

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО  
ОБРАЗОВАНИЯ  
«МОСКОВСКИЙ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ  
(ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



НГУЕН КУОК ЗУЙ  
**АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ  
МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ЛИНЕЙНОЙ  
ПОЛЯРИЗАЦИИ С ЦЕЛЬЮ РАСШИРЕНИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ**

Специальность            05.12.07 – «Антенны, СВЧ устройства и  
их технологии».

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата физико - математических наук

Научный руководитель -  
доктор физико-математических наук  
Калошин Вадим Анатольевич

Москва – 2017

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	<b>4</b>
<b>ГЛАВА 2 . СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ</b> .....	<b>13</b>
1.1 ОБЗОР СШП ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ .....	13
1.2 ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СОГЛАСОВАНИЯ И ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕМ РУПОРОВ .....	20
1.2.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ ТЕМ РУПОРОВ .....	20
1.2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕМ РУПОРОВ .....	28
ВЫВОДЫ .....	32
<b>ГЛАВА 3 . РЕШЕТКИ ВСЕНАПРАВЛЕННЫЕ В МАГНИТНОЙ ПЛОСКОСТИ</b> .....	<b>33</b>
2.1. РЕШЕТКИ ПЕЧАТНЫХ ДИПОЛЕЙ .....	36
2.2. КОЛЛИНЕАРНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ .....	41
2.3. РЕШЕТКИ ДВУХ ЦИЛИНДРО – КОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	43
2.4. РЕШЕТКИ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	48
2.4.1. РЕШЕТКИ ДВУХ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	48
2.4.2. СШП РЕШЕТКИ ТРЕХ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	52
2.5. КОЛЛИНЕАРНАЯ РЕШЕТКА БИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	55
ВЫВОДЫ .....	60
<b>ГЛАВА 4 . ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ</b> .....	<b>61</b>
3.1 ЛИНЕЙНЫЕ РЕШЕТКИ БИКОНИЧЕСКИХ РУПОРОВ .....	61
3.1.1 СИНФАЗНЫЕ РЕШЕТКИ .....	61
3.2 ЛИНЕЙНЫЕ РЕШЕТКИ ТЕМ РУПОРОВ .....	66
3.2.1 ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНФАЗНЫХ РЕШЕТОК .....	67
3.2.2 ХАРАКТЕРИСТИКИ СКАНИРОВАНИЯ .....	72
ВЫВОДЫ .....	75
<b>ГЛАВА 5 . ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКИЕ РЕШЕТКИ</b> .....	<b>77</b>
4.1 ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ РЕШЕТКИ.....	78
4.2 ПЛОСКИЕ РЕШЕТКИ.....	84
4.2.1. ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКОЙ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МКЭ .....	85
4.2.2. ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСКОНЕЧНОЙ ПЛОСКОЙ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ .....	98
ВЫВОДЫ .....	112

<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>114</b>
<b>СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ. ....</b>	<b>116</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>117</b>

## ВВЕДЕНИЕ

### АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ ДИССЕРТАЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Теория и практика сверхширокополосных (СШП) антенн в последнее время интенсивно развивается. Это объясняется соответствующим развитием СШП радиолокации, СШП связи, измерительной техники. Уже давно были разработаны СШП приемники и синтезаторы частот, однако антенны долгое время оставались «узким» местом. К настоящему времени разработаны отдельные излучатели с полосой рабочих частот более 1:100, которые в значительной степени снимают проблему [1, 2]. Однако в СШП радиолокации и СШП связи часто возникает необходимость использования антенн с большим коэффициентом усиления (КУ), который не может быть обеспечен СШП излучателями, особенно на нижних частотах.

Существуют хорошо известные пути повышения усиления. Первый – применение квазиоптической схемы с линзой или зеркалом. Такой подход был использован в работах [3, 4], однако он приводит к значительному увеличению габаритов и веса антенны. Второй подход – использование антенных решеток. Кроме уменьшения габаритов и веса, использование СШП антенных решеток открывает возможности электрического управления положением луча (сканирования).

К настоящему времени создан и исследован экспериментальный образец кольцевой антенной решетки с рабочей полосой порядка 1:100 [5]. Для реализации большего усиления можно использовать двумерные (плоские и цилиндрические) антенные решетки. Результаты исследований плоских СШП решеток показали возможность реализации полосы рабочих частот 1:10 [6, 7]. В работах [91, 8] показана возможность согласования цилиндрической решетки в диапазоне частот 1:100, однако ее диаграмма направленности имеет однолепестковый характер только в низкочастотной части диапазона. В результате рабочая полоса частот решетки также не превышает 1:10. Однако на практике часто возникает необходимость реализации большей полосы частот. Такая ситуация возникает при создании

измерительных антенн, многодиапазонных антенн, для высококачественного излучения и приема видеоимпульсных сигналов и т.д. Кроме того, часто возникает задача расширения полосы антенных решеток, на конструкцию которых и габариты наложены ограничения, в связи с чем их полоса рабочих частот существенно меньше, чем 1:10.

Таким образом, исследование возможностей расширения полосы частот СШП антенных решеток является актуальной задачей

### ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью диссертационной работы является исследование возможностей расширения полосы рабочих частот СШП малоэлементных антенных решёток линейной поляризации.

### ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

- создание электродинамических моделей линейных, плоских и цилиндрических антенных решеток с использованием программных продуктов на основе метода конечных элементов (МКЭ), метода конечных разностей во временной области (МКРВО) и метода Бубнова - Галеркина;
- разработка и исследование СШП делителей мощности;
- исследование и оптимизация параметров всенаправленных в плоскости СШП коллинеарных антенных решеток биконических, цилиндро - конических и поликонических элементов;
- исследование и оптимизация всенаправленных в Н-плоскости СШП линейных решеток печатных диполей;
- исследование линейных антенных решеток биконических и ТЕМ рупоров различных типов;
- исследование плоских антенных решеток биконических и ТЕМ рупоров различных типов;
- исследование цилиндрических антенных решеток биконических и ТЕМ рупоров различных типов;

- измерение характеристик экспериментальных образцов решеток.

