанная с ней система координат приведены на рисунке 32.

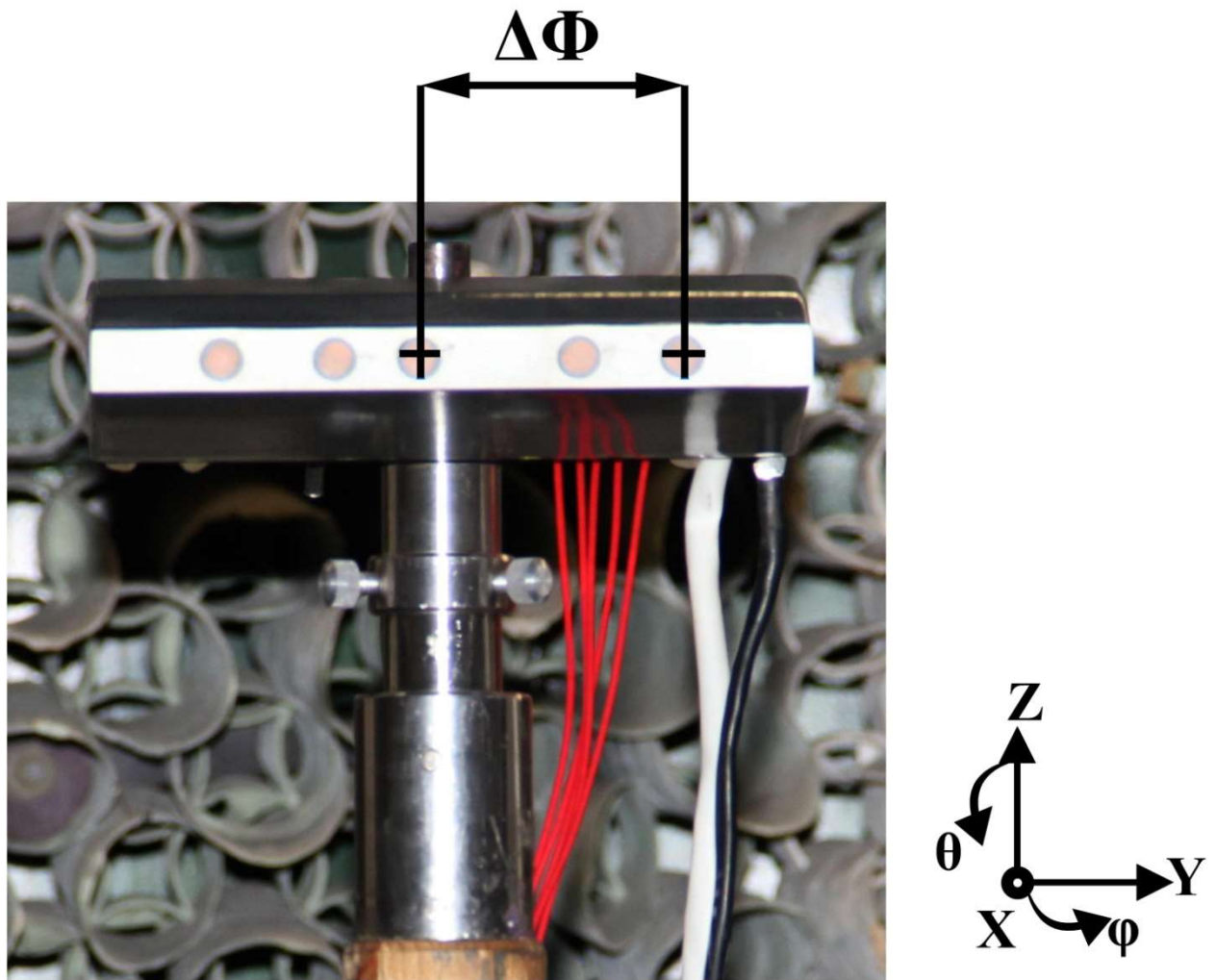


Рисунок 32 – Фазометрическая база блока фазового пеленгатора и связанная с ней система координат

Для каждой из четырех рассмотренных антенн были определены матрицы рассеяния для следующих пространственных направлений:  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = -10^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = -5^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = 5^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = 10^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$ . Для всех полученных матриц рассеяния были найдены L нормы. В таблицы 1 и 2 сведены матрицы рассеяния четырех антенн для всех рассматриваемых пространственных направлений, а также соответствующие этим матрицам L нормы. Важно также отметить, что пространственные направления, которым соответствуют волновые матрицы антенн, определены в системе координат фазометрической базы.

Таблица 1. Матрицы рассеяния для антенн 1 и 2

| $\varphi, ^\circ$ | антенна 1                                                                                                                                         | L    | антенна 2                                                                                                                                         | L    |
|-------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| -15               | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{1,6}e^{i357} & \sqrt{0,8}e^{i80} \\ \sqrt{1,6}e^{i357} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,8}e^{i80} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 59.3 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{0,8}e^{i0} & \sqrt{0,4}e^{i68} \\ \sqrt{0,8}e^{i0} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,4}e^{i68} & 0 & 0 \end{pmatrix}$       | 60.7 |
| -10               | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{2,2}e^{i40} & \sqrt{1,4}e^{i120} \\ \sqrt{2,2}e^{i40} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,4}e^{i120} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 60.7 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{2,3}e^{i37} & \sqrt{0,9}e^{i111} \\ \sqrt{2,3}e^{i37} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,9}e^{i111} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 62.3 |
| -5                | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{2,9}e^{i155} & \sqrt{1,8}e^{i71} \\ \sqrt{2,9}e^{i155} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,8}e^{i71} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 60.9 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{2,6}e^{i74} & \sqrt{1,1}e^{i148} \\ \sqrt{2,6}e^{i74} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,1}e^{i148} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 62.4 |
| 0                 | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{3,4}e^{i104} & \sqrt{2,7}e^{i191} \\ \sqrt{3,4}e^{i104} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,7}e^{i191} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61.2 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{3,4}e^{i107} & \sqrt{2,2}e^{i184} \\ \sqrt{3,4}e^{i107} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,2}e^{i184} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 62.8 |
| 5                 | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{2,4}e^{i134} & \sqrt{1,9}e^{i220} \\ \sqrt{2,4}e^{i134} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,9}e^{i220} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61.1 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{2,9}e^{i137} & \sqrt{1,4}e^{i215} \\ \sqrt{2,9}e^{i137} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,4}e^{i215} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 63   |
| 10                | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{2,3}e^{i244} & \sqrt{1,6}e^{i170} \\ \sqrt{2,3}e^{i244} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,6}e^{i170} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 60.4 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{1,4}e^{i166} & \sqrt{0,9}e^{i242} \\ \sqrt{1,4}e^{i166} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,9}e^{i242} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61.7 |
| 15                | $\begin{pmatrix} 41,5e^{i31} & \sqrt{1,5}e^{i196} & \sqrt{1,1}e^{i271} \\ \sqrt{1,5}e^{i196} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,1}e^{i271} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 59.5 | $\begin{pmatrix} 42,2e^{i36} & \sqrt{1,7}e^{i197} & \sqrt{0,5}e^{i271} \\ \sqrt{1,7}e^{i197} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,5}e^{i271} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61.3 |

Таблица 2. Матрицы рассеяния для антенн 3 и 4

| $\varphi, ^\circ$ | антенна 3                                                                                                                                         | L    | антенна 4                                                                                                                                         | L    |
|-------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| -15               | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{1,8}e^{i59} & \sqrt{1}e^{i133} \\ \sqrt{1,8}e^{i59} & 0 & 0 \\ \sqrt{1}e^{i133} & 0 & 0 \end{pmatrix}$       | 66.3 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{1,5}e^{i355} & \sqrt{0,6}e^{i43} \\ \sqrt{1,5}e^{i355} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,6}e^{i43} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 54.2 |
| -10               | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{2,1}e^{i98} & \sqrt{1,5}e^{i175} \\ \sqrt{2,1}e^{i98} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,5}e^{i175} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 66.1 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{2,8}e^{i40} & \sqrt{1,5}e^{i90} \\ \sqrt{2,8}e^{i40} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,5}e^{i90} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 55.3 |
| -5                | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{2,7}e^{i142} & \sqrt{1,9}e^{i209} \\ \sqrt{2,7}e^{i142} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,9}e^{i209} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 67.3 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{2,8}e^{i77} & \sqrt{1,7}e^{i120} \\ \sqrt{2,8}e^{i77} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,7}e^{i120} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 55.5 |
| 0                 | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{3,4}e^{i190} & \sqrt{2,9}e^{i251} \\ \sqrt{3,4}e^{i190} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,9}e^{i251} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 67.4 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{3,4}e^{i113} & \sqrt{2,8}e^{i157} \\ \sqrt{3,4}e^{i113} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,8}e^{i157} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 56.4 |
| 5                 | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{2,8}e^{i222} & \sqrt{2,2}e^{i294} \\ \sqrt{2,8}e^{i222} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,2}e^{i294} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 67.5 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{2,5}e^{i142} & \sqrt{1,3}e^{i194} \\ \sqrt{2,5}e^{i142} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,3}e^{i194} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 56.2 |
| 10                | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{1,9}e^{i266} & \sqrt{1,7}e^{i328} \\ \sqrt{1,9}e^{i266} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,7}e^{i328} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 66.7 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{2,4}e^{i172} & \sqrt{1,2}e^{i216} \\ \sqrt{2,4}e^{i172} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,2}e^{i216} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 55.1 |
| 15                | $\begin{pmatrix} 48,1e^{i23} & \sqrt{1,5}e^{i300} & \sqrt{0,8}e^{i4} \\ \sqrt{1,5}e^{i300} & 0 & 0 \\ \sqrt{0,8}e^{i4} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 65.7 | $\begin{pmatrix} 40,7e^{i19} & \sqrt{1,8}e^{i201} & \sqrt{1,4}e^{i245} \\ \sqrt{1,8}e^{i201} & 0 & 0 \\ \sqrt{1,4}e^{i245} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 55   |

Как отмечалось ранее, в таблицах 1 и 2 приведены не только матрицы рассеяния, но и соответствующие им L нормы. Для того, чтобы сравнить между собой полученные L нормы, сведем их в отдельную таблицу 3.

Таблица 3. L нормы антенн 1, 2, 3 и 4

| $\varphi, ^\circ$ | L норма антенна 1 | L норма антенна 2 | L норма антенна 3 | L норма антенна 4 |
|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| -15               | 59,3              | 60,7              | 66,3              | 54,2              |
| -10               | 60,7              | 62,3              | 66,1              | 55,3              |
| -5                | 60,9              | 62,4              | 67,3              | 55,5              |
| 0                 | 61,2              | 62,8              | 67,4              | 56,4              |
| 5                 | 61,1              | 63                | 67,5              | 56,2              |
| 10                | 60,4              | 61,7              | 66,7              | 55,1              |
| 15                | 59,5              | 61,3              | 65,7              | 55                |

L нормы, приведенные в таблице, характеризуют набор матриц для четырех рассматриваемых антенн. L нормы, соответствующие матрицам антенны 3, заметно отличаются от L норм, соответствующих матрицам других антенн. Для того, чтобы определить указанные отличия, количественно найдем значения абсолютных разностей полученных L норм. В таблицу 4 сведены значения абсолютных разностей L норм пар антенн с номерами 1,2 и 3,4.

Таблица 4. Абсолютные разности L норм пар антенн 1-2 и 3-4

| $\varphi, ^\circ$ | L норма антенны 1 – L норма антенны 2 | L норма антенны 3 – L норма антенны 4 |
|-------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| -15               | 1,4                                   | 12,1                                  |
| -10               | 1,6                                   | 10,8                                  |
| -5                | 1,5                                   | 11,8                                  |
| 0                 | 1,6                                   | 11                                    |
| 5                 | 1,9                                   | 11,3                                  |
| 10                | 1,3                                   | 11,6                                  |
| 15                | 1,8                                   | 10,7                                  |

Приведенные в таблице 4 абсолютные разности L норм позволяют сгруппировать рассматриваемые антенны по две. Первая пара (антенны 1 и 2)

характеризуется меньшей по сравнению со второй (антенны 3 и 4) абсолютной разностью  $L$  норм. Указанные абсолютные разности  $L$  норм позволяют количественно оценить неидентичность серийных антенн и сделать предположение о том, что применение в составе фазометрической базы пары антенн 3 и 4 приведет к повышению уровня ошибок пеленгации по сравнению со случаем использования пары антенн 1 и 2.

Выдвинутое выше предположение было проверено в фазометрической базе, приведенной на рисунке 32. В указанную базу по очереди устанавливались сформированные пары антенн. С каждой из установленных пар было определено направление на источник излучения в секторе углов  $\varphi$  от минус  $15^\circ$  до  $15^\circ$  с шагом в один градус. Для пеленгов, полученных с каждой из двух рассматриваемых пар, были также определены ошибки пеленгации, уровень которых в настоящей работе является показателем влияния антенн на фазовый пеленгатор. На рисунке приведена пространственная зависимость ошибок пеленгации для двух рассматриваемых пар антенн. Зависимость с квадратными маркерами соответствует случаю, когда в фазометрическую базу установлена пара антенн 1 и 2, зависимость с треугольными маркерами соответствует случаю, когда в фазометрическую базу установлена пара антенн 3 и 4. На рисунке 33 также указаны погрешности, с которыми были определены ошибки пеленгации.

Подробно процесс определения пеленга и ошибок пеленгации рассмотрен в приложении В.