### НАУЧНАЯ НОВИЗНА

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

- Предложен и исследован трехканальный коллинеарный СШП синфазный равноамплитудный делитель-сумматор мощности.
- Исследованы и оптимизированы коллинеарные СШП антенные решетки биконических элементов. Показано, что в синфазном режиме полоса рабочих частот более 1:25.
- Предложены, исследованы и оптимизированы решетки симметричных и несимметричных цилиндрических - конических и поликонических элементов диаметром менее  $1/3$  максимальной длины волны, при этом решетки двух элементов в полосе более 70% имеют коэффициент усиления (КУ) более 3 дБ, а трехэлементные в полосе более 60% имеют КУ более 4 дБ.
- Предложена, исследована и оптимизированы всенаправленные в магнитной плоскости СШП антисимметричные линейные решетки печатных диполей с неравномерностью КУ в магнитной плоскости менее 1.5 дБ - у двухэлементной решетки и менее 1 дБ – у четырехэлементной решетки.
- Исследованы линейные антенные решетки биконических и ТЕМ рупоров различных типов, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:25
- Исследованы цилиндрические антенные решетки биконических и ТЕМ рупоров различных типов, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:10
- Исследованы плоские антенные решетки биконических и ТЕМ рупоров различных типов, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:10
- Исследован эффект большого заднего излучения в плоских антенных решетках из ТЕМ рупоров и пути его подавления.

## ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ РАБОТЫ

В результате работы получены следующие, имеющие практическую значимость результаты:

– показана возможность реализации линейных, в том числе коллинеарных, плоских и цилиндрических сверхдиапазонных антенных решеток.

– разработан и изготовлен экспериментальный образец всенаправленной в Н – плоскости СШП линейной антенной решетки из двух цилиндро – конических элементов с коэффициентами усиления 2.8 - 5 дБ в полосе 3 – 5.3 ГГц. Экспериментальный образец решетки использован в НИР «Создание программно-аппаратных средств инфокоммуникационной инфраструктуры для малонаселенных пунктов на основе подхода сверхширокополосных беспроводных программно-конфигурируемых сетей», выполняемых в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 – 2020 гг.

– разработан и изготовлен экспериментальный образец всенаправленной в Н – плоскости СШП антенной решетки из двух печатных диполей, обеспечивающий коэффициент усиления 2.3 - 5 дБ и неравномерность в Н – плоскости менее 1.5 дБ в полосе частот 2.45 – 5.1 ГГц. Экспериментальный образец решетки использован в НИР «Создание программно-аппаратных средств инфокоммуникационной инфраструктуры для малонаселенных пунктов на основе подхода сверхширокополосных беспроводных программно-конфигурируемых сетей», выполняемых в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 – 2020 гг.

## ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ

1. Показана возможность реализации сверхдиапазонных (полоса частот более 1:10) синфазных линейных, в том числе коллинеарных, плоских и цилиндрических решеток.

2. Показана и экспериментально подтверждена возможность реализации коллинеарных решеток двух цилиндрических элементов диаметром элемента менее  $1/3$  максимальной длины волны с усилением более 3 дБ в полосе более 70%.
3. Показана возможность реализации коллинеарных решеток поликонических элементов с диаметром элемента менее  $1/3$  максимальной длины волны и усилением более 4 дБ в полосе более 60%.
4. Показана и экспериментально подтверждена возможность реализации СШП антисимметричной линейной решетки печатных диполей с неравномерностью усиления в H- плоскости менее 1.5 дБ.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертационной работы докладывались на научных конференциях: II Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва 2014 г; IV Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва 2016 г.; 26-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, 2016 г.; Научно - технической конференции «Актуальные направления развития теории и техники антенно-фидерных устройств», г. Москва, 8 декабря 2016 г.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из Введения, четырех глав, Заключение и Списка литературы из 121 наименований. Диссертационная работа изложена на 128 страницах, содержит 141 рисунок и одну таблицу.

#### **Краткое содержание работы**

**В первой главе** сделан обзор основных типов СШП излучателей линейной поляризации с рабочей ТЕМ или квази – ТЕМ модой, а также методов моделирования и оптимизации параметров таких излучателей. Рассмотрены как объемные конструкции излучателей, так и печатные. К первым относятся всевозможные варианты ТЕМ рупоров: биконический, поликонический, классический ТЕМ рупор, нерегулярный в E плоскости ТЕМ рупор, нерегулярный в H плоскости ТЕМ рупор, нерегулярный в обеих плоскостях ТЕМ рупор, различные

варианты ТЕМ рупора Н- образного сечения (гребневого рупора) и петлевого ТЕМ рупора. Из печатных излучателей рассмотрены: нерегулярные щелевые излучатели, логопериодические излучатели, различные варианты печатных диполей и монополей.

Далее рассмотрены строгие численные и приближенные методы моделирования и оптимизации параметров СШП излучателей и антенных решеток.

Среди строгих численных методов электродинамического моделирования рассмотрены: метод конечных элементов (МКЭ), метод конечных разностей во временной области (МКРВО), решения интегрального уравнения (ИУ) методом Крылова-Боголюбова, метод собственных волн и матриц рассеяния.

К приближенным методам, рассмотренным в первой главе, относятся: приближение длинной линии, метод поперечных сечений, асимптотическая теория дифракции на открытом конце рупора. Приближенные методы используются как для моделирования излучения, так и коэффициента отражения, который в этом случае представлен в виде суммы трех компонент: первая из них описывает вклад в отражение узла возбуждения, вторая – вклад нерегулярной части рупора, а третья – вклад дифракции в апертуре рупора. Данная методика используется далее для предварительной оценки характеристик и оптимизации параметров излучателей.

**Во второй главе** рассмотрены всенаправленные в Н плоскости СШП антенные решетки.

В разделе 2.1 рассмотрены печатные СШП решетки двух и четырех диполей, которые запитываются синфазным делителем на основе двухпроводной симметричной полосковой линии. Проведено исследование и оптимизация параметров решеток с целью реализации максимальной полосы согласования и усиления решеток при минимальной неравномерности диаграммы направленности в магнитной плоскости. Для подтверждения результатов численного эксперимента проведено измерение характеристик экспериментального макета двухэлементной решетки печатных диполей.

В разделе 2.2. проведено исследование и оптимизация параметров двухканального и предложенного в работе трехканального коллинеарного СШП синфазного делителя мощности. Делители обеспечивают равномерное деление мощности и необходимы для построения коллинеарных СШП антенных решеток.

В разделе 2.3 рассмотрены СШП коллинеарные антенные решетки двух цилиндро – конических элементов. Построены электродинамические модели элементов и антенных решеток, проведено исследование и оптимизация их параметров по критерию максимальной полосы согласования и максимального коэффициента усиления (КУ) в полосе согласования. Рассмотрены два типа решеток: симметричные решетки из двух цилиндро – конических элементов для работы вдали от земли и решетки с одним симметричным и одним несимметричным элементов для работы вблизи земли. Земля моделировалась металлическим диском. В качестве проверки численного эксперимента приведены результаты физического эксперимента для двухэлементной решетки симметричных цилиндро – конических элементов.

В разделе 2.4.1, 2.4.2. рассмотрены СШП антенные решетки из двух и трех поликонических элементов, соответственно. Исследованы и оптимизированы по критерию максимальной полосы согласования и максимального усиления в полосе согласования два типа решеток - из симметричных элементов для работы вдали от земли и с одним несимметричным элементом для работы вблизи земли. Показано, что в случае решетки из двух элементов несимметричный элемент увеличивает усиление решетки, а в случае трех элементов влияет только на характеристику согласования.