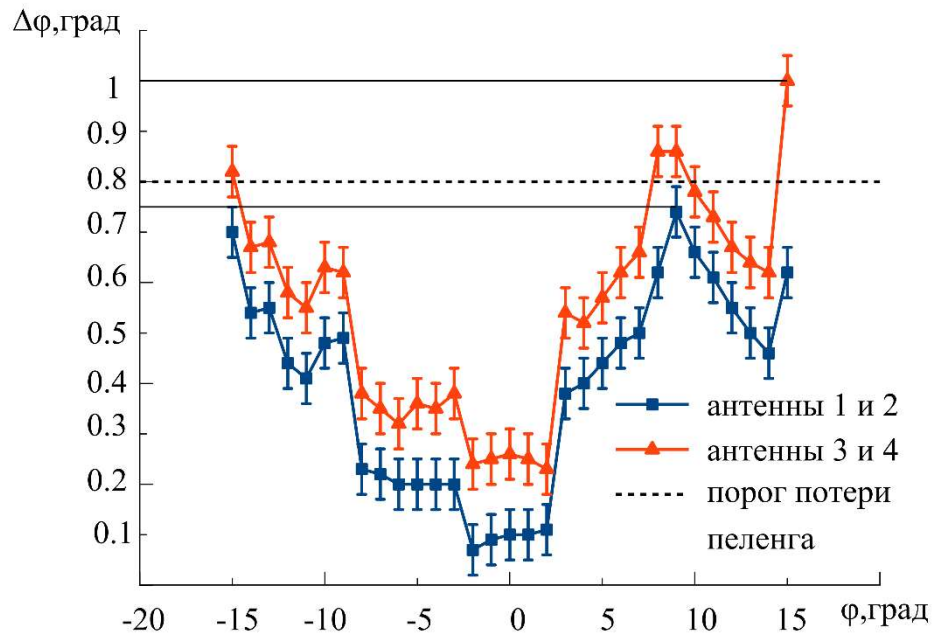


Рисунок 33 – Пространственная зависимость ошибок пеленгации, определенная с использованием двух рассматриваемых пар антенн

На рисунке 33 видно, что пространственные зависимости ошибок пеленгации, полученные для пар антенн 1,2 и 3,4, отличаются. Уровень ошибок пеленгации меньше в случае применения пары антенн 1,2. В большинстве точек рассматриваемого углового диапазона разница между уровнями ошибок для двух рассматриваемых случаев находится в промежутке значений от 0,05 до 0,1 градуса. На границах рассматриваемого углового диапазона ошибки пеленгации возрастают, наибольшая разница двух рассматриваемых случаев составляет 0,5 градуса на углу  $\varphi = 15^\circ$ . Сплошными линиями показаны точки, соответствующие максимальным уровням ошибок пеленгации. Кроме того, на рисунке 33 прерывистой линией отмечена граница уровня ошибок, превышение которой в рассматриваемом случае будет приводить к потере пеленга, иначе говоря, к потере пеленгатором работоспособности.

Результаты, полученные в настоящем подразделе, позволяют сделать два основных вывода.

Первый вывод состоит в том, что описываемый в подразделе эксперимент показывает на практике, как неидентичность антенн фазометрической базы

пеленгатора приводит к повышению уровня ошибок пеленгации. Из этого также следует, что для улучшения качества работы всей пеленгационной системы необходимо добиваться наибольшей идентичности антенн в приемных каналах.

Ко второму выводу можно отнести то, что предлагаемый во второй главе настоящей работы способ матриц рассеяния позволяет сравнивать серийные антенны между собой и комплектовать их друг с другом с целью уменьшения ошибок пеленгации.

Кроме того, предлагаемый способ матриц характеристик можно использовать при отработке конструкции антенн, что будет рассмотрено в следующем подразделе.

#### **4.4 Оптимизация положения плоского спирального излучателя в корпусе антенны, применяемой в составе фазового пеленгатора**

Обратимся к эскизу области излучения антенны, разработка которой освещена в предыдущей главе. Он приведен на рисунке 28. На указанном рисунке плоский спиральный излучатель (1) установлен внутри проводящего корпуса антенны. Такое расположение излучателя было выбрано при первичной проработке конструкции антенны и связано с необходимостью установки защитной диэлектрической крышки. Результаты моделирования и практических измерений, приведенные в главе 3, показывают, что с выбранным способом установки излучателя антенна соответствует предъявляемым требованиям. Но остается невыясненным то, как выбранный способ установки излучателя влияет на работу пеленгатора, в который указанная антенна устанавливается. Цель настоящего подраздела состоит в том, чтобы проверить, как выбранный способ установки излучателя в корпус антенны влияет на ошибки пеленгации.

Для осуществления указанной проверки необходимо рассмотреть альтернативный способ установки излучателя в корпус антенны для того, чтобы

сравнить его с выбранным изначально. Предварительная оценка наиболее подходящего способа установки излучателя в корпус антенны была выполнена с помощью электродинамического моделирования. В рамках указанного моделирования рассматривались варианты установки излучателя в корпус. Исходным был вариант, приведенный на рисунке 28 (возвышение края корпуса над плоскостью излучателя составляло 0,8 мм), в конечном варианте излучатель был размещен на одном уровне с краем корпуса, все промежуточные варианты находились между исходным и конечным, с равным шагом в 0,1 мм. Всего было рассмотрено 9 вариантов. В качестве критерия для предварительной оценки был использован диапазон изменения пространственного положения фазового центра антенны в зависимости от частоты, поскольку в работах [91], [94] отмечается, что стабильность положения фазового центра важна для фазового пеленгатора. Наилучшим вариантом можно считать тот, при котором диапазон изменения пространственного положения фазового центра в зависимости от частоты, минимален. Иначе говоря, наилучшим можно считать вариант, при котором положение фазового центра меньше всего меняется в зависимости от частоты.

Положение фазового центра определялось следующим образом – в каждом из рассматриваемых вариантов система координат была размещена так, как показано на рисунке 34.

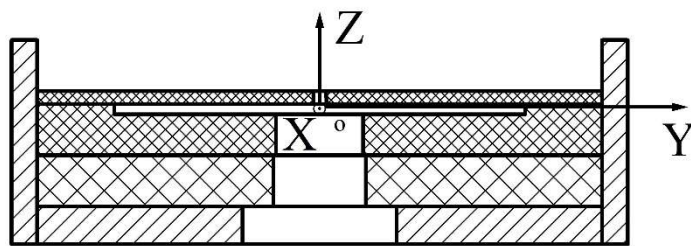


Рисунок 34 – Общий вид области излучения рассматриваемой антенны и системы координат относительно которой определялось положение фазового центра

Далее вводилась дополнительная система координат, относительно которой осуществлялось построение фазовых диаграмм направленности. Центр указанной системы координат перемещался вдоль оси  $OZ$  исходной системы координат, и для каждого положения строилось сечение фазовой диаграммы направленности.

Перемещение центра дополнительной системы координат осуществлялось в диапазоне от минус 3 до 4 мм вдоль оси OZ исходной системы координат с шагом 0,1 мм. Угловой сектор, в котором строилось сечение фазовой диаграммы направленности, соответствовал ширине главного лепестка амплитудной диаграммы направленности по уровню половинной мощности. Диапазон частот, в котором строились указанные сечения фазовой диаграммы направленности, соответствовал миллиметровым длинам волн, коэффициент перекрытия составлял 2,2. Для определения сечения фазовой диаграммы направленности с наименьшей неравномерностью использовалась встроенная в HFSS функция «peak-to-peak», возвращающая разницу между наибольшим и наименьшим уровнями кривой на исследуемом участке. Положение центра дополнительной системы координат, соответствующее фазовой диаграмме направленности, для которой функция «peak-to-peak» выдала наименьшее значение, наиболее близко к фазовому центру. Здесь важно отметить, что положение центра дополнительной системы координат не является точным положением фазового центра. Фазовый центр будет находиться в малой окрестности центра дополнительной системы координат.

Абсолютная разность между наибольшим и наименьшим значением положения фазового центра вдоль оси OZ в рассматриваемом диапазоне частот будет показывать величину диапазона изменения положения фазового центра рассматриваемого варианта. Величины диапазонов изменения положения фазового центра, границы указанных диапазонов в системе координат, приведенных на рисунке 34, и соответствующие им варианты возвышения края корпуса над плоскостью излучателя сведены в таблицу 5.

Таблица 5. Величины диапазонов изменения положения фазового центра, границы указанных диапазонов и соответствующие им варианты возвышение края корпуса над плоскостью излучателя

| Возвышение корпуса над плоскостью излучателя, мм | Нижняя граница диапазона изменения положения фазового центра, мм | Верхняя граница диапазона изменения положения фазового центра, мм | Величина диапазона изменения положения фазового центра, мм |
|--------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|
| 0                                                | -1,8                                                             | 1,9                                                               | 3,7                                                        |
| 0,1                                              | -1,8                                                             | 1,9                                                               | 3,7                                                        |
| 0,2                                              | -1,8                                                             | 1,9                                                               | 3,7                                                        |
| 0,3                                              | 1,8                                                              | 1,9                                                               | 3,7                                                        |
| 0,4                                              | -2                                                               | 1,9                                                               | 3,9                                                        |
| 0,5                                              | -2                                                               | 1,9                                                               | 3,9                                                        |
| 0,6                                              | -2,1                                                             | 1,9                                                               | 4                                                          |
| 0,7                                              | -2,2                                                             | 2                                                                 | 4,2                                                        |
| 0,8                                              | -2,3                                                             | 2                                                                 | 4,3                                                        |

Приведенные в таблице 5 границы диапазонов изменения положения фазового центра и величины этих диапазонов показывают, что при возвышении края корпуса над плоскостью излучателя от 0 до 0,3 мм не происходит расширения границ изменения положения фазового центра. Иначе говоря, при указанных возвышениях диапазон изменения положения фазового центра остается постоянным. Это является основанием для предположения о том, что применение вариантов, при которых излучатель установлен на одном уровне с краем корпуса или край корпуса возвышается над ним не более чем на 0,3, мм, является предпочтительным для использования в составе фазового пеленгатора. Поскольку вариант, при котором излучатель установлен на одном уровне с краем корпуса является технологически более удобным, то 0,3 мм могут быть заданы как допуск на возможную просадку излучателя при сборке антенны. Для проверки выдвинутого предположения необходимо сравнить два выбранных варианта.

На рисунке 35 приведены изначальный вариант установки и тот, с которым он будет сравниваться.

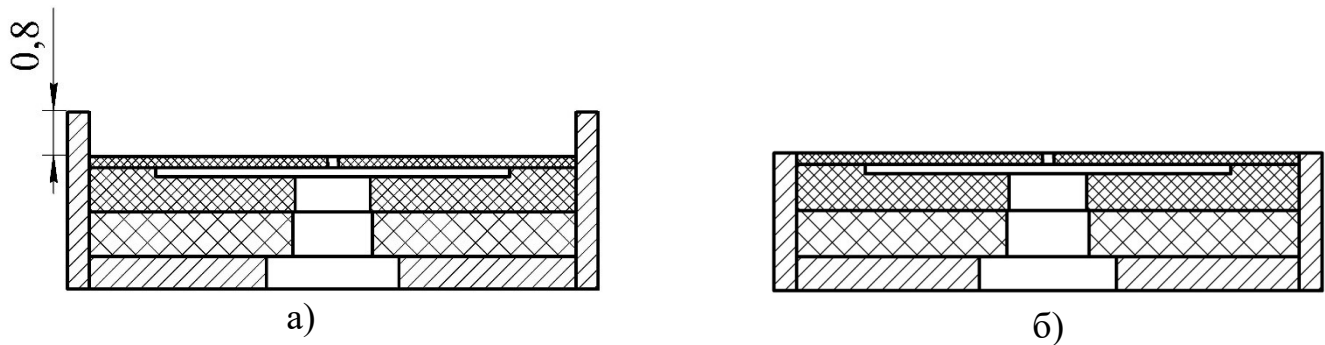


Рисунок 35 – Варианты установки платы излучателя в корпус антенны: а) излучатель установлен внутри проводящего корпуса антенны, б) излучатель установлен на одном уровне с краем корпуса

Приведенные на рисунке 35 а) и б) способы установки платы излучателя в корпус антенны будут сравниваться между собой. Основным критерием сравнения в данном случае будет уровень ошибок пеленгации. Пары антенн с рассмотренными способами установки платы излучателя в корпус будут поочередно устанавливаться в фазометрическую базу и с каждой из пар будет определен уровень ошибок пеленгации. Общий вид моделей антенн с разными способами установки платы излучателя приведены на рисунке 36.

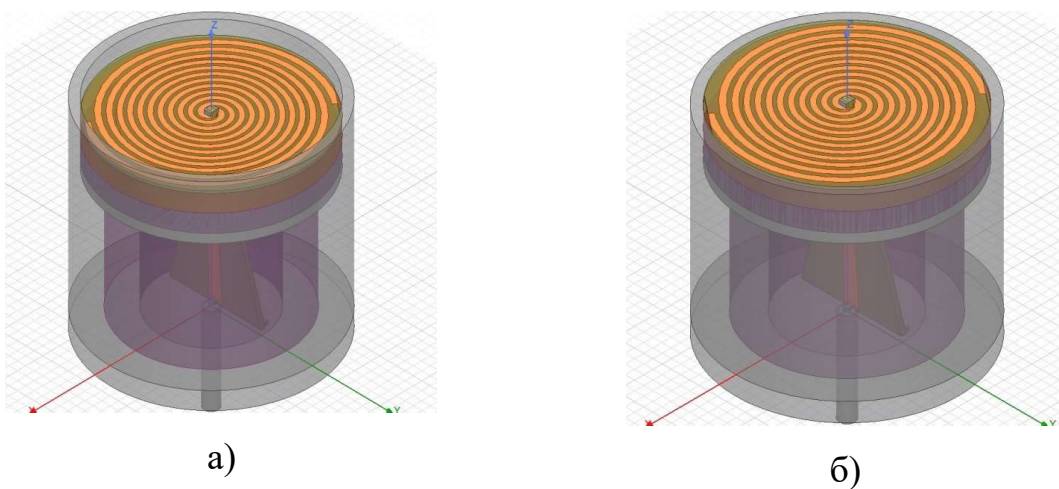


Рисунок 36 – Общие виды моделей антенн: а) излучатель установлен внутри проводящего корпуса антенны, б) излучатель установлен на одном уровне с краем корпуса

Для каждого из двух рассмотренных случаев было проведено электродинамическое моделирование. В результате проведенного моделирования для каждого из рассматриваемых случаев были получены пространственные зависимости ошибок пеленгации в секторе углов  $\varphi$  от минус  $15^\circ$  до  $15^\circ$  с шагом в один градус. Указанные зависимости приведены на рисунке 37. Зависимость с треугольными маркерами соответствует случаю, при котором излучатели установлены внутрь корпусов антенн фазометрической базы. Зависимость с квадратными маркерами соответствует случаю, при котором излучатели находятся на одном уровне с краем корпуса антенн.