В разделе 2.5 исследованы возможности реализации сверхдиапазонного режима работы коллинеарной решетки биконических элементов. Рассмотрены характеристики согласования синфазной бесконечной решетки и решеток из трех, шести, девяти и двенадцати элементов. Далее рассматриваются характеристики согласования при сканировании бесконечной, 6-элементной и 9-элементной решетки из 17-омных биконических элементов, которые показали, что 6-элементная

и 9-элементная решетка имеют расширенные по сравнению с бесконечной решеткой полосы согласования. Также проведены исследования характеристик излучения 6-элементной и 9-элементная решетка решеток.

**В третьей главе** исследованы линейные антенные решетки рупоров двух типов.

В разделе 3.1 рассмотрены линейные решетки из биконических элементов в виде вырезки из биконической линии. Рассмотрены решетки из 180 – градусных, 120 – градусных и 90 – градусных вырезов.

В разделе 3.1.1 с использованием методов МКЭ и МКРВО проведены исследования частотных характеристик коэффициента отражения бесконечной решетки, а также шести, девяти и двенадцатиэлементной решетки описанных выше биконических излучателей. Далее с использованием МКЭ и МКРВО проведены исследования характеристик излучения 6-элементных решеток, в том числе диаграмм направленности в двух плоскостях, частотной зависимости коэффициента усиления, отношения уровней излучения вперед- назад.

В разделе 3.2. исследованы линейные решетки ТЕМ рупоров различных типов.

**В четвертой главе** исследованы двумерно - периодические плоские и цилиндрические решетки.

В разделе 4.1 проведено исследование цилиндрических решеток. В результате исследования решетки из 4-х линейных подрешеток 180-градусных биконических элементов показано, что взаимная связь в слабо влияет на характеристики согласования этой цилиндрической решетки (нижняя граница согласования подрешетки становится чуть выше (0.55 ГГц) по сравнению с 0.45 ГГц для 6-элементной синфазной линейной решетки). Характеристики излучения подрешеток в составе этой решетки также практически не меняются. Аналогичная ситуация у цилиндрических решеток из 4-х и 5-и 90-градусных элементов (увеличение нижней частоты согласования). При этом взаимная связь подрешеток в цилиндрической решетки из пяти 90-градусных элементов влияет более сильно и приводит к рассогласованию подрешетки в полосе частот 0.9 – 1.1 ГГц.

В разделе 4.2 проведено исследование плоских решеток. Первый тип – решетка классических ТЕМ рупоров, второй – решетка ТЕМ рупоров с металлизацией части межрупорного пространства.

В разделе 4.2.1 исследованы решетки с использованием МКЭ.

В разделе 4.2.2 с использованием модели бесконечной плоской синфазной решетки из ТЕМ рупоров более детально исследован эффект аномально большого заднего излучения. Рассмотрены решетки из классических ТЕМ рупоров, в том числе с металлизацией пространства между элементами. Задача для бесконечной решетки введением эквивалентных граничных условий сводится к анализу одного периода решетки (канала Флоке), на границах которого установлены электрические и магнитные стенки. На первом этапе эффект изучается путем численного электродинамического моделирования с использованием МКЭ. На втором этапе с использованием интегрального уравнения, методов Бубнова - Галеркина, связанных волн и матриц рассеяния строится численно-аналитическая теория, которая далее используется для исследования возможности уменьшения заднего излучения. На третьем этапе полученные результаты сопоставляются и интерпретируются.

**В Заключении** проведен анализ результатов диссертации в целом и сделаны общие выводы и рекомендации.

#### **ЛИЧНЫЙ ВКЛАД СОИСКАТЕЛЯ**

В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежат: построение электродинамических моделей с использованием программных продуктов на основе прямых численных методов (МКЭ и МКРВО), программная реализация метода Бубнова - Галеркина в среде Матлаб, проведение исследований и оптимизации параметров СШП антенных решеток с использованием численного моделирования, проведение физических экспериментов.

## ГЛАВА 1 . СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ

### 1.1 ОБЗОР СШП ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

В качестве сверхширокополосных (СШП) антенн широко применяются излучатели на основе нерегулярных линий с ТЕМ или квази - ТЕМ рабочей модой. К излучателям линейной поляризации относятся: рупорные антенны, в том числе биконическая антенна (Рис. 1.1а); поликоническая антенна (Рис. 1.1б); классический (регулярный) ТЕМ рупор (Рис. 1.1в); нерегулярные ТЕМ рупоры в Е - плоскости (Рис. 1.1г), в Н - плоскости (Рис. 1.1д), и обеих плоскостях (Рис. 1.1ж); нерегулярные реберные ТЕМ рупоры (с Н - образным сечением Рис. 1.1 з, и); петлевые рупоры (Рис. 1.1к, л), логопериодические антенны (Рис. 1.1м, н), различные варианты щелевых антенн (Рис. 1.1о, п), печатных монополей (рис.1.1р, с) и диполей (Рис. 1.1т - х).

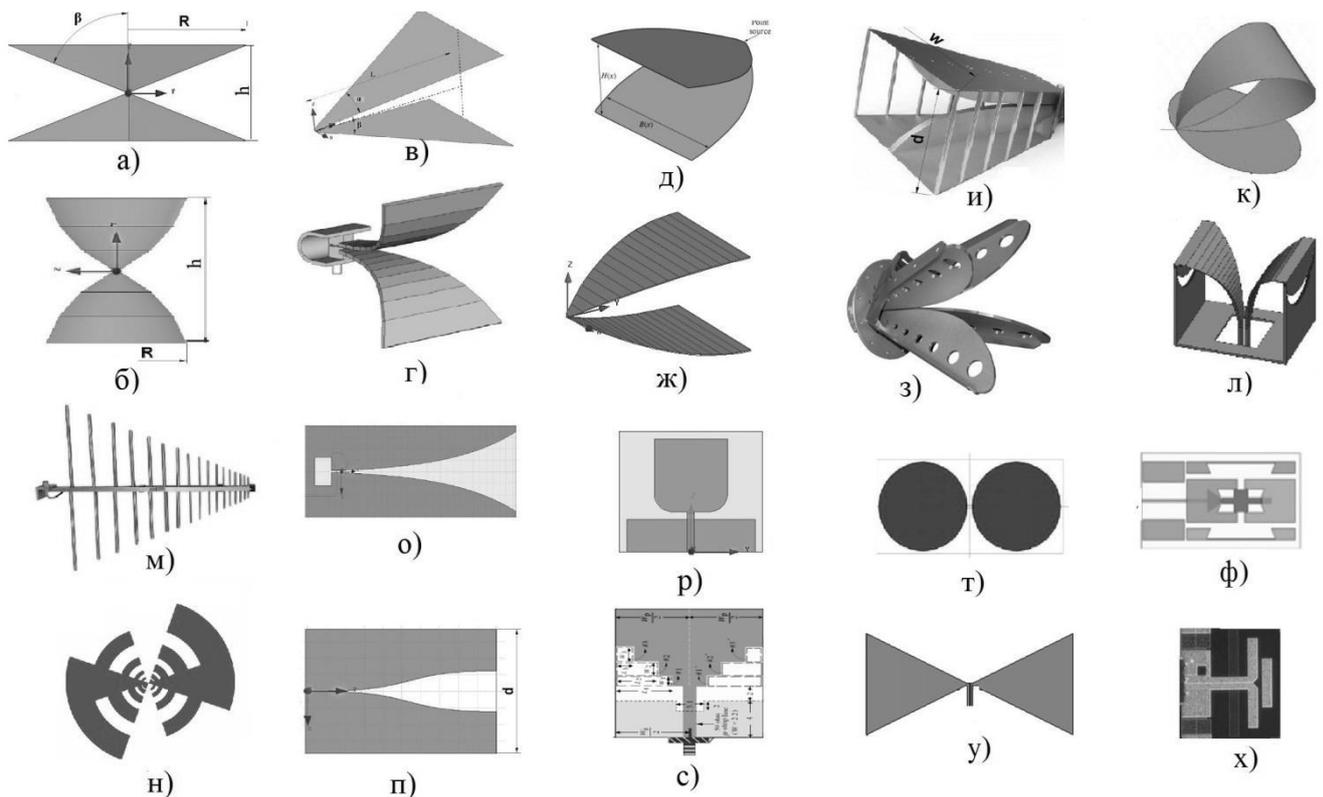


Рис. 1.1. Виды СШП излучателей линейной поляризации

Одним из наиболее широко используемых СШП излучателей линейной поляризации являются биконические (Рис. 1.1а) и диско - конические антенны. В последнем случае один из конусов заменяется металлическом граундом в форме

диска. По этим антеннам опубликовано большое количество литературы (см., например, [10 - 22]). Биконическая антенна характеризуется следующими геометрическими параметрами: угол образующей конуса  $\theta$ , его радиусом  $R$ , и высотой  $h$ . Угол  $\theta$  определяет волновое сопротивление биконической линии, а высота и соответствующий диаметр – нижнюю частоту согласования. Для поликонической антенны [1, 22] образующая является ломаной линией, а угол  $\beta$  является функцией, меняющейся по радиусу. Использование значений соответствующих углов для оптимизации позволило существенно уменьшить диаметр излучателя по сравнению с биконической антенной при сохранении той же полосы частот. Однако высота антенны, что наиболее важно для использования в составе коллинеарной антенной решетки, остается примерно той же.

В работе [13, 14] частотные характеристики согласования и излучения биконических антенн были исследованы с использованием разных численных методов. Показано что для моделирования коэффициента отражения оптимальным является МКЭ, а для вычисления диаграммы направленности – метод интегральных уравнений и асимптотический метод. Для расширения полосы частот биконических антенн используется диэлектрическое заполнение, короткозамыкатели, дополнительные фланцы и цилиндрические насадки [15], [16]. Специальная форма диэлектрической вставки позволяет также улучшить характеристики излучения.

Другим типом излучателя, широко применяемым в качестве СШП антенны, является регулярный ТЕМ рупор [23], главным образом, из-за простоты его конструкции. Геометрия регулярного ТЕМ рупора характеризуется тремя параметрами: углом  $\alpha$  при вершине равнобедренного треугольника, ограничивающего плоскости проводников, углом  $\beta$  между проводниками и длиной  $L$ . В случае нерегулярного ТЕМ рупора углы  $\alpha$  и  $\beta$  являются функциями, зависящими от продольной координаты. На практике используются ТЕМ рупоры нерегулярные в Е-плоскости [24 - 40], нерегулярные в Н-плоскости [38, 42] и нерегулярные в обеих плоскостях [41, 42].

В настоящее время опубликовано большое количество работ, посвященных разработке различных численных и аналитических моделей, описывающих распространение основной волны в нерегулярных полосковых линиях, а также оптимизации на основе разработанных моделей геометрии нерегулярного ТЕМ рупора. Из развитой в работах [14, 24] асимптотической теории СШП рупоров следует, что их согласование определяется, главным образом, электрическим размером апертуры в Е-плоскости. При этом габариты антенны не могут быть менее диаметра сферы Чу (для антенн с полубесконечной полосой равен  $0.18\lambda_m$  [49]), где  $\lambda_m$  – максимальная длина волны в свободном пространстве. Насколько размер антенны близок к этому пределу описывается коэффициентом использования размера (КИР), введенном в работе [24] и равным отношению диаметра сферы Чу к диаметру сферы, описанной вокруг антенны. Верхняя частота согласования антенны определяется, главным образом, узлом возбуждения. К настоящему времени экспериментально реализованы антенны с отношением нижней и верхней частоты более 1:100 [1, 2]. Такие антенны, перекрывающие существенно больше одного диапазона волн (1:10), будем называть сверхдиапазонными.

Численный метод с использованием универсальных методов электродинамического моделирования на стандартных компьютерах [50 -54] широко принимают для исследования и оптимизации параметров нерегулярных ТЕМ рупоров. Численная процедура оптимизации геометрии нерегулярной полосковой линии позволяет получить модель компактного излучателя без большого вложения сил. Недостатки – большие затраты машинного времени при отсутствии уверенности в достижении глобального оптимума.

Наибольшего развития этот подход достиг в работах [37, 38]. Интересный симметричный нерегулярный ТЕМ рупор в Н – плоскости получен в работе [38]. Конструкция такого рупора довольно проста, и КИР достигает к значению 0.64. Недостатком такого рупора являются изрезанные диаграммы направленности, особенно в области высоких частот.

Другой подход к исследованию нерегулярных ТЕМ рупоров является построением аналитической модели нерегулярной полосковой линии, волновое сопротивление которой меняется от узла возбуждения к свободному пространству [24 - 30, 35, 41, 42].

Чаще всего выбирается экспоненциальный закон изменения волнового сопротивления от входного волнового сопротивления  $Z_{вх}$  до выходного волнового сопротивления  $Z_{вых}$ . Входное сопротивление обычно выбирается волновым сопротивлением питающей линии, а выходное – волновому сопротивлению свободного пространства. В этом случае волновое сопротивление от узла возбуждения до апертуры меняется по формуле:

$$Z(x) = Z_{ex} e^{ax} \quad (1.1)$$

где  $a = \frac{1}{L} \ln\left(\frac{Z_{вых}}{Z_{ex}}\right)$ ,  $x = 1 \dots L$ ,  $L$  – длина линии,  $Z_{вых} = 120\pi$  Ом.