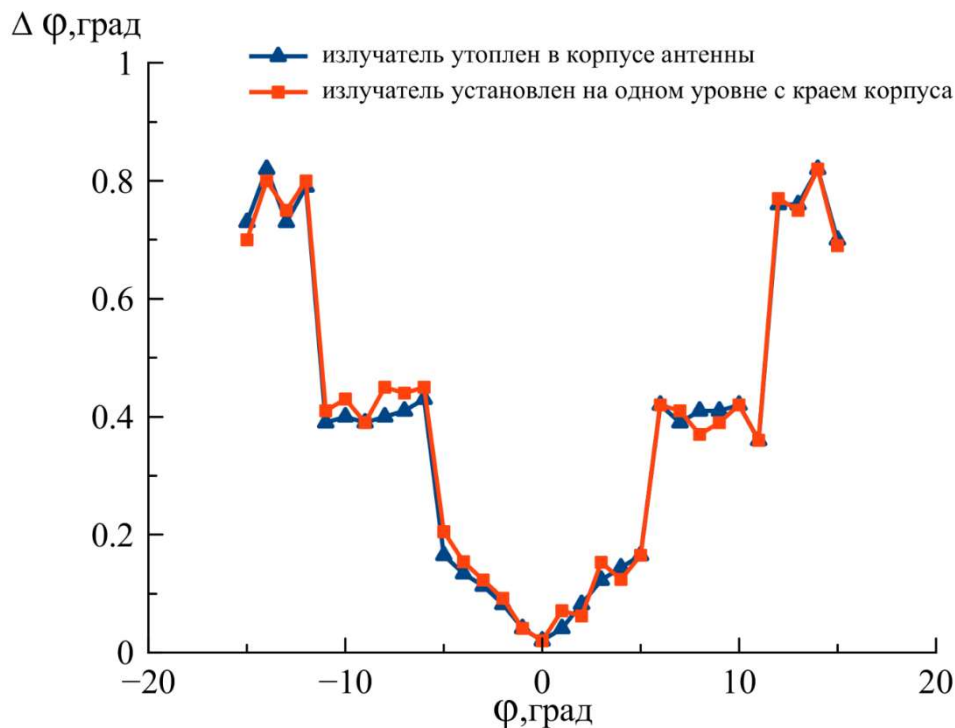


Рисунок 37 – Пространственные зависимости ошибок пеленгации для двух рассматриваемых способов установки излучателя в корпус антенны (антенны в фазометрической базе идентичны)

Приведенные на рисунке 37 зависимости практически не отличаются. Полученный результат вполне логичен и связан с тем, что антенны, использованные в модели фазометрической базы, получены буквально копированием и характеризуются очень высокой степенью идентичности. Основным промежуточным выводом в данном случае является то, что при высокой

степени идентичности антенн способ установки платы излучателя в корпус не оказывает существенного влияния на ошибки пеленгации.

К сожалению, изготовленные антенны не будут характеризоваться такой же высокой степенью идентичности как модели этих антенн, полученные копированием. Для того, чтобы учесть, это введем в модель одной из антенн фазометрической базы вероятный дефект сборки, который рассматривался в первом подразделе настоящей главы. Иначе говоря, постоянный прогиб платы, направленный к диэлектрическому основанию, как показано на рисунке 29.

С учетом этого, далее будут рассмотрены два случая: в первом излучатели антенн фазометрической базы будут установлены внутри корпуса, и одни из них будет иметь постоянный прогиб, во втором случае излучатели антенн будут установлены на одном уровне с краем корпуса, и один из них также будет иметь постоянный прогиб. Чтобы оценить, как способ установки платы повлияет на неидентичность антенн, когда причина указанной неидентичности задана предварительно, можно применить способ матриц характеристик. Для этого необходимо сформировать матрицы рассеяния для четырех вариантов моделей. В первых двух вариантах плата излучателя была утоплена в корпусе антенны, и в одной из моделей указанная плата имеет постоянный прогиб к диэлектрическому основанию. Эскизы области излучения двух вышеописанных вариантов приведены на рисунке 38.

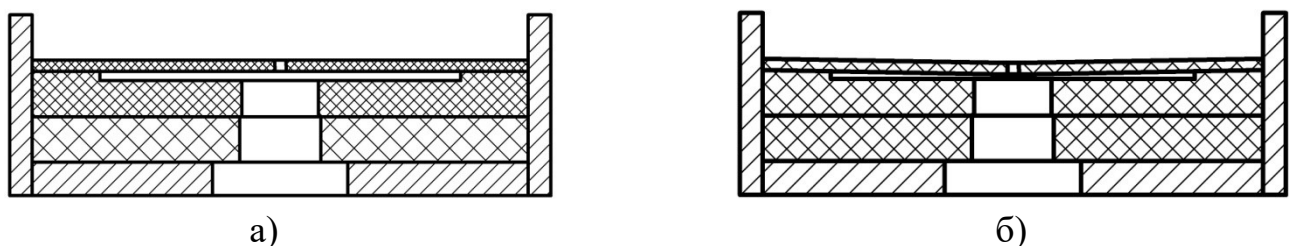


Рисунок 38 – Эскизы областей излучения двух вариантов моделей: а) плата излучателя утоплена в корпусе; б) плата излучателя утоплена в корпусе и имеет постоянный прогиб к диэлектрическому основанию

Для первых двух вариантов моделей были сформированы матрицы рассеяния. Указанные матрицы получены для следующих пространственных направлений  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = -10^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = -5^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 5^\circ;$   
 $\theta = 90^\circ, \varphi = 10^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$ , и сведены в таблицу 6. Пространственные направления определены в системе координат модели фазометрической базы, приведенной на рисунке 32. Также в таблице 6 для каждой записанной матрицы приведены L нормы.

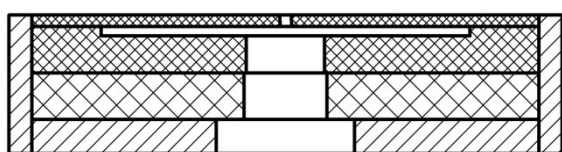
Таблица 6. Матрицы рассеяния для случаев установки платы излучателя внутрь корпуса

| $\varphi, ^\circ$ | Плата установлена внутрь корпуса                                                                                                                | L1   | Плата установлена внутрь корпуса и прогнута                                                                                                      | L2   |
|-------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| -15               | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{2,3}e^{i356} & \sqrt{3,2}e^{i86} \\ \sqrt{2,3}e^{i356} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,2}e^{i86} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 48,3 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{1,6}e^{i6} & \sqrt{2,7}e^{i89} \\ \sqrt{1,6}e^{i6} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,7}e^{i89} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 42,9 |
| -10               | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{3,1}e^{i5} & \sqrt{3,8}e^{i95} \\ \sqrt{3,1}e^{i5} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,8}e^{i95} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 48,8 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{2,5}e^{i14} & \sqrt{3,5}e^{i99} \\ \sqrt{2,5}e^{i14} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,5}e^{i99} & 0 & 0 \end{pmatrix}$   | 43,8 |
| -5                | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{3,5}e^{i10} & \sqrt{4,2}e^{i101} \\ \sqrt{3,5}e^{i10} & 0 & 0 \\ \sqrt{4,2}e^{i101} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 49,4 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{2,9}e^{i19} & \sqrt{3,9}e^{i106} \\ \sqrt{2,9}e^{i19} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,9}e^{i106} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 44,4 |
| 0                 | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{3,5}e^{i12} & \sqrt{4,4}e^{i104} \\ \sqrt{3,5}e^{i12} & 0 & 0 \\ \sqrt{4,4}e^{i104} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 49,5 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{3,1}e^{i21} & \sqrt{4,2}e^{i109} \\ \sqrt{3,1}e^{i21} & 0 & 0 \\ \sqrt{4,2}e^{i109} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 44,7 |
| 5                 | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{3,2}e^{i11} & \sqrt{4,3}e^{i103} \\ \sqrt{3,2}e^{i11} & 0 & 0 \\ \sqrt{4,3}e^{i103} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 49,3 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{2,9}e^{i20} & \sqrt{4}e^{i108} \\ \sqrt{2,9}e^{i20} & 0 & 0 \\ \sqrt{4}e^{i108} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 44,6 |

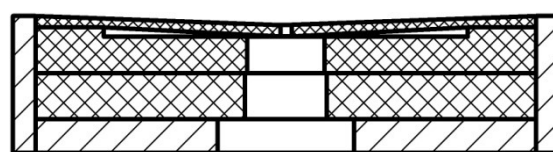
Продолжение таблицы 6. Матрицы рассеяния для случаев установки платы излучателя внутрь корпуса

| $\varphi, ^\circ$ | Плата установлена внутрь корпуса                                                                                                                | L1   | Плата установлена внутрь корпуса и прогнута                                                                                                      | L2   |
|-------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 10                | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{2,7}e^{i7} & \sqrt{3,8}e^{i99} \\ \sqrt{2,7}e^{i7} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,8}e^{i99} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 48,8 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{2,5}e^{i16} & \sqrt{3,6}e^{i105} \\ \sqrt{2,5}e^{i16} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,6}e^{i105} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 44,1 |
| 15                | $\begin{pmatrix} 31,7e^{i42} & \sqrt{1,9}e^{i359} & \sqrt{3,2}e^{i92} \\ \sqrt{1,9}e^{i359} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,2}e^{i92} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 48,1 | $\begin{pmatrix} 35,7e^{i353} & \sqrt{1,7}e^{i9} & \sqrt{2,7}e^{i98} \\ \sqrt{1,7}e^{i9} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,7}e^{i98} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 43,1 |

На рисунке 39 приведены эскизы областей излучения моделей антенны, у которых плата излучателя установлена на одном уровне с краем корпуса. У одной из моделей, как и в предыдущем случае, плата излучателя имеет постоянный прогиб к диэлектрическому основанию.



а)



б)

Рисунок 39 – Эскизы областей излучения двух вариантов моделей: а) плата излучателя установлена на одном уровне с краем корпуса; б) плата излучателя установлена на одном уровне с краем корпуса и имеет постоянный прогиб к диэлектрическому основанию

Для указанных моделей также были сформированы матрицы рассеяния. Данные матрицы получены для следующих пространственных направлений  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = -10^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = -5^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 5^\circ;$   
 $\theta = 90^\circ, \varphi = 10^\circ; \theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$  и сведены в таблицу 7. В этой же таблице каждой матрице поставлена в соответствие L норма.

Таблица 7. Матрицы рассеяния для случаев установки излучателя на одном уровне с краем корпуса

| $\varphi, ^\circ$ | Плата на одном уровне с краем корпуса                                                                                                            | L3   | Плата на одном уровне с краем корпуса и прогнута                                                                                                 | L4   |
|-------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| -15               | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{2,2}e^{i6} & \sqrt{2,9}e^{i95} \\ \sqrt{2,2}e^{i6} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,9}e^{i95} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 60,8 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{1}e^{i12} & \sqrt{2,3}e^{i102} \\ \sqrt{1}e^{i12} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,3}e^{i102} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 59,3 |
| -10               | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{2,9}e^{i14} & \sqrt{3,6}e^{i104} \\ \sqrt{2,9}e^{i14} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,6}e^{i104} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61,7 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{2}e^{i20} & \sqrt{2,9}e^{i110} \\ \sqrt{2}e^{i20} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,9}e^{i110} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 60,3 |
| -5                | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{3,2}e^{i19} & \sqrt{4}e^{i110} \\ \sqrt{3,2}e^{i19} & 0 & 0 \\ \sqrt{4}e^{i110} & 0 & 0 \end{pmatrix}$     | 62,1 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{2,5}e^{i25} & \sqrt{3,5}e^{i116} \\ \sqrt{2,5}e^{i25} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,5}e^{i116} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 60,9 |
| 0                 | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{3,3}e^{i20} & \sqrt{4,2}e^{i112} \\ \sqrt{3,3}e^{i20} & 0 & 0 \\ \sqrt{4,2}e^{i112} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 62,3 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{2,8}e^{i27} & \sqrt{3,7}e^{i118} \\ \sqrt{2,8}e^{i27} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,7}e^{i118} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61,1 |
| 5                 | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{3}e^{i19} & \sqrt{4}e^{i111} \\ \sqrt{3}e^{i19} & 0 & 0 \\ \sqrt{4}e^{i111} & 0 & 0 \end{pmatrix}$         | 62   | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{2,6}e^{i26} & \sqrt{3,6}e^{i118} \\ \sqrt{2,6}e^{i26} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,6}e^{i118} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61   |
| 10                | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{2,6}e^{i16} & \sqrt{3,6}e^{i107} \\ \sqrt{2,6}e^{i16} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,6}e^{i107} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 61,7 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{2,1}e^{i22} & \sqrt{3,3}e^{i115} \\ \sqrt{2,1}e^{i22} & 0 & 0 \\ \sqrt{3,3}e^{i115} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 60,6 |
| 15                | $\begin{pmatrix} 43,7e^{i337} & \sqrt{1,9}e^{i9} & \sqrt{3}e^{i101} \\ \sqrt{1,9}e^{i9} & 0 & 0 \\ \sqrt{3}e^{i101} & 0 & 0 \end{pmatrix}$       | 60,9 | $\begin{pmatrix} 43,9e^{i340} & \sqrt{1,3}e^{i16} & \sqrt{2,7}e^{i110} \\ \sqrt{1,3}e^{i16} & 0 & 0 \\ \sqrt{2,7}e^{i110} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ | 59,8 |

В таблицах 6 и 7 приведены значения  $L$  норм для того, чтобы было удобнее сравнить их между собой. Сведем их в отдельную таблицу 8.

Таблица 8.  $L$  нормы матриц рассеяния различных вариантов установки платы излучателя в корпус антенны

| $\varphi, ^\circ$ | Плата<br>установлена<br>внутри корпуса | Плата<br>установлена<br>внутри корпуса<br>и прогнута | Плата на одном<br>уровне с краем<br>корпуса | Плата на одном<br>уровне с краем<br>корпуса и<br>прогнута |
|-------------------|----------------------------------------|------------------------------------------------------|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------------|
| -15               | 48,3                                   | 42,9                                                 | 60,8                                        | 59,3                                                      |
| -10               | 48,8                                   | 43,8                                                 | 61,7                                        | 60,3                                                      |
| -5                | 49,4                                   | 44,4                                                 | 62,1                                        | 60,9                                                      |
| 0                 | 49,5                                   | 44,7                                                 | 62,3                                        | 61,1                                                      |
| 5                 | 49,3                                   | 44,6                                                 | 62                                          | 61                                                        |
| 10                | 48,8                                   | 44,1                                                 | 61,7                                        | 60,6                                                      |
| 15                | 48,1                                   | 43,1                                                 | 60,9                                        | 59,8                                                      |

Приведенные в таблице 8 значения  $L$  норм характеризуют четыре различных варианта модели антенны. Указанные варианты будут попарно моделироваться в составе фазометрической базы. Таким образом, будут рассмотрены два случая: в первом случае излучатели будут утоплены в корпусах антенн, и одна из антенн будет характеризоваться постоянным прогибом излучателя, второй случай будет отличаться от первого тем, что излучатели будут установлены на одном уровне с краем корпусов. Вместе с тем, используя разности  $L$  норм, можно предварительно оценить, какой из двух предлагаемых случаев будет характеризоваться большим уровнем ошибок пеленгации. Для этого найдем абсолютные разности  $L$  норм для двух рассматриваемых случаев, указанные разности сведены в таблицу 9. В таблице 9  $L$  нормы для первого случая обозначены как  $L1$  и  $L2$ , а для второго  $L3$  и  $L4$ .