Далее волновое сопротивление в каждом сечении нерегулярной линии может вычислить и контролировать, обычно с использованием известного выражения для нахождения волнового сопротивления микрополосковой линии (см., например, [59]):

$$\begin{aligned} Z(x) &= \frac{Z_{вых}}{2\pi} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{1}{8\pi} \left(\frac{w}{2h}\right)^2\right) && \text{когда } w/h < 2 \\ Z(x) &= \frac{Z_{вых}}{(w/4h) + (1/2\pi) \ln(17.08(w/2h + 0.92))} && \text{когда } w/h > 2 \end{aligned} \quad (1.2)$$

где  $h$  – высота сечения,  $w$  – его ширина.

Такой подход использован во многих работах (см. примерно, [2, 29]).

Далее можно отметить, что в работах [25, 27, 28, 30, 31] волновое сопротивление в каждом сечении экспоненциального рупора вычисляется выражением:

$$Z(x) = \frac{h}{w} Z_{вых} \quad (1.3)$$

Полоса согласования таких рупоров более 1:10.

В предлагаемой численно-аналитической модели ТЕМ рупора коэффициент отражения  $R$  представлен в виде суммы трех компонент: первая из них описывает вклад в отражение узла возбуждения, вторая – вклад нерегулярной части рупора, а третья – вклад апертуры рупора. Предлагаем, что ТЕМ рупор идеально согласован с линией питания, и отражение нерегулярной части равно нулю. Тогда коэффициент отражения рупора описывает рассеяние волны на открытом конце рупора. Как показано в работе [24], для оценки нижней границы частот согласования для регулярного и нерегулярного ТЕМ рупоров можно использовать асимптотическую теорию отражения от конца двумерного рупора, развитую в работе [36]. Выражение для коэффициента отражения может быть представлено в следующем виде:

$$R_3 = \frac{1}{2ka\beta} \exp(i\frac{\pi}{2} + 2ika) g(0,0,c) \quad (1.4)$$

где  $k$  – волновое число в пространстве;  $g(0,0,c) = -1$  – дифракционный коэффициент, описывающий решение задачи дифракции плоской волны на полуплоскости;  $\beta$  – угол образующей касательными линиями от конца рупора (см. Рис. 1.2).

Формула (1.4) хорошо описывается коэффициент отражения нерегулярных ТЕМ рупоров по уровню -10 дБ.

ТЕМ рупоры, в том числе нерегулярные, исследовались, главным образом, с точки зрения согласования [23- 49]. Кроме того, следует отметить, что среди нерегулярных ТЕМ рупоров исследовались, главным образом, рупоры с переменным волновым сопротивлением. Характеристики излучения ТЕМ рупоров исследованы значительно меньше [2, 25, 27 - 31, 39]. При этом показано, что эти характеристики и, в частности, коэффициент усиления, немонотонно зависят от частоты. В нескольких работах с целью уменьшения размеров и стабилизации диаграммы направленности в широкой полосе частот, такие рупоры были модифицированы путем добавления эллиптического отражателя [27] или металлической пластиной [30].

Нерегулярные в  $H$  – плоскости в работах [38, 41, 42], (см. Рис. 1.1д) ТЕМ рупоры согласованы в полосе частот более 1:10. Следует отметить, что ТЕМ рупор

исследованный в [42] является одной из немногих работ, в которой проведена модификация геометрии ТЕМ рупора с целью стабилизации формы диаграммы направленности в рабочей полосе частот.

В работе [4] была исследована рупорно–линзовая антенна на основе регулярного металлодиэлектрического ТЕМ рупора. Эта антенна обладают монотонно возрастающим с увеличением частоты коэффициентом усиления (КУ) и высоким коэффициентом использования поверхности (КИП). Однако наличие диэлектрического заполнения и выполнение выходной поверхности в форме линзы приводит к усложнению конструкции рупора и увеличению его веса.

На практике широко используются нерегулярные ТЕМ рупоры с Н - образным сечением с [43- 48]. Полоса согласования таких рупоров около 1:10.

Наиболее близкими к ТЕМ рупорам по своим параметрам из СШП антенн с квази – ТЕМ модой на основе печатных технологий являются щелевые антенны и, в частности, антенна Вивальди (Рис. 1.1о, р). Антенна Вивальди предложена в работе [61]. Она представляет собой простую конструкцию в виде двух печатных проводников на диэлектрической подложке, между которыми имеется расширяющаяся щель. Используются также антиподы нерегулярных щелевых антенн [62 - 65]. Форма щели обычно описываются экспоненциальной или эллиптической функцией [61 - 65, 104 - 110].

$$w = c_1 e^{Rx} + c_2 \quad (1.5)$$

где  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $R$  – параметры,  $w$  – ширина щели,  $x$  – продольная координата.

Скорость расширения щели в антеннах Вивальди возрастает к ее концу. В работах [66, 67] скорость расширения щели к концу уменьшается. Профиль щели при этом описывается функцией Ферми-Дирака вида:

$$W = \frac{A}{1 + e^{-B(x-L)+C}} \quad (1.6)$$

где  $A$ ,  $B$ ,  $C$  - параметры аналитической зависимости,  $L$  – длина антенны. В качестве выбора параметров, удобно выбрать  $C$ , тогда оставшиеся два коэффициента определяются из соотношений:

$$A = W_{out}(1 + e^C), \quad B = \frac{1}{L} \left\{ \ln \left( \frac{W_{out}}{W_{in}} (1 + e^C) - 1 \right) - C \right\} \quad (1.7)$$

Питание щелевых антенн обычно осуществляются коаксиальным кабелем или микрополосковой линией через специальный переход [68, 69]

Печатные диполи и монополи также имеют разнообразные формы металлизации: ступенчатая [70], круглая [71, 74] эллиптическая [72] и др. Эти СШП антенны в первую очередь предназначены для формирования всенаправленных диаграмм направленности [70 - 75]. В работах [70, 71] исследованы монополи, которые согласованы в полосе более 95%. Исследованный в [70] монополь имеет высокий коэффициент усиления на верхних частотах (до 5.85 дБ), но большую неравномерность диаграммы направленности в Н – плоскости (более 3 дБ). Монополь, исследованный в работе [71], имеет меньшую неравномерность усиления, но величина коэффициента усиления существенно ниже (1 – 3 дБ). Исследованный в работе [73] печатный диполь согласован в полосе частот 47%, имеет коэффициент усиления (1 – 2.2 дБ), и неравномерность диаграммы в Н – плоскости более 2.0 дБ. Печатный диполь в [74] имеет полосу рабочих частот более 95%, коэффициент усиления 2.2 – 3.8 дБ при большой неравномерности диаграммы направленности в Н плоскости (более 3 дБ). Печатный диполь с пассивными элементами, исследованный в работе [75] имеет неравномерность диаграммы направленности в Н – плоскости менее 2.2 дБ, полосу согласования более 90% и коэффициент усиления 1.9 – 3.4 дБ.