Таблица 9. Абсолютные разности  $L$  норм матриц рассеяния для различных случаев установки платы излучателя внутрь корпуса

| $\varphi, ^\circ$ | $ L1 - L2 $ | $ L3 - L4 $ |
|-------------------|-------------|-------------|
| -15               | 5,4         | 1,5         |
| -10               | 5           | 1,4         |
| -5                | 5           | 1,2         |
| 0                 | 4,8         | 1,2         |
| 5                 | 4,7         | 1           |
| 10                | 4,7         | 1,1         |
| 15                | 5           | 1,1         |

Если сравнить приведенные в таблице 9 значения, то можно заметить, что абсолютные разности  $L$  норм моделей в первом случае больше, чем во втором. Это означает, что при установке платы излучателя на одном уровне с краем корпуса внесенная неидентичность (в частности, прогиб платы) оказывает меньшее влияние на характеристики антенны, чем при установке излучателя внутри корпуса. На основании этого можно сделать косвенный вывод о том, что использование антенн, у которых излучатель установлен внутрь корпуса, будет приводить к большему уровню ошибок пеленгации.

Для проверки вышеприведенного предположения было проведено электродинамическое моделирование фазометрической базы. В указанную базу поочередно были установлены пары антенн, для которых были получены матрицы характеристик, приведенные в таблицах 5 и 6. Определение ошибок пеленгации осуществлялось в секторе углов  $\varphi$  от минус  $15^\circ$  до  $15^\circ$  с шагом в один градус. Пространственные зависимости ошибок пеленгации приведены на рисунке 40. Треугольными маркерами обозначена зависимость, соответствующая случаю, в котором излучатели установлены внутрь корпуса, квадратными маркерами обозначена зависимость, соответствующая установке излучателя на одном уровне с краем корпуса.

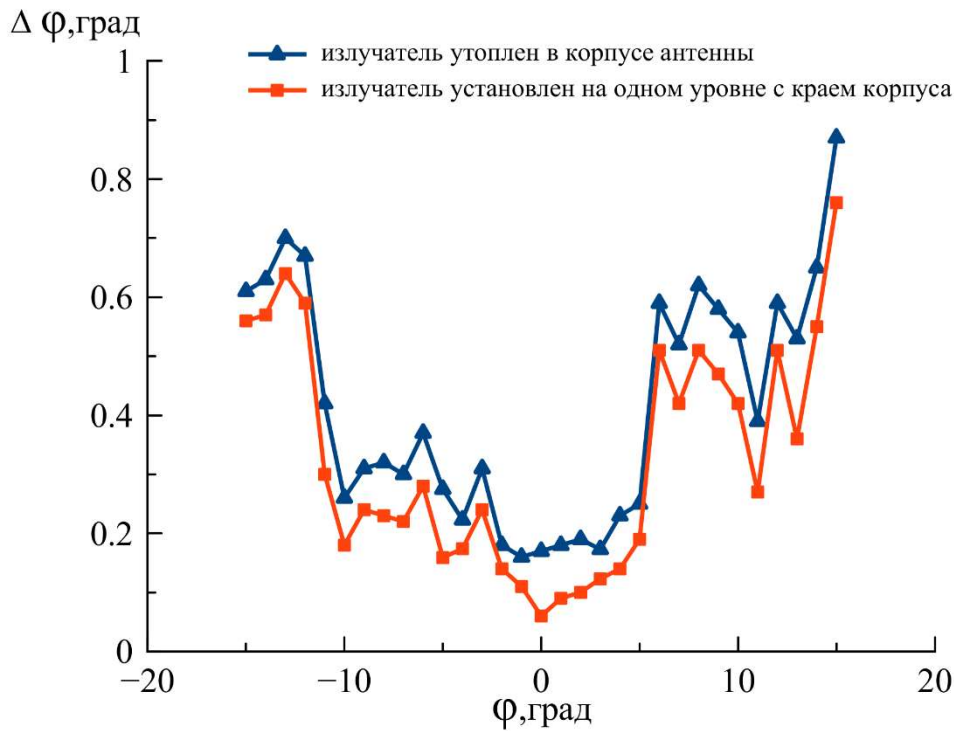


Рисунок 40 – Пространственные зависимости ошибок пеленгации для двух рассматриваемых способов установки излучателя в корпус антенны. (антенны в фазометрической базе не идентичны)

Зависимости, приведенные на рисунке 40, отличаются от зависимостей, приведенных на рисунке 37. Наблюдаемое увеличение ошибок пеленгации в диапазоне углов  $\varphi$  от  $5^\circ$  до  $15^\circ$  вызвано внесенной в модели антенн неидентичностью, а именно постоянным прогибом платы. Но важно отметить, что взаимное отличие зависимостей, приведенных на рисунке 40, во всем рассматриваемом угловом диапазоне вызвано именно разницей в способе установки плат излучателя, что подтверждает сделанное ранее предположение.

В результате проведенного электродинамического моделирования можно прийти к выводу о том, что из двух рассмотренных в настоящем подразделе вариантов установки платы излучателя предпочтительным является тот, при котором излучатель находится на одном уровне с краем корпуса. Указанный вариант в случае его применения позволяет уменьшить уровень ошибок пеленгации. Но прежде чем применять этот вариант установки излучателя, желательно проверить результаты, полученные при электродинамическом моделировании с помощью практического эксперимента. Эксперимент состоял в

следующем: с применением двух серийных антенн (общий вид таких антенн приведен на рисунке 21) были получены пространственные зависимости ошибок пеленгации для фазометрической базы (рисунок 32). Далее указанные антенны были доработаны таким образом, что излучатель каждой из антенн оказался на одном уровне с краем корпуса (фактически торец корпуса был проточен на токарном станке). После чего с использованием доработанной пары антенн также была получена пространственная зависимость ошибок пеленгации. Полученные зависимости приведены на рисунке 41. Кривая с треугольными маркерами соответствует антеннам до доработки, кривая с квадратными маркерами соответствует этим же антеннам, но после доработки. На рисунке 41 также приведены погрешности, с которыми были определены ошибки пеленгации.

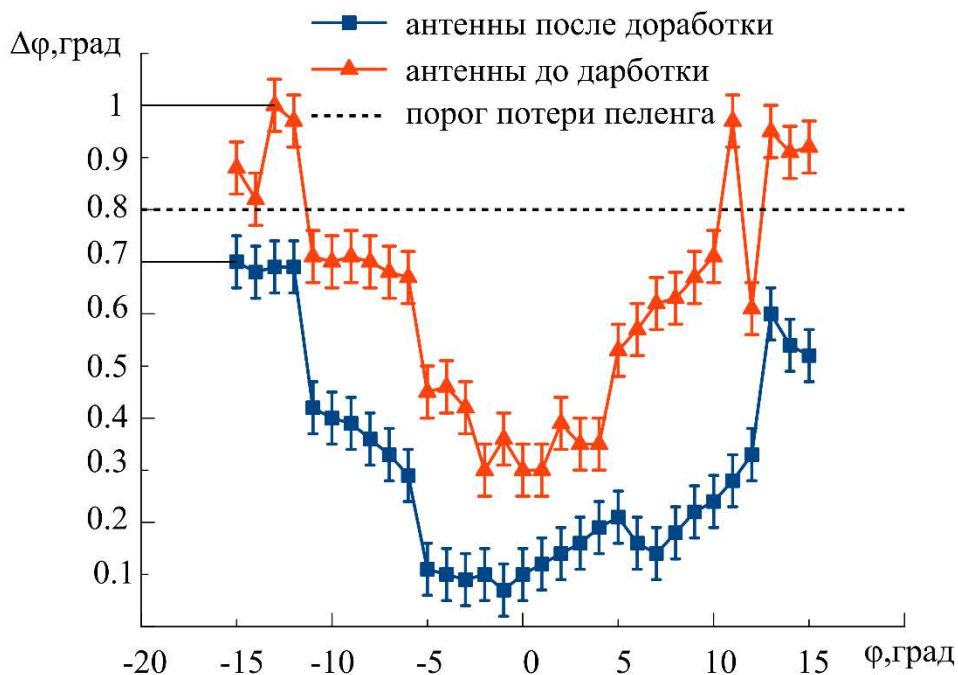


Рисунок 41 – Пространственные зависимости ошибок пеленгации, полученные до и после доработки антенн

Приведенные на рисунке зависимости отличаются во всем рассматриваемом угловом диапазоне. Причем уровень ошибок пеленгации, полученный с доработанными антеннами, меньше по сравнению со случаем, когда антенны не

были доработаны. Полученный в ходе практического эксперимента результат совпадает с выводами электродинамического моделирования о том, что установка излучателя внутрь корпуса приводит к увеличению уровня ошибок пеленгации.

Если сравнить зависимости, приведенные на рисунках 40 и 41, можно заметить, что разница между уровнями ошибок пеленгации для двух способов установки излучателя получилась больше в случае, когда ошибки пеленгации определялись на практике, а не в результате моделирования. Кроме того, уровень ошибок для антенн с краем корпуса, возвышающимся над платой излучателя, полученный при практической проверке, превышает порог потери пеленга в крайних и близких к крайним точках углового диапазона. Предполагаемая причина наблюдаемого отличия состоит в том, что в случае моделирования неидентичность антенн задана только прогибом платы излучателя в одной из них. На практике антенны могут содержать больше различных дефектов изготовления или сборки, которые в сочетании с высоким краем корпуса приводят к увеличению уровня ошибок пеленгации. Работы, рассмотренные в данном подразделе, описаны также в [167] и [168].

Основным результатом настоящего подраздела является определение варианта конструкции антенны, наиболее подходящего для применения в составе фазового пеленгатора. Кроме того, показана возможность применения предложенного матричного способа описания характеристик антенны для исследования и оптимизации ее конструкции. Предложенный вариант конструкции антенны, сравниваемый с исходным, по результатам исследований, описанных в данном подразделе, рекомендован для серийного изготовления рассматриваемых антенн.

#### 4.5 Основные результаты раздела

В настоящей главе исследовано влияние антенных элементов на ошибки пеленгации фазовым методом. Исследования осуществлялись с помощью электродинамического моделирования и практического эксперимента. Результаты исследований показали, что неидентичность антенн в приемных каналах фазового пеленгатора приводит к увеличению уровня ошибок пеленгации. Предложенный матричный способ описания характеристик антенн использован для количественного определения их неидентичности. Был предложен способ уменьшения ошибок пеленгации фазовым методом путем подбора наиболее идентичных антенн в приемные каналы. Подбор основан на сравнении матриц рассеяния указанных антенн. Применение антенн, матрицы рассеяния которых отличаются в меньшей степени, позволяет снизить уровень ошибок пеленгации фазовым методом. Данный вывод был получен как при электродинамическом моделировании, так и в результате практического эксперимента.

Также в настоящей главе был определен наилучший вариант установки плоского спирального излучателя в корпусе антенны с точки зрения ее применения в составе фазового пеленгатора.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решение задач, поставленных для достижения цели диссертационного исследования, позволило достичь следующих результатов:

1. Рассмотрены существующие подходы к формированию моделей антенн, определены три основных:

- подход на основе эквивалентной схемы;
- матричный подход;
- подход, предполагающий формирование аналитического выражения.

Среди указанных подходов наиболее подходящим для достижения поставленной цели является матричный, поскольку он позволяет учитывать как характеристики согласования, так и характеристики излучения антенны.

2. Проработан вопрос практического построения модели антенны на основе матричного подхода. Практическое формирование матрицы предполагает измерение комплексного коэффициента отражения, а также пространственной зависимости коэффициента усиления антенны и фазовой диаграммы направленности. С использованием указанных характеристик формируется набор матриц, соответствующих антенне. Для каждой из серии антенн, планируемых к применению в составе фазового пеленгатора, формируется указанный набор матриц. Путем сравнения  $L$  норм матриц разных антенн определяются такие, у которых  $L$  нормы отличаются меньше всего. Минимальное отличие  $L$  норм двух матриц указывает на то, что элементы, их составляющие, также отличаются минимально, поскольку элементы матриц получены на основе характеристик антенн, то и антенны, соответствующие сравниваемым матрицам, будут отличаться минимально.

Таким образом, применяя матричную модель можно количественно определить взаимную неидентичность серии однотипных антенн.

3. Разработана широкополосная малогабаритная спиральная антенна миллиметрового диапазона. Указанная антенна обладает следующими радиотехническими характеристиками:

- миллиметровый рабочий диапазон, коэффициент перекрытия 2,2;
- КСВН в указанном диапазоне частот не более 1,8;
- коэффициент эллиптичности в указанном диапазоне частот не менее 0,64;
- минимальное значение коэффициента усиления в указанном диапазоне частот 2,4 дБи;
- наименьшее значение ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности в рассматриваемом диапазоне частот  $47^\circ$ ;
- наибольшее значение уровня бокового излучения в процентах от максимального, 14.

Указанные характеристики полностью соответствуют требованиям технического задания, в рамках которого антенна разрабатывалась. На разработанную антенну получен патент на изобретение.

4. Были получены матрицы рассеяния для серии изготовленных антенн. С применением полученных матриц рассеяния было определено на практике, что взаимная неидентичность антенн в рамках одной фазометрической базы приводит к повышению уровня ошибок пеленгации.

5. Исходя из этого был предложен способ формирования антенных систем блоков фазовой пеленгации, состоящий в том, чтобы в рамках фазометрических баз применять максимально идентичные антенны. Степень неидентичности антенн количественно определяется путем сравнения соответствующих им матриц рассеяния. Применяя предложенный способ настройки для антенной системы, рассматриваемой в работе, удалось получить снижение максимального уровня ошибок пеленгации с  $1^\circ$  до  $0,75^\circ$  при максимально допустимом значении  $0,8^\circ$ .

Кроме того, было проведена оптимизация конструкции разработанной антенны. Исследовалось влияние положения плоского спирального излучателя в проводящем цилиндрическом корпусе на ошибки пеленгации. Наиболее подходящее положение определялось исходя из уровня ошибок пеленгации, полученных при его использовании. В результате проведенного исследования было определено, что случай, при котором излучатель установлен на одном уровне с

краем корпуса (с допуском на просадку излучателя внутрь корпуса не более 0,3 мм), характеризуется меньшим уровнем ошибок пеленгации по сравнению со случаем, при котором излучатель установлен внутрь корпуса. В рассматриваемом случае снижение максимального уровня ошибок пеленгации составило  $0,3^\circ$  с  $1^\circ$  до  $0,7^\circ$ . Исходя из полученного результата конструкция антенны была доработана, в настоящий момент в блоке фазового пеленгатора применяется антенна с доработанной конструкцией.

Подводя общий итог выполненной работы, можно отметить, что поставленная цель достигнута, определено влияние неидентичности антенн миллиметрового диапазона на увеличение уровня ошибок пеленгации, разработана антенна, применяемая в составе фазового пеленгатора. Также в диссертации предложено научно обоснованное техническое решение, состоящее в способе формирования антенных систем фазовых пеленгаторов, позволяющем снизить ошибки пеленгации. Указанное формирование осуществляется путем подбора антенн по критерию наименьшей взаимной неидентичности. Дальнейшие исследования в области влияния антенн миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом позволят выработать требования к антеннам, позволяющие проектировать их специально для применения в составе пеленгатора. Кроме того, матричные модели могут быть применены при моделировании и отработке каналов связи с множественным доступом и при решении вопросов электромагнитной совместимости.

### Список литературы

1. Mingjian Li., Ruyu Ma., Nader Behdad. A compact, low-cost, ultrawideband direction finding system techniques suitable for small-aperture designs // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2018. – Vol. 60, No. 6. – pp. 32-34.
2. Симонов А.Н., Шайдулин, З.Ф., Григорьев В.В., Кузин Д.С. Анализ потенциальной точности пеленгования с помощью векторной распределенной антенны // Антенны. – 2020. – Вып. 6. С. 21-31.
3. Gunnar A., Christian Z., Eckhard D., Ilona R. Antenna impact on the gauging accuracy industrial radar level measurements // IEEE Transaction on microwave theory and techniques. – 2011. – Vol. 59, No. 10. – pp. 2554-2562.
4. Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г., Першин П.В., Рембовский Ю.А. Метод радиопеленгации, основанный на измерении вектора Пойтинга с помощью векторной антенны // Антенны – 2020 – Вып. 2 (264). С. 47-53.
5. Шевченко М.Е., Малышев В.Н., Файзулина Д.Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2018. – Вып. 6. С. 30-40.
6. Тимченко А.В., Савинов Ю.И., Алешанов Е.А. Пространственная фильтрация СШП-сигнала в кольцевой цифровой антенной решетке на фоне СШП-помех // Антенны – 2020. – Вып. 5. С. 92-102.
7. Литвинов О.С., Применко Д.А., Винтайкин Б.Е., Борута В.С. Сравнение эффективности применения корреляционных методов пеленгации и разрешения источников сигналов // Антенны – 2020 – Вып. 5 (267). С. 47-53.
8. Ашихмин А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г., Першин П.В., Федоров С.М. Универсальный метод оценки угловых координат источников радиоизлучения с помощью антенной решетки, расположенной вблизи произвольного рассеивателя // Антенны – 2020 – Вып. 5 (267). С. 24-31.

9. He-Wen., Yun-Gang Shi. Performance analysis and comparison of correlative interferometers for direction finding // IEEE 10th International conference on signal processing proceedings, Beijing, China. – 2010. – pp. 393-396.
10. Sang Van Doan., Jiri Vesely., Premysl Janu., Petr Hubacek., Xuan Luong Tran. Algorithm for obtaining high accurate phase interferometer // 26th International conference radioelektronika, Kosice, Slovakia. – 2016.
11. Аникин А.С., Мухомор К.Е. Алгоритм устранения аномально больших ошибок в фазовом пеленгаторе с одноканальным коммутируемым приемником при работе по сканирующему источнику радиоизлучения // Доклады ТУСУРа – 2013 – Вып. 4 (30). С. 13-18.
12. Березин А.В., Виноградов А.Д., Левашов П.А., Мыльников В.А. Влияние земной поверхности на структуру и параметры электромагнитных волн пеленгуемых источников радиоизлучения // Антенны – 2017 – Вып. 6(238). С. 23-36.
13. Разиньков С.Н. Влияние характеристик антенн на точность пеленгования сверхширокополосных сигналов // Антенны – 2013 – Вып. 5(192). С. 30-35.
14. Денисов В.П., Дубинин Д.В., Крутиков М.В., Мещеряков А.А. Исследование работы фазового пеленгатора с квазиоптимальным устранением неоднозначности на наземных трассах // Доклады ТУСУРа – 2011 – Вып. 2(24). С. 7-15.
15. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны – 2018 – Вып. 5(249). С. 5-20.
16. Sang Van Doan., Jiri Vesely., Premysl Janu., Petr Hubacek., Xuan Luong Tran. Optimized algorithm for solving phase interferometer ambiguity // 17th International radar symposium, Krakow, Poland. – 2016.
17. Виноградов А.Д., Грибанов В.В., Михин А.Ю., Никитенко Е.П. Подшивалова Г.В. Способ и характеристики угломестного радиопеленгования с использованием эквидистантной трехэлементной антенной решетки из

- соосных вертикальных вибраторных антенн // Антенны – 2017 – Вып. 5(237). С. 13-18.
18. Фазовые радиопеленгаторы: монография / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин – Томск.: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.
  19. Sharygin G.S., Dubinin D.V. Ring array for monopulse phase direction finder // 24th International Crimea conference microwave & telecommunication technology, Sevastopol, Russia. – 2014.
  20. Порубов Г.Г. Методика выбора оптимальных структур антенных решеток фазовых пеленгаторов и оценка вероятностных характеристик // Доклады ТУСУРа – 2017 – Вып. 1. С. 5-9.
  21. Порубов Г.Г., Денисов, В.П. Методика расчета антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов // Доклады ТУСУРа – 2015 – Вып. 3(37). С. 25-32.
  22. Артемов М.Л., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Сличенко, М.П. Методика расчета вероятности аномальных ошибок моноимпульсного многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны – 2020 – Вып. 3(265). С. 58-66.
  23. Уфаев В.А. Методика расчета вероятности аномальных ошибок пеленгования с применением кольцевых антенных решеток // Антенны – 2017 – Вып. 6(238). С. 17-22.
  24. Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Козлов М.И., Сличенко М.П., Соломко Е.С. Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн // Антенны – 2013 – Вып. 5(192). С. 18-29.
  25. Уфаев В.А. Предельные параметры пеленгаторных антенных решеток // Антенны – 2017 – Вып. 6(238). С. 5-9.
  26. Березин А.В., Виноградов А.Д., Михин А.Ю., Никитенко Е.П. Способы построения и параметры широкодиапазонных пеленгаторных

- неэквидистантных линейных антенных решеток // Антенны – 2018 – Вып. 5(249). С. 21-30.
27. Everett G. Farr Characterizing Antennas in the time and frequency domains // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2018. – Vol. 60, No. 1. – pp. 106-110.
  28. Everett G. Farr A power wave theory of antennas and coupling into complex systems // 31th URSI General assembly and scientific symposium (URSI GASS), Beijing, China. – 2014.
  29. Everett G. Farr Ten fundamental antenna-theory puzzles solved by the antenna equation a remarkable array of solution // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2022. – Vol. 64, No. 1. – pp. 61-71.
  30. J. Van Bladel. Power aspects of the equivalent circuit of an antenna // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2007. – Vol. 49, No. 6. – pp.71-78.
  31. Meng Guo., Wei Wang., Ping Huang. Double-layer metasurface-based low profile broadband X-band microstrip antenna // LET Microwaves, antennas & propagation. – 2020. – Vol. 14, No. 9. – pp. 919-927.
  32. Yu-shin wang., Shyh-Jong Chung. A short open-end slot antenna equivalent circuit analysis // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2010. – Vol. 58, No. 5. – pp. 1771-1775.
  33. Mohammed A., Mohamed I., John C. Antenna modeling for digital communication systems // 15th International conference on synthesis modeling, analysis and simulation methods and applications to circuit design (SMACD), Prague, Czech Republic. – 2018.
  34. David F. Kelley., Warren L. Stutzman. Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects // IEEE Transaction on antennas and propagation. – 1993. – Vol. 41, No. 12. – pp. 1625-1632.
  35. Sebastien Palud., Franck Colombel., Mohamed Himdi., Cyrille Le Meins. Circuit modeling of a small broadband conical antenna // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2009. – Vol. 8. – pp. 96-99.

36. S. Maryam Mazinani., Hamid Reza Hassani. A novel broadband plate-loaded planar monopole antenna // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2009. – Vol. 8. – pp. 1123-1126.
37. Shen Jie., Wang Yong., Zhu Xuesheng. A new method of modeling linear dipole antennas for UWB applications // 2nd Asia Pacific conference on mobile technology, application and systems, Guangzhou, China. – 2009.
38. R.E. Collin. Limitations of the Thevenin and Norton equivalent circuits for a receiving antenna // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2003. – Vol. 45, No. 2. – pp. 119-124.
39. Steven R. Best., Bradley C. Kaanta. A tutorial on the receiving and scattering properties of antennas // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2009. – Vol. 51, No. 5. – pp. 26-37.
40. Jorgen B. Andersen., Rodney G. Vaughan. Transmitting, receiving and scattering properties of antennas // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2003. – Vol. 45, No. 4. – pp. 93-98.
41. Jari Holopainen., Risto Valkonen., Outi Kivekas., Janne Iivonen., Pertti Vainikainen. Broadband equivalent circuit model for capacitive coupling element-based mobile terminal antenna // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2010. – Vol. 9. – pp. 716-719.
42. Yi Huang., Ahmed Alieldin., Chaoyun song. Equivalent circuits and analysis of a generalized antenna system // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2021. – Vol. 63, No. 2. – pp. 53-62.
43. Mark Haynes., Mahta Moghaddam. Multipole and S-parameter antenna and propagation model // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59, No. 1. – pp. 225-235.
44. Richard L. Lewis. Spherical-wave source-scattering matrix analysis of coupled antennas; A general system two-port solution // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1987. – Vol. 35, No. 12. – pp. 1375-1380.

45. Mark S., Nicholas B., Umesh N. An antenna-channel-antenna modeling methodology for estimating MIMO system performance // IEEE Antennas and propagation society international symposium, San Diego, USA. – 2008.
46. Yuh-Jing Hwang., Tah-Hsiung Chu. A new method for four-port scattering matrix of a dual-polarization antenna // IEEE Antennas and propagation society international symposium, Boston, USA. – 2001.
47. Juan F. Izquierdo., Jesus Rubio., Juan Zapata. Antenna-generalized scattering matrix in terms of equivalent infinitesimal dipoles Application to finite array problems // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60, No. 10. – pp. 4601-4609.
48. Ryan J. Pirkel. Spherical wave scattering matrix description of antenna coupling in arbitrary environments // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60, No. 12. – pp. 5654-5662.
49. Yoon Goo Kim., Sangwook Nam. Determination of the generalized scattering matrix of an antenna from characteristic modes // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61, No. 9. – pp. 4848-4852.
50. Кузикова Н.И. Расчет обобщенных матриц рассеяния антенн в сферической системе координат и их применение для анализа взаимодействия рамочной антенны и диэлектрического шара // Труды Нижегородского государственного технического университета им Р.Е. Алексеева – 2011 – Вып. 4(91). С. 20-29.
51. Кузикова Н.И. Анализ антенных систем с помощью обобщенных матриц рассеяния: дис. ...к-та. технических наук: 05.12.07 / Кузикова Наталья Игоревна. – Нижний Новгород, 2009. – 191 с.
52. Anders Bernland. Bandwidth limitations for scattering of higher order electromagnetic spherical waves with implications for the antenna scattering matrix // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60, No. 9. – pp. 4345 – 4353.

53. Синтез характеристик антенн по измерениям в ближней зоне: монография / Ю.А. Антохина, А.Ф. Крячко, А.С. Ковалев и др. – СПб.: ГУАП, 2016. – 309 с.
54. Шубников В.В. Методы увеличения точности определения характеристик антенн с помощью амплифазометрических измерений на сферической поверхности: дис. ...к-та. технических наук: 05.12.07 / Шубников Виктор Васильевич. – СПб, 2017. – 121 с.
55. Кривошеев Ю.В. Измерение характеристик антенн в зоне френеля на разреженной сетке углов: дис. к-та. технических наук: 05.12.07 / Кривошеев Юрий Вячеславович. – М, 2014. – 146 с.
56. Hsin-Chia Lu., Tah-Hsing Chu. Antenna gain scattering measurement using reflective three-antenna method // IEEE Antennas and propagation society international symposium, Orlando, USA. – 2002.
57. Yuki Iida., Takuichi Hirano., Jiro Hirokawa., Makoto Ando. Gain measurement of a patch antenna using S-parameters with different distances //International workshop on electromagnetics applications and student innovation competition (iWEM), Hsinchu, Taiwan. – 2015.
58. Павлов И.Д. Матричная модель антенно-фидерного устройства // Материалы региональной молодежной научно-технической конференции Нанотехнологии. Информация. Радиотехника. (НИР-21), Омск. – 2021. – с. 30-34.
59. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства: учебное пособие. – М.: Связь, 1977. – 440 с.
60. Войтович Н.И., Клыгач Д.С., Хашимов А.Б. Математические модели щелевых антенн // Вестник ЮУрГУ – 2013 – Вып. 35. С. 6-10.
61. Габриэлян Д.Д., Коровкин А.Е., Бойчук С.И., Дворников С.В., Бибарсов М.Р., Бибарсова Г.Ш. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2022. – Вып. 4. С. 41-51.