Следует отметить, что чем шире полоса частот, тем меньше КУ печатных монополей и диполей и выше уровень неравномерности диаграммы направленности, особенно на высоких частотах.

## 1.2 ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СОГЛАСОВАНИЯ И ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕМ РУПОРОВ

### 1.2.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ ТЕМ РУПОРОВ

Ниже проводится исследование характеристик согласования как широко известных типов ТЕМ рупоров, в которых углы  $\alpha$  и  $\beta$  являются постоянными или монотонно возрастающими функциями продольной координат, которые будем называть нерегулярными ТЕМ рупорами 1-го типа (см. Рис. 1.2), так и нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа (см. Рис. 1.3), в которых углы  $\alpha$  и  $\beta$  являются монотонно уменьшающимися функциям продольной координаты.

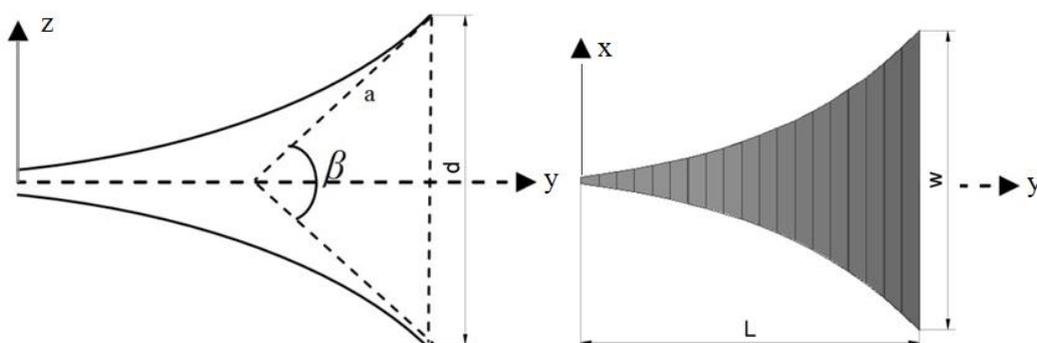


Рис. 1.2. Нерегулярные ТЕМ рупоры 1-го типа

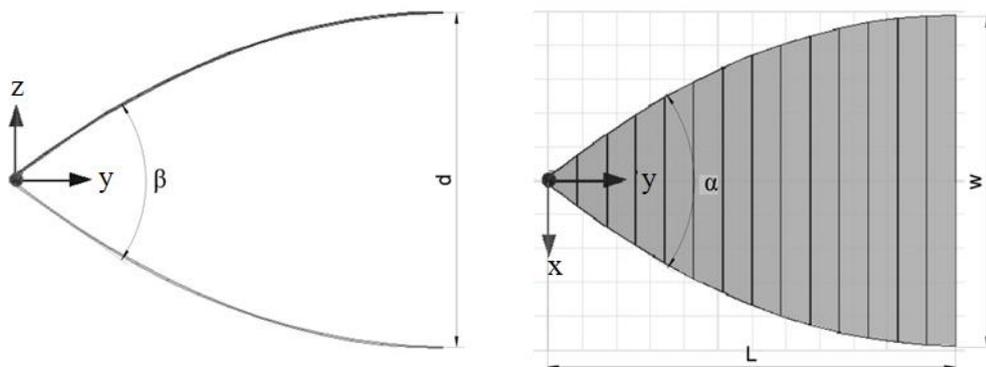


Рис. 1.3. Нерегулярные ТЕМ рупоры 2-го типа

Для исследования характеристик согласования и излучения геометрия всех ТЕМ рупоров была выбрана таким образом, чтобы импеданс  $Z = 150$  Ом оставался постоянным в любом сечении рупора. Это достигается за счет выбора примерно одинаковых значений локальных значений углов  $\alpha$  и  $\beta$  в каждом сечении, в результате чего обеспечивается квадратная выходная апертура. Длины рупоров  $L$  и

начальные углы подбирались таким образом, чтобы размеры апертуры были примерно равны 100 x 100 мм. Углы регулярного ТЕМ рупора при этом составили:  $\alpha_1 = 70^\circ$ ,  $\beta_1 = 62^\circ$ , длина  $L = 70$  мм.

В работе рассматриваются два варианта изменения ширины рупора: с экспоненциальной и квадратичной формой образующей.

- Для ТЕМ рупора с экспоненциальной образующей, где зависимость ширины и расстояния между пластинами рупора от продольной координаты:

$$\begin{aligned} x &= a_0 \cdot \exp(a_1 \cdot y) \\ z &= h_0 \cdot \exp(b_1 \cdot y) \end{aligned} \quad (1.8)$$

где  $a_0 = 2.6$  мм – ширина, и  $h_0 = 1$  мм – расстояние между пластинами рупора в узле возбуждения,  $a_1 = 1/L \cdot \ln(w/a_0)$ , и  $b_1 = 1/L \cdot \ln(d/h_0)$ ,  $w$  и  $d$  – размер апертуры рупора (Рис. 1.2),  $L$  – длина рупора по продольной координате.

- Для ТЕМ рупора с квадратичной образующей:

$$\begin{aligned} x &= -\frac{a_2}{2L}(y-L)^2 + a_2(y-L) + a_0 \\ z &= -\frac{b_2}{2L}(y-L)^2 + b_2(y-L) + h_0 \end{aligned} \quad (1.9)$$

где  $a_2 = \operatorname{tg}(\alpha_2/2)$  и  $b_2 = \operatorname{tg}(\beta_2/2)$ , начальные углы в узле возбуждения  $\alpha_2 = 77^\circ$ ,  $\beta_2 = 70^\circ$ .