62. Михайлов В.Ф., Мажник И.В. Математическая модель бортовой антенны возвращаемых космических аппаратов с учетом поверхностных волн // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2022. – Вып. 6. С. 50-60.
63. Р. Дж. Мэддок. Эквивалентные схемы в электронике: перевод с англ. – М.: Энергия, 1972. – 328 с.
64. Певцев В.П. Составление электрических схем замещения на основе метода аналогий: учебное пособие. – Тольятти: ТГУ, 2010. – 87 с.
65. Матвиенко В.А. Основы теории цепей: учебное пособие для вузов. – Екатеринбург: УМЦ УПИ, 2016. – 162 с.
66. Кот М.А., Павлов И.Д. Определение влияния цепей управления полупроводниковыми элементами коммутации на высокочастотные цепи антенно-согласующих устройств // Техника радиосвязи. – 2019. – Вып. 3(42). С. 44-51.
67. Кот М.А., Павлов И.Д. Исследование влияния цепей управления полупроводниковыми элементами коммутации на высокочастотные цепи антенно-согласующих устройств // Сборник докладов 5 международной научно-практической конференции Радиотехника электроника и связь, Омск. – 2019. – с. 157-162.
68. Шевченко Г.М., Семенов Э.В. Нелинейно-инерционная модель диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока для повышения качества моделирования РЭА // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2022. – Вып. 6. С. 70-78.
69. Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для различных вариантов включения реактивных четырехполюсников между нелинейной частью и нагрузкой // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2021. – Вып. 6. С. 27-37.
70. Захаров В.Е., Котова Д.С. Применение метода эквивалентных схем для расчета линии вытекающей волны // Вестник Балтийского государственного университета им И. Канта. – 2011. – Вып. 5. С. 81-84.

71. K. Kurokawa. Power waves and the scattering matrix // IEEE Transaction on microwave theory and techniques. – 1965. – Vol. 13, No. 2. – pp. 194-202.
72. Ghannouchi M. F., Mohammadi A. The six-port technique with microwave and wireless applications // Artech house. – 2009. – 236 p.
73. S. Amakawa. Scattered reflections on scattering parameters demystifying complex-referenced S parameters // IEICE Transaction on electronics. – 2016. Vol. 99, No. 10. – pp. 1100-1112.
74. Афанасьев С.А., Санников Д.Г. Введение в электродинамику СВЧ: учебное пособие. – Ульяновск: УлГУ, 2012. – 60 с.
75. Соловьянова И.П. Электродинамика и распространение радиоволн: учебник /И.П. Соловьянова, Ю.Е. Мительман, С.Н. Шабунин. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2020. – 412 с.
76. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. – изд. 2-ое, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
77. Дансмор Джоэль П. Настольная книга инженера измерения параметров СВЧ устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. – М.: Техносфера, 2018. – 736 с.
78. Русов Ю.С., Пропастин А.А. Исследование матрицы рассеяния однокаскадной шахматной схемы возбуждения многоэлементного излучателя // Радиостроение. – 2021. – Вып. 1. С. 1-13.
79. George V. Eleftheriades., Abbas S. Omar., Linds P.B. Katehi., Gabriel M. Rebeiz. Some important properties of waveguide junction generalize scattering matrices in the context of the mode matching technique // IEEE Transaction on microwave theory and techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 10. – pp. 1896-1903.
80. Sergio Liorente-Romano., Alejandro Garca-Lamperez., Tapan K. Sarkar., Magdalena Salazar-Palma. An exposition on the choice of the proper S parameters in characterizing devices including transmission lines with complex reference impedances and a general methodology for computing them // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2013. – Vol. 55, No. 4. – pp. 94-112.

81. Савелькаев С.В., Заржецкая Н.В. Расчет и проектирование автогенераторных СВЧ-устройств в пространстве S-параметров // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2016. – Вып. 1. С. 30-37.
82. Jens Bornemann., Sara Salem Hesari. Scattering matrix subtraction technique for mode-matching analysis of substrate integrated waveguide junctions // IEEE MTT-S International conference on numerical electromagnetic and Multiphysics modeling and optimization for RF, microwave, and terahertz applications (NEMO), Seville, Spain. – 2017.
83. Joel Dunsmore., Ning Cheng., Yong-xun Zhang. Characterization of asymmetric fixtures with a two-gate approach // 77th ARFTG Microwave measurement conference, Baltimore, USA. – 2011.
84. Francesco de Paulis., Yao-Jiang Zhang., Jun Fan. Signal/Power integrity analysis for multilayer printed circuit boards cascaded S-parameters // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2010. – Vol. 52, No. 4. – pp. 1008-1018.
85. Справочник по антенной технике: Справ. В 5 т. Т.1. / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин и др; под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина. – М.: ИПРЖР, 1997. – 256 с.
86. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Р.П. Современная теория и практические применения антенн. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
87. Бененсон Л.С., Фельд Я.Н. Рассеяние электромагнитных волн антеннами (обзор) // Радиотехника и электроника. – 1988. – Вып. 2. С. 225-245.
88. Рассеивающие свойства антенн и фазированных антенных решеток: монография / Л.И. Пономарев, В.В. Попов. – М.: Изд-во РУДН, 2003. – 144 с.
89. Мануилов Б.Д., Кузнецов А.А. Характеристики рассеяния плоских вибраторных решеток при формировании «многолучевых» диаграмм направленности // Антенны. – 2012. – Вып.1(176). С. 34-43.
90. Шестаков Е.Н., Гриц В.И., Шестаков И.Я., Малышев Д.О. Основные методы измерения коэффициента усиления антенн // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. – 2019. – Вып. 1. С. 500-501.

91. Калинин Ю.Н. Измерение координат фазового центра антенны // Антенны. – 2014. – Вып. 4(203). С. 54-62.
92. Бибарсов М.Р., Грибанов Е.В., Габриэлян Д.Д., Федоров Ден. С., Федоров Дан. С. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикоольцевой антенной решетке // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2017. – Вып. 2. С. 28-33.
93. Битаев Е.С., Мурашкин А.В., Обысов А.Ф., Суханов В.В., Амозов Е.В., Васильев Д.А. Разработка и исследование способа формирования специального амплитудного и фазового распределения в микрополосковой системе питания СШП линейной печатной антенной решетки // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2020. – Вып. 5. С. 41-49.
94. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С., Шацкий В.В. Метод определения координат фазового центра активной фазированной антенной решетки // Антенны. – 2014. – Вып. 6(268). С. 16-24.
95. Павлов И.Д. Исследование влияния антенной платформы фазового пеленгатора на ошибки пеленгации // Сборник докладов Всероссийской научно-технической конференции Антенны и распространение радиоволн, Санкт-Петербург. – 2021. – с. 93-94.
96. Павлов И.Д. Исследование влияния антенных элементов миллиметрового диапазона на ошибки пеленгации фазовым методом // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2023. – Вып. 2. С. 25-36.
97. Павлов И.Д. Применение матричного подхода к описанию антенны для определения ее влияния на точность пеленгации фазовым методом // Сборник докладов 10 Всероссийской научно-технической конференции Электроника и микроэлектроника СВЧ, Санкт-Петербург. – 2021. – с. 135-139.
98. Павлов И.Д. Исследование влияния антенных элементов на ошибки пеленгации фазовым методом // Материалы докладов 17 международной научно-практической конференции Электронные средства и системы управления, Томск. – 2021. – с. 112-115.

99. Павлов И.Д. Электродинамическое моделирование влияния технологической неидентичности антенн на ошибки пеленгации фазовым методом // Материалы 9 Всероссийской научно-технической конференции Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ 2022), Омск. – 2022. – с. 138-143.
100. Вержбицкий В.М. Численные методы (линейная алгебра и нелинейные уравнения): учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 2000. – 266 с.
101. Пупков К.А., Егупов Н.Д., Лукашенко Ю.Л., Мельников Д.В., Рыбин В.М., Трофимов А.И. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2007. – 664 с.
102. Sakomura E.S., Ferreira D.B., Bianchi I., Nascimento D.C. Analysis of Archimedean spiral antenna fed by hecken and exponential microstrip baluns // IEEE International symposium on antennas and propagation and USNC/URSI national radio science meeting, Boston, USA. – 2019.
103. Yong-Wei Zhong., Guo-Min Yang., Jing-Yan Mo., Li-Rong Zheng. Compact circularly polarized Archimedean spiral antenna foe ultra-wideband communication applications // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2016. – Vol. 16. – pp. 129-132.
104. Song Lizhong., Fang Qingyuan. A conformal conical Archimedean spiral antenna for UWB communications // Chinese journal of electronics. – 2015. – Vol. 24, No. 2. – pp. 402-407.
105. Jonathan M. O Brien., John E. Grandfield., Gokhan Mumcu., Thomas M. Weller. Miniaturization of a spiral antenna using periodic z-plane meandering // IEEE Transaction on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63, No. 4. – pp. 1843-1848.
106. Zhi-Jie Zhou., Pei Li., Le Zuo., Jie Wei., Peng Li., Ze-ling Kuang. A new ultra-wideband planar spiral antenna //Cross strait quad-regional radio science and wireless technology conference (CSQRWC), Taiyuan, China. – 2019.

107. Na Liu., Pengfei Yang., Weijiang Wang. Design of a miniaturized ultra-wideband compound spiral antenna //IEEE international conference on microwave technology and computational electromagnetics, Qingdao, China. – 2013.
108. Fuwei Guo., Jin Pan. Ultra-wideband high gain planar spiral antenna design based on satellite navigation // IEEE 3rd Advanced information technology electronic and automation control conference (IAEAC), Chongqing, China. – 2018.
109. Elham Sharifi Moghaddam. Design pf a printed quadrifilar-helical antenna on a dielectric cylinder by means of a genetic algorithm // IEEE Antenna and propagation magazine. – 2011. – Vol. 53, No. 4. – pp. 262-268.
110. Fei Ding., Fushun Zhang., Yue Zhang. The broadband composite structure spiral antenna with a ladder-shaped backed-cavity // IEEE 4th International symposium on microwave, antenna, propagation and EMC technologies for wireless communication, Beijing, China. – 2012.
111. Nan-nan Wang., Zhi-liang Dai., Jing-hui Qiu., Jun-xiu Liu. Research on wide-bandwidth circularly polarized millimeter wave antenna // IEEE Asia-pacific conference on antennas and propagation (APCAP), Auckland, New Zealand. – 2018.
112. Zhu. Q., Ng. K.B., Chan. C.H., Printed circularly polarized spiral antenna array for millimeter-wave applications // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2017. – Vol. 65, No. 2. – pp. 636-643.
113. Farzad Zangeneh-Nejad., Reza Safian. Graphene-based Archimedean spiral THz antenna // Third conference on millimeter-wave and terahertz technologies (MMWATT), Tehran, Iran. – 2014.
114. Mark Jones., David Sheen., Jonathan Tedeschi. Wideband Archimedean spiral antenna for millimeter-wave imaging array //IEEE International symposium on antennas and propagation and USNC/URSI national science meeting, San Diego, USA. – 2017.
115. Elham Baghernia., Reza Movahedinia., Abel-Razik Sebak. Broadband compact circularly polarized spiral antenna array fed by printed gap waveguide for millimeter-wave applications // IEEE Access. – 2020. – Vol. 9. – pp. 86-95.

116. Горощенко А.Б. Проектирование широкополосных антенн. – Омск: ОмПИ, 1989. – 107 с.
117. R. Olsson., P.-S. Kidal., S. Weinreb. The eleven antenna: a compact low-profile decade bandwidth dual polarized feed for reflector antennas // IEEE Transaction antennas and propagation – 2006. – Vol. 54, No. 2. – pp. 368-375.
118. Amrollah Amini., Homayoon Oraizi., Mohammad Amin., Chaychi Zadeh. Miniaturized UWB log-periodic square fractal antenna //IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2015. – Vol. 14. – pp. 1322-1325.
119. Jian Yang., Miroslav Pantaleev., Per-Simon Kildal., Benjamin Klein., Yogesh Karandikar., Leif Helldner., Niklas Wadefalk., Christopher Beaudoin. Cryogenic 2-13 GHz eleven feed for reflector antennas in future wideband radio telescopes // IEEE Transaction antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59, No. 6. – pp. 1918-1934.
120. Jungang Yin., Jian Yang., Miroslav Pantaleev., Leif Helldner. The circular eleven antenna: a new decade-bandwidth feed for reflector antennas with high aperture efficiency // IEEE Transaction antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61, No. 8. – pp. 3976-3984.
121. Wei Wang., Ying Liu., Hao Yi., Jinyang Xue. Log-periodic slot antenna with modified cavity // LET international radar conference, Xian, China. – 2013.
122. Keng-Chih Lin., Yi-Cheng Lin. Printed Log-periodic antenna fed by UWB balun for multi-polarization operation //IEEE Antennas and propagation society international symposium (APSURSI), Orlando, USA. – 2013.
123. Keng-Chih Lin., Yi-Cheng Lin., Printed log-periodic dipole antenna an embedded UWB balun //Asia pacific microwave conference proceedings, Kaohsiung, Taiwan. – 2012.
124. Chandana Viswanadham. A practical approach for controlling the shape of the radiation pattern of a microwave log-periodic antenna for wideband applications // IEEE Antenna and propagation magazine. – 2014. – Vol. 56, No. 5. – pp. 304-314.

125. Aidin Razavi., Wenjie Yu., Jian Yang., Andres Alayon Glazunov. Design of a planar eleven antenna for optimal MIMO performance as a wideband micro base-station antenna // ArXiv.org, Ithaca, New York, USA – 2018. – 7p.
126. Zhixin Wang., Xiaoyan Zhao., Fangzheng Ji., Shichun Huang., Zhaoneng Jiang. Ultra-wideband cylindrical conformal array antenna based on LPKDA //IEEE MTT-S International conference on numerical electromagnetic and Multiphysics modeling and optimization (NEMO), Hangzhou, China. – 2020.
127. Павлов И.Д., Кот М.А., Караев Я.В. Сверхширокополосная диэлектрическая стержневая антенна // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2020. Вып. 2. С. 38-45.
128. Павлов И.Д. Широкополосная диэлектрическая стержневая антенна // Сборник докладов 8 Всероссийской научно-технической конференции Электроника и микроэлектроника СВЧ, Санкт-Петербург. – 2019. – с. 583-588.
129. Zhang-Fei., Xue-Xia Yang., Tian Lou. A high gain UWB Vivaldi antenna loaded with elliptical slots //International applied computational electromagnetics society symposium (ACES), Beijing, China. – 2018.
130. Mojtaba Ahadi., Javad Nourinia., Changiz Ghobadi., Mubarak Sani Ellis., Bahman Mohammadi. Compact planar UWB elliptical Vivaldi antenna // 5th Conference on knowledge-based engineering and innovation (KBEI), Teheran, Iran. – 2019.
131. Мещеряков В.В., Маркова Н.В., Юрманов П.Д. Моделирование и практическая реализация широкополосной двухгребневой рупорной антенны с шириной рабочей полосы более октавы и высоким уровнем кроссполяризационной развязки // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2019. – Вып. 5. С. 42-51.
132. Pavel D. Kuroptev., Vladimir V. Levyakov., Alexey V. Fateev. Modified 0,6-50 GHz ultra-wideband double-ridged horn antenna design for parameters improvement // 47th European microwave conference (EuMC), Nurenberg, Germany. – 2017.