Для нерегулярных ТЕМ рупоров второго типа - с монотонно уменьшающимися величинами углами  $\alpha$  и  $\beta$  (см. Рис. 1.3) форма образующих описывается выражениями:

- Для ТЕМ рупора с экспоненциальной образующей:

$$\begin{aligned} x &= w - a_0 \cdot \exp(a_1(L-y)) + a_0 \\ z &= d - h_0 \cdot \exp(b_1(L-y)) + h_0 \end{aligned} \quad (1.10)$$

- Для ТЕМ рупора с квадратичной образующей:

$$\begin{aligned} x &= -\frac{a_2}{2L}y^2 + a_2y + a_0 \\ z &= -\frac{b_2}{2L}y^2 + b_2y + h_0 \end{aligned} \quad (1.11)$$

На Рис. 1.4 представлены зависимости коэффициента отражения от частоты регулярного ТЕМ рупора разной длины  $L = 70$  мм (сплошная кривая),  $L = 100$  мм (пунктирная), вычисленные с использованием асимптотической формулы (1.4), а также для  $L = 70$  мм (штриховая) и  $L = 100$  мм (пунктирно – штриховая) с использованием МКЭ. В качестве питающей линии здесь и использована двухпроводная симметричная полосковая линия с импедансом 150 Ом.

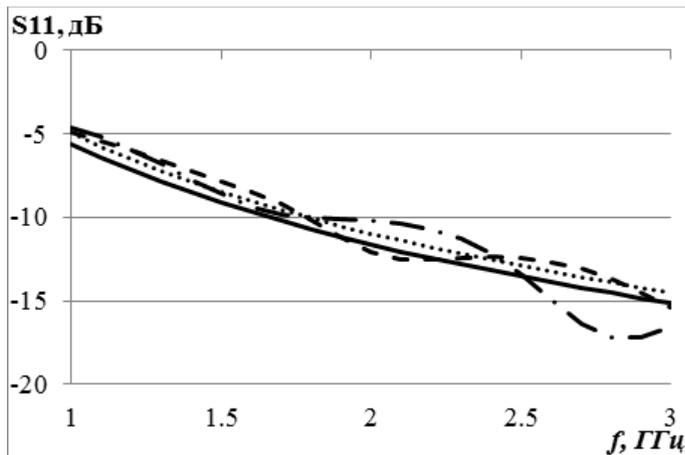


Рис. 1.4. Зависимость коэффициента отражения регулярного ТЕМ рупора от частоты

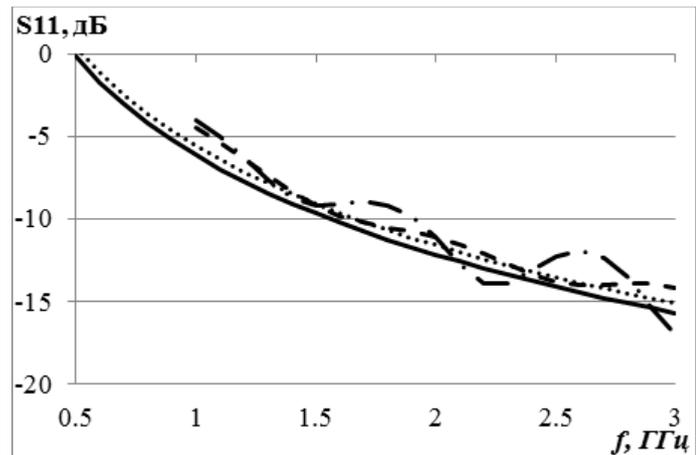


Рис. 1.5. Зависимость коэффициента отражения нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с экспоненциальной образующей от частоты

Как видно на Рис. 1.4 асимптотическая формула неплохо предсказывает нижнюю частоту согласования рупора (по уровню -10 дБ).

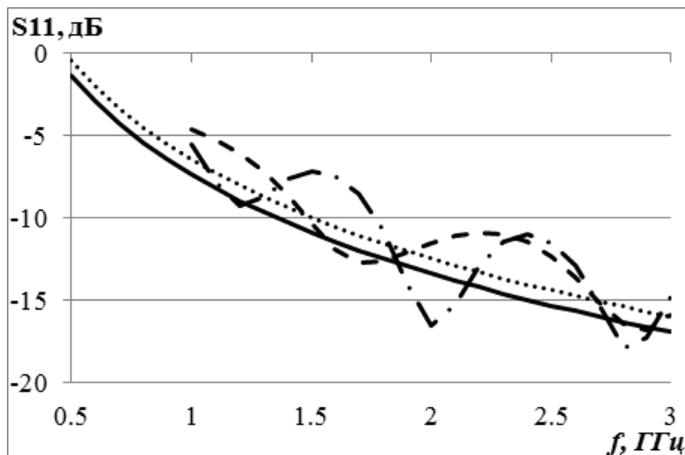


Рис. 1.6. Зависимость коэффициента отражения нерегулярного ТЕМ рупора 1-

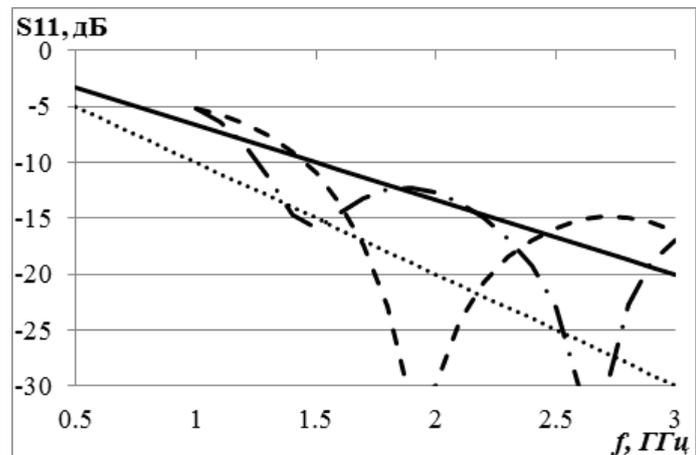


Рис. 1.7. Зависимость коэффициента отражения нерегулярного ТЕМ рупора 2-

го типа с квадратичной образующей от частоты      го типа с экспоненциальной образующей от частоты

Для нерегулярных ТЕМ рупоров 1-го типа зависимости коэффициента отражения от частоты представлены на Рис. 1.5 и Рис. 1.6, соответственно, для рупора с экспоненциальной и квадратичной образующей. Сплошными и пунктирными показаны, соответственно, результаты для рупора с длиной  $L = 110$  мм и 165 мм, полученные с использованием асимптотической формулы (1.4), штриховыми и пунктирно – штриховыми приведены результаты, соответственно для  $L = 110$  мм и 165 мм, с использованием МКЭ.

Как видно на Рис. 1.5 и Рис. 1.6, асимптотическая формула неплохо предсказывает нижнюю частоту согласования нерегулярных ТЕМ рупоров 1-го типа (по уровню -10 дБ).

На Рис. 1.7 представлены зависимости коэффициента отражения от частоты нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с экспоненциальной образующей разной длины  $L = 73$  мм (сплошная),  $L = 110$  мм (пунктирная), вычисленные с использованием формулы (1.4) также для длины рупора  $L = 87$  мм (штриховая),  $L = 130$  мм (пунктирно - штриховая), вычисленные с использованием МКЭ. На Рис. 1.7 видно, что формула (1.4) хорошо предсказывает нижнюю границу согласования для короткого рупора.