133. Idahosa A. Osaretin., Al Torres., Chi-Chih Chen. A novel compact dual-linear polarized UWB antenna for VHF/UHF applications // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2009. – Vol. 8. – pp. 145-148.
134. Литовский И.А., Маврычев Е.А. Синтез направленного излучателя в диапазоне 0,9...5,8 ГГц // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2019. – Вып. 4. С. 45-52.
135. Hans G. Schantz., Jae Jeon. Standart gain UWB planar horn antennas //IEEE International conference on ultra-wideband, Syracuse, USA. – 2012.
136. Zeqiang Chen., Jianxun Su., Zengrui Li. A modified UWB antipodal Vivaldi antenna with elliptical lens //IEEE 4th International conference on computer and communications (ICCC), Chengdu, China. – 2018.
137. Valeriy V. Demshevsky., Mikhail M. Migalin., Maksim V. Papenyshev., Mikhail S. Levashov. UWB antenna Vivaldi based on substrate integrated waveguide // Radiation and scattering of electromagnetic waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia. – 2019.
138. Головков А.А., Терентьева П.В., Журавлев А.Г., Шмырин М.С., Стенюков Н.С. Широкополосная СВЧ-антенна Вивальди с возбуждением копланарной линией // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2018. – Вып. 6. С. 13-19.
139. Arezou Edalati., Wenyi Shao., Todd McCollough., William McCollough. A novel cavity backed monopole antenna with UWB unidirectional radiation // Progress in electromagnetics research. – 2017. – Vol. 72. – pp. 1-13.
140. Locatelli A., Modotto D., Pigozzo F.M., Boscolo S., Autizi E., Angelis C. De., Capobianco A.D., Midrio M. Highly directional planar ultra-wide band antenna for radar applications // European microwave conference, Munich, Germany. – 2007.
141. G. Shrikanth Reddy., Anil Kamma., Sanjeev K. Mishra., Jayanta Mukherjee. Compact bluetooth/UWB dual-band planar antenna with quadruple band-notch characteristics // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – pp. 872-875.

142. Md. Rabiul Hasan., Manjurul Ahsan Riheen., Praveen Sekhar., Tutku Karacolak. Compact CPW-fed circular patch flexible antenna for super-wideband applications // *LET Microwaves, antennas and propagation*. – 2020. – Vol. 14, No. 10. – pp. 1069-1073.
143. Marjan Mokhtaari., Jens Bornemann. Directional ultra-wideband antennas in planar technologies // *38th European microwave conference, Amsterdam, Netherlands*. – 2008.
144. Huang J.X., Zhang F.S., Zhang Q., Xu Y.F., Yang Y.B., Jiao Y.C. Novel wide-slot antenna fed by equiangular spiral for ultra-wideband communications // *IEEE International conference on ultra-wideband, Nanjing, China*. – 2010.
145. Seong-Youp suh., Warren Stutzman., William Davis., Alan Waltho., Jeffrey Schiffer. A novel CPW-fed disc antenna // *IEEE Antennas and propagation society symposium, Monterey, USA*. – 2004.
146. Midrio M., Boscolo S., Sacchetto F., Pascolini M., Pigozzo F.M., Capobianco A.D. A novel UWB bow-tie antenna design with high F/B ratio and directivity // *38th European microwave conference, Amsterdam, Netherlands*. – 2009.
147. Русаков А.С. Печатная сверхширокополосная антенна с узкими полосами запираания // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. – 2016. – Вып. 3. С. 40-48.
148. Slawomir Koziel., Stanislav Ogurtsov., Zieniutycz W., Bekasiewicz A. Design of a planar UWB dipole antenna with an integrated balun using surrogate-based optimization // *IEEE Antennas and wireless propagation letters*. – 2014. – Vol. 14. – pp. 366-369.
149. Сверхширокополосные антенны: перевод с англ. под ред. Л.С. Бененсона – М.: Мир, 1964. – 416 с.
150. Пат. 2687895 Российская федерация, МПК H01Q 11/08. Сверхширокополосная спиральная антенна / Кохнюк Д.Д., Боровик И.А., Федоров Я.В., Захаров С.В., Иванов А.В., Чеботарев В.И., Сиберт С.Д.; заявитель и патентообладатель АО «ЦКБА». – № 2018110934; заявл. 27.03.2018; опубл. 16.05.2019, Бюл. № 14 – 8 с.

151. Пат. 2737036 Российская федерация, МПК H01Q 11/08. Спиральная антенна / Кохнюк Д.Д., Селиванова Г.Н., Федоров Я.В., Звягинцев И.Н.; заявитель и патентообладатель АО «ЦКБА». – № 2019145670; заявл. 31.12.2019; опубл. 24.11.2020, Бюл. № 33 – 10 с.
152. Пат. 2755340 Российская федерация, МПК H01Q 1/00. Сверхширокополосная спиральная антенна / Кохнюк Д.Д., Боровик И.А., Селиванова Г.Н., Звягинцев И.Н.; заявитель и патентообладатель АО «ЦКБА». – № 2020136350; заявл. 03.11.2020; опубл. 15.09.2021, Бюл. № 26 – 8 с.
153. Bryant Baker. A wideband balun for HF, VHF, and UHF applications // IEEE Microwave magazine. – 2014. – Vol. 15, No. 1. – pp. 86-91.
154. Fang Zhu., Wei Hong., Ji-Xin Chen., Ke Wu. Ultra-wideband single and dual baluns based on substrate integrated coaxial line technology // IEEE Transactions on microwave theory and techniques – 2012. – Vol. 60, No. 10. – pp. 3062-3070.
155. Milos Radovanovic., Branko Bukvic., Sinisa Tasic., Milan Ilic. Circuit modeling of coaxial-cable baluns in microstrip-mounted, high-power, very-high-frequency amplifiers // IEEE Microwave magazine – 2019. – Vol. 20, No. 10. – pp. 16-25.
156. Alexander Vasylchenko., Linyu Wang., Zhongkun Ma., Walter De Raedt., Guy A.E. Vandenbosch. A very compact CPW-to-CPS balun for UWB antenna feeding // IEEE 25th Convention of electrical and electronics engineers in Israel, Eilat, Israel. – 2008.
157. Павлов И.Д., Прокаев И.О. Соосный коаксиально-волноводный переход миллиметрового диапазона // Сборник докладов 12 Всероссийской научно-технической конференции Электроника и микроэлектроника СВЧ, Санкт-Петербург. – 2023. – с. 165-169.
158. Liang Sun., Biao Du., Guodong Han., Chuanfeng Niu. A new ultra-wideband tapered balun for improved eleven antenna // Proceedings of 2012 5th global symposium on millimeter-waves, Harbin, China. – 2012.
159. Norio Nishizuka., Risaburo Sato., Mirio Nakatsuyama., Hiroshi Nagahashi. Design of a very-wide-band transformer // IEEE Transactions on components, hybrids, and manufacturing technology – 1988. – Vol. 11, No. 2. – pp. 191-194.

160. Duncan J.W., Minerva V.P. 100:1 Bandwidth balun transformer // Proceedings of the IRE – 1960. – Vol. 48, No. 2. – pp. 156-164.
161. Dau-Chyrh., Cheng-Wei., Shao-Hsiang Yen. UWB balun for TEM horn antenna // International conference on application of electromagnetism and student innovation competition awards (AEM2C), Taipei, Taiwan. – 2010.
162. Puglia K.V. Electromagnetic simulation of some common balun structures // IEEE Microwave magazine – 2022. – Vol. 3, No. 3. – pp. 56-61.
163. Harold A. Wheeler. Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane // IEEE Transactions on microwave theory and techniques – 1977. – Vol. 25, No. 8. – pp. 631-647.
164. Harold A. Wheeler. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet // IEEE Transactions on microwave theory and techniques – 1965. – Vol. 13, No. 2. – pp. 172-185.
165. Павлов И.Д. Электродинамическое моделирование и расчет широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона // Омский научный вестник. – 2017. – Вып. 5. С. 152-158.
166. Пат. 2673319 Российская федерация, МПК H01Q 1/00. Спиральная антенна / Кохнюк Д.Д., Боровик И.А., Федоров Я.В., Павлов И.Д., Звягинцев И.Н., Волчонков В.В.; заявитель и патентообладатель АО «ЦКБА». – № 2018101611; заявл. 16.01.2018; опубл. 23.11.2018, Бюл. № 33 – 8 с.
167. Павлов И.Д. Исследование положения фазового центра спиральной антенны миллиметрового диапазона // Сборник докладов Всероссийской научно-технической конференции Антенны и распространение радиоволн, Санкт-Петербург. – 2023. – с. 45-47.
168. Павлов И.Д. Оптимизация положения плоского спирального излучателя в корпусе антенны, применяемой в составе фазового пеленгатора // Сборник докладов 11 Всероссийской научно-технической конференции Электроника и микроэлектроника СВЧ, Санкт-Петербург. – 2022. – с. 287-291.

**Приложение А**

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор АО «ЦКБА»

А.Н. Ивашкин

« \_\_\_\_ »

2022 г.

АКТ

об использовании антенн



Комиссия в составе:

председатель: главный конструктор по направлению – начальник отдела  
А.В. Тимкин,члены комиссии: В.В. Волчонков, М.Н. Игнатьев, И.А. Боровик,  
составила настоящий акт о том, что

- спиральная антенна (патент RU 2673319 C1), разработанная авторским коллективом работников АО «ЦКБА», в числе которых инженер-конструктор 2 кат. отдела 7 Павлов Иван Дмитриевич, использована в серийном изделии Л-150М-30. Применение спиральной антенны с уменьшенными массогабаритными характеристиками позволила уменьшить массогабаритные характеристики блока из состава изделия Л-150М-30.

Председатель комиссии:

Главный конструктор по направлению –  
начальник отдела

Члены комиссии:

Главный конструктор  
Начальник отдела  
Начальник сектора

А.В. Тимкин

В.В. Волчонков

М.Н. Игнатьев

И.А. Боровик

## Приложение Б

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2673319

## СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА

Патентообладатель: *Акционерное общество "Центральное конструкторское бюро автоматики" (RU)*

Авторы: *Кохнюк Данил Данилович (RU), Боровик Игорь Александрович (RU), Федоров Ярослав Викторович (RU), Павлов Иван Дмитриевич (RU), Звягинцев Иван Николаевич (RU), Волчонков Владимир Васильевич (RU)*

Заявка № 2018101611

Приоритет изобретения 16 января 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 23 ноября 2018 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 16 января 2038 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

## Приложение В

### Пример расчета ошибок пеленгации для некоторых пространственных направлений

Рассмотрен процесс определения ошибок пеленгации для пространственных направлений  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$ ,  $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ ,  $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$  определенных в системе координат, приведенной на рисунке 32 (в фазометрическую базу в рассматриваемом случае установлена пара антенн 3,4, наиболее отличающиеся между собой).

Для пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$ , с помощью фазометрической базы и векторного анализатора цепей была сформирована выборка из десяти значений разности фаз. В [20] отмечается, что ошибки фазовых измерений между каналами пеленгатора распределены по нормальному закону.

При измерении разности фаз на фазометрических базах, длина которых превышает длину волны, происходит потеря целого числа периодов колебания. Для определения пеленга их необходимо восстановить, в общем случае восстановление числа полных периодов колебания является отдельной технической задачей, но в рамках настоящей работы, при известной ориентации антенной системы относительно источника излучения, задача восстановления числа полных периодов колебания легко решается геометрически (важно еще раз отметить что в ситуации, когда направление на источник излучения заранее неизвестно, эту задачу необходимо решать отдельно, иными способами). Указанная выборка разностей фаз с восстановленными полными периодами колебаний приведена в таблице 10.

Таблица 10. Разности фаз, определенные для пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$ .

|                |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|----------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $\Phi, ^\circ$ | -878 | -878 | -879 | -878 | -880 | -878 | -879 | -879 | -878 | -878 |
|----------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|

Для указанных в таблице 10 значений определены следующие параметры:

- среднее значение  $\bar{\Phi} = -875,5^\circ$ ;

среднеквадратическое отклонение среднего значения  $\sigma_{\bar{\Phi}} = 0,22^\circ$ ;

случайная доверительная погрешность  $\Delta\Phi = 0,5^\circ$ , с доверительной вероятностью  $P = 95\%$ , выборка  $N = 10$ .

С использованием выражения (30) было получено значение пеленга (32), соответствующее среднему значению разности фаз.

$$\varphi_{\Phi} = \arcsin\left(\frac{-875,5 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot l}\right) = -14,18^\circ \quad (32)$$

Здесь  $\lambda$  - длина волны,  $l$  - длина фазометрической базы.

С использованием выражения, полученного исходя из (30), (указанное выражение также приведено в [18]), было определено среднеквадратическое отклонение (33) полученного пеленга.

$$\sigma_{\varphi} = \left( \frac{\Delta\Phi}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(\varphi)} \right) = \left( \frac{0,5^\circ}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(-14,18)} \right) \approx 0,01^\circ \quad (33)$$

здесь  $l$  - длина фазометрической базы,  $\lambda$  - длина волны, на которой проводилось измерение.

В условиях проводимого эксперимента была возможность определить истинный пеленг способом, не связанным с измерением разности фаз (положение исследуемой антенной системы относительно источника излучения определялось опорно-поворотным устройством «ТА-РЕР-119-146» фирмы «Тесарт» с точностью установки угла  $\pm 0,05^\circ$ ).

Для рассматриваемого случая истинное значение пеленга составляло  $\varphi = -15^\circ$ .

Очевидно, что значение, полученное в (32), отличается от истинного пеленга больше, чем на величину случайной доверительной погрешности. Это происходит вследствие наличия систематической погрешности, вызванной неидентичностью приемных каналов пеленгатора.

Исходя из этого полную ошибку пеленгации (34) можно определить как разность между положением антенной системы относительно источника излучения, определяемым опорно-поворотным устройством, и этим же положением, определенным с помощью измерения разности фаз в каналах пеленгатора. Для удобного сравнения ошибок пеленгации в случаях использования отличающихся антенн здесь и далее будет использован модуль указанных ошибок.

$$|\Delta\varphi| = |\varphi - \varphi_{\Phi}| = |-15 - (-14,18)| = 0,82^\circ \quad (34)$$

Погрешность установки угла опорно-поворотным устройством составляет  $0,05^\circ$ , среднеквадратическое отклонение полученного пеленга  $0,01^\circ$ , суммарная погрешность (35) определения ошибки пеленгации составляет

$$\sqrt{0,05^2 + 0,01^2} = 0,051 \approx 0,05 \quad (35)$$

С учетом (35) ошибка пеленгации, полученная для пары антенн 3,4 и пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = -15^\circ$ , составляет  $0,82^\circ \pm 0,05^\circ$ .

Для пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$  получены значения разности фаз, которые сведены в таблицу 11.

Таблица 11. Разности фаз, определенные для пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = 0^\circ$ .

|               |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\Phi,^\circ$ | -17 | -17 | -17 | -17 | -15 | -16 | -15 | -17 | -16 | -17 |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|

Для указанных в таблице 11 значений определены следующие параметры:

- среднее значение  $\bar{\Phi} = -16,4^\circ$ ;

среднеквадратическое отклонение среднего значения  $\sigma_{\bar{\Phi}} = 0,26^\circ$ ;

случайная доверительная погрешность  $\Delta\Phi = 0,6^\circ$  с доверительной вероятностью  $P = 95\%$ , выборка  $N = 10$ .

Было получено значение пеленга (36)

$$\varphi_{\Phi} = \arcsin\left(\frac{-16,4 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot l}\right) = -0,26^{\circ} \quad (36)$$

Здесь  $\lambda$  - длина волны,  $l$  - длина фазометрической базы.

Определено значение среднеквадратического отклонения (37) полученного пеленга.

$$\sigma_{\varphi} = \left( \frac{\Delta\Phi}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(\varphi)} \right) = \left( \frac{0,6^{\circ}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(-0,26)} \right) \approx 0,01^{\circ} \quad (37)$$

здесь  $l$  - длина фазометрической базы,  $\lambda$  - длина волны, на которой проводилось измерение.

Для рассматриваемого случая истинное значение пеленга составляло  $\varphi = 0^{\circ}$ .

Была определена ошибка пеленга (38).

$$|\Delta\varphi| = |\varphi - \varphi_{\Phi}| = |0 - (-0,26)| = 0,26^{\circ} \quad (38)$$

Погрешность установки угла опорно-поворотным устройством составляет  $0,05^{\circ}$ , среднеквадратическое отклонение полученного пеленга  $0,01^{\circ}$ , суммарная погрешность (39) определения ошибки пеленгации составляет

$$\sqrt{0,05^2 + 0,01^2} = 0,051 \approx 0,05 \quad (39)$$

С учетом (39) ошибка пеленгации, полученная для пары антенн 3,4 и пространственного направления  $\theta = 90^{\circ}, \varphi = 0^{\circ}$ , составляет  $0,26^{\circ} \pm 0,05^{\circ}$ .

Для пространственного направления  $\theta = 90^{\circ}, \varphi = 15^{\circ}$  получены значения разности фаз, которые сведены в таблицу 12.

Таблица 12. Разности фаз, определенные для пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$ .

|               |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\Phi,^\circ$ | 869 | 870 | 867 | 868 | 868 | 867 | 866 | 867 | 867 | 868 |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|

Для указанных в таблице 12 значений определены следующие параметры:

- среднее значение  $\bar{\Phi} = 867,7^\circ$ ;

среднеквадратическое отклонение среднего значения  $\sigma_{\bar{\Phi}} = 0,34^\circ$ ;

случайная доверительная погрешность  $\Delta\Phi = 0,8^\circ$  с доверительной вероятностью  $P = 95\%$ , выборка  $N = 10$ .

Было получено значение пеленга (40)

$$\varphi_{\Phi} = \arcsin\left(\frac{867,7 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot l}\right) = 14^\circ \quad (40)$$

Здесь  $\lambda$  - длина волны,  $l$  - длина фазометрической базы.

Определено значение среднеквадратического отклонения (41) полученного пеленга.

$$\sigma_{\varphi} = \left( \frac{\Delta\Phi}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(\varphi)} \right) = \left( \frac{0,8^\circ}{2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \cos(14)} \right) \approx 0,02^\circ \quad (41)$$

здесь  $l$  - длина фазометрической базы,  $\lambda$  - длина волны, на которой проводилось измерение.

Для рассматриваемого случая истинное значение пеленга составляло  $\varphi = 15^\circ$ .

Была определена ошибка пеленга (42).

$$|\Delta\varphi| = |\varphi - \varphi_{\Phi}| = |15 - 14| = 1^\circ \quad (42)$$

Погрешность установки угла опорно-поворотным устройством составляет  $0,05^\circ$ , среднеквадратическое отклонение полученного пеленга  $0,02^\circ$ , суммарная погрешность (43) определения ошибки пеленгации составляет

$$\sqrt{0,05^2 + 0,02^2} = 0,054 \approx 0,05 \quad (43)$$

С учетом (43) ошибка пеленгации, полученная для пары антенн 3,4 и пространственного направления  $\theta = 90^\circ, \varphi = 15^\circ$ , составляет  $1^\circ \pm 0,05^\circ$ .

Аналогичным образом выполнялся расчет ошибок пеленгации для других пространственных направлений и пар антенн, рассматриваемых в настоящей работе.

## Приложение Г

### Вывод связи коэффициента усиления антенны и коэффициента передачи (для рассмотренного в работе случая с коаксиальным выходом антенны)

Для изотропного излучателя плотность потока мощности через единичную площадку, расположенную на расстоянии  $R$  от источника, определяется выражением (44).

$$\Pi = \frac{P_n}{4\pi r^2} \left[ \frac{Bm}{m^2} \right], \quad (44).$$

где  $P_n$  - мощность, подведенная к антенне,  $R$  - расстояние от излучателя до единичной площадки.

Амплитуда напряженности поля  $E_\theta$  в дальней зоне (на единичной площадке  $\theta$ ) связана с плотностью потока мощности выражением (45).

$$\Pi = \frac{E_\theta^2}{2Z_0} \left[ \frac{B^2}{O_m \cdot m^2} \right] = \left[ \frac{Bm}{m^2} \right], \quad (45).$$

здесь  $Z_0$  сопротивление свободного пространства  $120\pi \text{ Ом}$ .

С учетом (44) и (45) можно выразить напряженность поля на единичной площадке  $\theta$  (см. рисунок 1) через мощность, подведенную к изотропному излучателю (46).

$$\frac{P_n}{4\pi R^2} = \frac{E_\theta^2}{2Z_0}; E_\theta = \sqrt{\frac{P_n \cdot 2 \cdot Z_0}{4\pi R^2}} = \frac{\sqrt{P_n \cdot Z_0}}{R \cdot \sqrt{2\pi}} \left| \frac{\sqrt{\frac{B^2}{O_m} \cdot O_m}}{m} \right| = \left[ \frac{B}{m} \right], \quad (46)$$

Выражение (46) верно для изотропного излучателя, в случае реального излучателя необходимо учитывать его коэффициент усиления и функцию,

определяющую пространственное (от углов  $\theta$  и  $\varphi$ ) распределение коэффициента усиления (диаграмму направленности). С учетом этого выражение (46) примет вид (47):

$$\dot{E}_\theta = \frac{\sqrt{Z_0 \cdot P_n \cdot G}}{R \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot F(\theta; \varphi) \cdot e^{i\Phi_\theta}, \quad (47)$$

здесь  $F(\theta; \varphi)$  - диаграмма направленности, определяющая пространственное распределение коэффициента усиления от углов  $\theta$  и  $\varphi$ ,  $e^{i\Phi}$  - фазовый множитель.

Далее определим связь мощности и напряженности электрического поля в отсчетной плоскости разъема антенны (48).

$$P_n = \frac{1}{2Z} \int_S \left| \dot{E}_{nl}^2 \right| dS, \quad (48)$$

здесь  $Z$  - характеристическое сопротивление волны, распространяющейся в линии передачи,  $\dot{E}_{nl}$  - комплексная напряженность электрического поля падающей волны в поперечном сечении  $S$  разъема антенны.

Величину  $\left| \dot{E}_{nl}^2 \right|$  можно представить следующим образом (49):

$$\left| \dot{E}_{nl}^2 \right| = E_{\max}^2 \cdot f^2(q1; q2) \quad (49)$$

здесь  $E_{\max}$  - максимальная амплитуда напряженности электрического поля в линии передачи,  $f(q1; q2)$  - безразмерная функция от поперечных координат  $q1$  и  $q2$  отсчетной плоскости линии передачи (разъема антенны), указанная функция определяет структуру электрического поля в поперечном сечении.

Напряженность электрического поля в поперечном сечении можно записать следующим образом (50):

$$\dot{E}_{nl} = (E_{\max} \cdot f(q1; q2)) \cdot e^{i\Phi} \quad (50)$$

В данном случае  $e^{i\Phi}$  - фазовый множитель, а  $\Phi$  - начальная фаза колебания в плоскости поперечного сечения, для удобства записи будем считать, что  $\Phi = 0$ , с таким случае множитель  $e^{i\Phi}$  обратится в единицу и выражение (50) примет вид (51)

$$\dot{E}_{nl} = E_{\max} \cdot f(q1; q2) \quad (51)$$

С использованием выражения (49) мощность, подведенную к антенне, можно записать следующим образом (52).

$$P_n = \frac{1}{2Z} E_{\max}^2 \int_S f^2(q1; q2) dS = \frac{1}{2Z} E_{\max}^2 \cdot S \cdot N, \quad (52)$$

где  $S$  – площадь поперечного сечения линии передачи,  $N$  – безразмерный параметр, полученный в результате интегрирования функции  $f^2(q1; q2)$  по площади поперечного сечения линии передачи, указанный параметр позволяет учитывать неравномерность распределения электрического поля в поперечном сечении.

В работе рассматривается антенна, имеющая коаксиальный разъем с воздушным заполнением, поэтому выражение (52) можно переписать для случая, когда поперечное сечение, в котором оценивается подведенная мощность, является сечением коаксиальной линии. В этом случае выражение (52) примет вид (53)

$$P_n = \frac{1}{2Z} E_{\max}^2 \int_S f^2(q1; q2) dS = \frac{\pi \cdot E_{\max}^2 \cdot d^2}{4Z} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right), \quad (53)$$

здесь  $d$  - диаметр центрального проводника коаксиальной линии,  $D$  внутренний диаметр экрана коаксиальной линии.

Далее определим связь между напряженностью поля в пространственной отсчетной плоскости и в отсчетной плоскости разъема антенны, с учетом (52) указанную связь можно записать следующим образом (54):

$$\begin{aligned}
\dot{E}_\theta &= \frac{\sqrt{Z_0 \cdot G \cdot E_{\max}^2 \cdot S \cdot N}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z \cdot \pi}} \cdot e^{i\Phi_\theta} = \\
&= \frac{E_{\max} \sqrt{Z_0 \cdot G \cdot S \cdot N}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z \cdot \pi}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \left| \frac{\frac{B}{m} \cdot \sqrt{om} \cdot m}{m \cdot \sqrt{om}} = \boxed{\frac{B}{m}} \right.
\end{aligned} \tag{54}$$

Для удобства последующих записей будем считать, что диаграмма направленности нормирована к максимуму, а направление, соответствующее пространственной отсчетной плоскости, в данном случае, соответствует максимуму диаграммы направленности, тогда множитель  $F(\theta; \varphi)$  обращается в единицу.

С учетом (53) выражение (54) можно переписать следующим образом (55):

$$\begin{aligned}
\dot{E}_\theta &= \frac{\sqrt{Z_0 \cdot G \cdot \frac{\pi \cdot E_{\max}^2 \cdot d^2}{4 \cdot Z} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)}}{R \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{i\Phi_\theta} = \\
&= \frac{E_{\max} \cdot d \cdot \sqrt{Z_0 \cdot G \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2 \cdot Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \left| \frac{\frac{B}{m} \cdot \sqrt{om} \cdot m}{m \cdot \sqrt{om}} = \boxed{\frac{B}{m}} \right.
\end{aligned} \tag{55}$$

Из (54) можно выразить коэффициент передачи между пространственной отсчетной плоскостью и отсчетной плоскостью в разъеме антенны (56)

$$\frac{\dot{E}_\theta}{E_{\max}} = \frac{\sqrt{Z_0 \cdot G \cdot d^2 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2 \cdot Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \left| \frac{m \cdot \sqrt{om}}{m \cdot \sqrt{om}} \boxed{\text{безразмерный}} \right. \tag{56}$$

Выражение (56) можно записать немного иначе (57)

$$\frac{\dot{E}_\theta}{E_{\max}} = \sqrt{G} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{Z_0 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) \cdot \pi}}{2 \cdot R \cdot \sqrt{2 \cdot Z}} \cdot e^{i\Phi_\theta} \tag{57}$$

С учетом (49), (53), (57) и того, что  $Z_0 = 120\pi \text{ Ом}$ , матрицу рассеяния для одного пространственного направления, соответствующего максимуму диаграммы направленности, можно записать в следующем виде (58)

$$\begin{pmatrix} E_{\text{max},l0} \\ \dot{E}_{\theta 0} \\ \dot{E}_{\varphi 0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_o e^{i\Phi} & \sqrt{G_\theta} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}} e^{i\Phi_\theta} & \sqrt{G_\varphi} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}} e^{i\Phi_\varphi} \\ \sqrt{G_\theta} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}} e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ \sqrt{G_\varphi} \cdot \frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}} e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{\text{max},m} \\ \dot{E}_{\theta n} \\ \dot{E}_{\varphi n} \end{pmatrix} \quad (58)$$

Для сравнения антенн использование множителя  $\frac{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi}{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}}$  в матрице нецелесообразно, поскольку он, в большей степени, характеризует условия проведения практических измерений (которые при решении задачи сравнения можно считать относительно постоянными). Взаимное отличие сравниваемых антенн гораздо лучше характеризуется множителями  $\sqrt{G}$  и  $e^{i\Phi_\theta}$ . Исходя из этого использование указанного коэффициента в матрице (58) можно сократить (для упрощения конечных вычислений) и переписать матрицу (58) в следующем виде (59):

$$\begin{pmatrix} K_o \cdot \frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{Z}}{d \cdot \sqrt{60 \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)} \cdot \pi} \cdot e^{i\Phi} & \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} \\ \sqrt{G_\theta} \cdot e^{i\Phi_\theta} & 0 & 0 \\ \sqrt{G_\varphi} \cdot e^{i\Phi_\varphi} & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\theta, \varphi)} \quad (59)$$