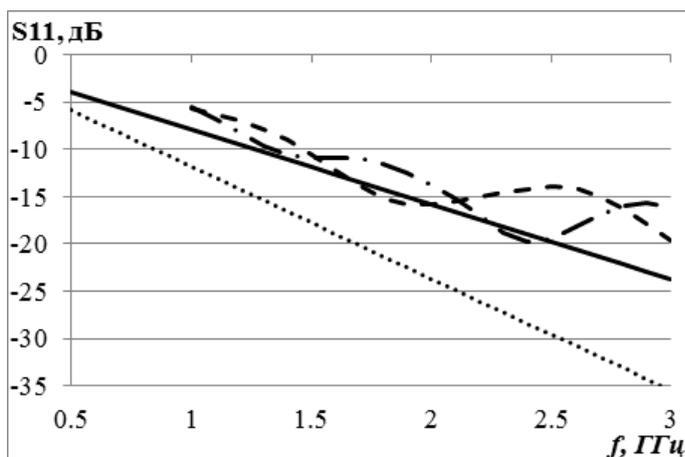


Рис. 1.8. Зависимость коэффициента отражения нерегулярного ТЕМ рупора 2-

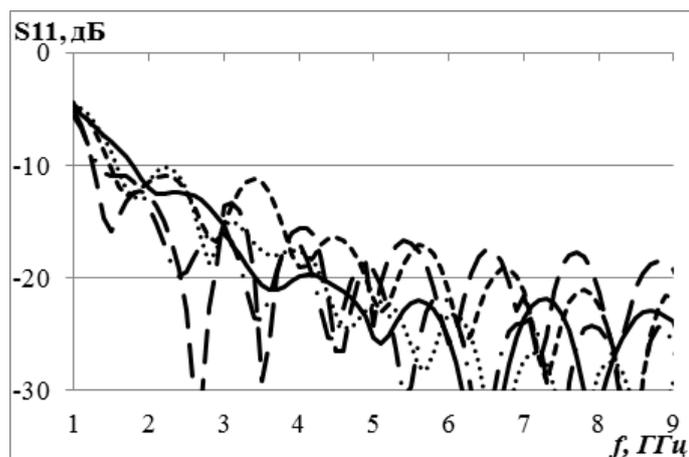


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента отражения ТЕМ рупоров от частот

го типа с квадратичной образующей от  
частоты

На Рис. 1.8 представлены зависимости коэффициента отражения от частоты нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с квадратичной образующей разной длины  $L = 87$  мм (сплошная),  $L = 130$  мм (пунктирная), вычисленные с использованием формулы (1.4), также для длины рупора  $L = 87$  мм (штриховая),  $L = 130$  мм (пунктирно - штриховая), вычисленные с использованием МКЭ. Как и в предыдущем случае, формула (1.4) хорошо предсказывает нижнюю границу согласования только для короткого рупора.

На Рис. 1.9 представлены расчетные зависимости коэффициента отражения ТЕМ рупоров от частоты методом МКЭ: для регулярного ТЕМ рупора (сплошная) – длина 70 мм, углы  $\alpha = 70^\circ$  и  $\beta = 62^\circ$ ; для нерегулярных ТЕМ рупоров 1-го типа с экспоненциальной образующей (пунктирная) и с квадратичной образующей (штриховая) – длины 110 мм, углы  $\alpha = 77^\circ$  и  $\beta = 70^\circ$ ; для нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с экспоненциальной образующей (длинная штриховая) – длина 110 мм, углы  $\alpha = 77^\circ$  и  $\beta = 70^\circ$ ; с квадратичной образующей (пунктирно - штриховая) – длина 130 мм, углы  $\alpha = 77^\circ$  и  $\beta = 70^\circ$ .

На Рис. 1.9 видно, что нижняя граница согласования у нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа - 1.3 ГГц; у нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с квадратичной образующей - 1.5 ГГц; у нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с экспоненциальной образующей - 1.6 ГГц; у нерегулярного ТЕМ рупора – 1.8 ГГц.

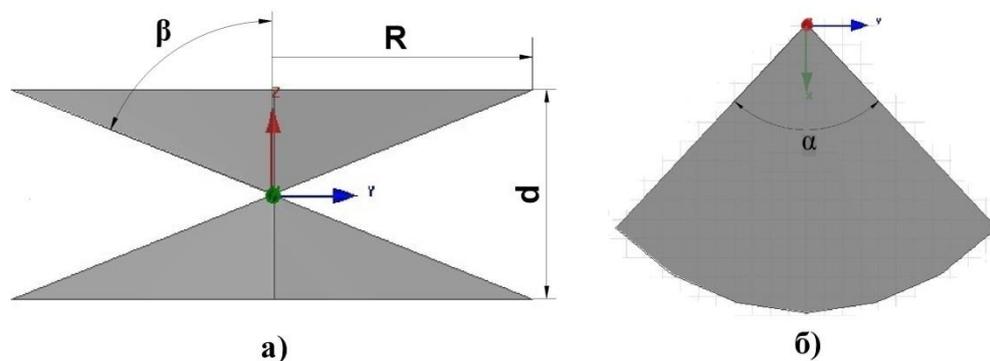


Рис. 1.10. Вырезка из биконической антенны: вид по бокам (а), и вид сверху (б)

Дальше проведем исследование и сравнение характеристики согласования различных ТЕМ рупоров от величины отношения  $d/\lambda$ , где  $d$  – размер апертуры в  $E$  – плоскости,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве. Рассмотрим биконический рупор [14], поликонический [1], нерегулярный ТЕМ рупор 1-го с квадратической образующей (см. Рис. 1.2), щелевой рупор [67] (см. Рис. 1.1п), нерегулярный рупор  $H$  - образного сечения [48] (см. Рис. 1.1и) и 90-градусная вырезка из биконической линии (см. Рис. 1.10). Выберем входное сопротивление биконического, поликонического, щелевого рупора и рупора с  $H$ -образным сечением равным 50 Ом; 90-градусной вырезки из биконической линии – 100 Ом; нерегулярного ТЕМ рупора – 150 Ом. Такой выбор обеспечивает примерно одинаковые значения отношений размера апертуры в  $E$  – плоскости к длине антенн. На Рис. 1.11 кривой 1 показана вычисленная методом МКЭ зависимость коэффициента отражения биконического излучателя от величины  $d/\lambda$ ; кривой 2 – поликонического излучателя; кривой 3 – 90-градусной вырезки; кривой 4 – нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с квадратической образующей; кривой 5 – щелевого рупора из работы [67]; кривой 6 – нерегулярного рупора с  $H$  – образным сечением [48].

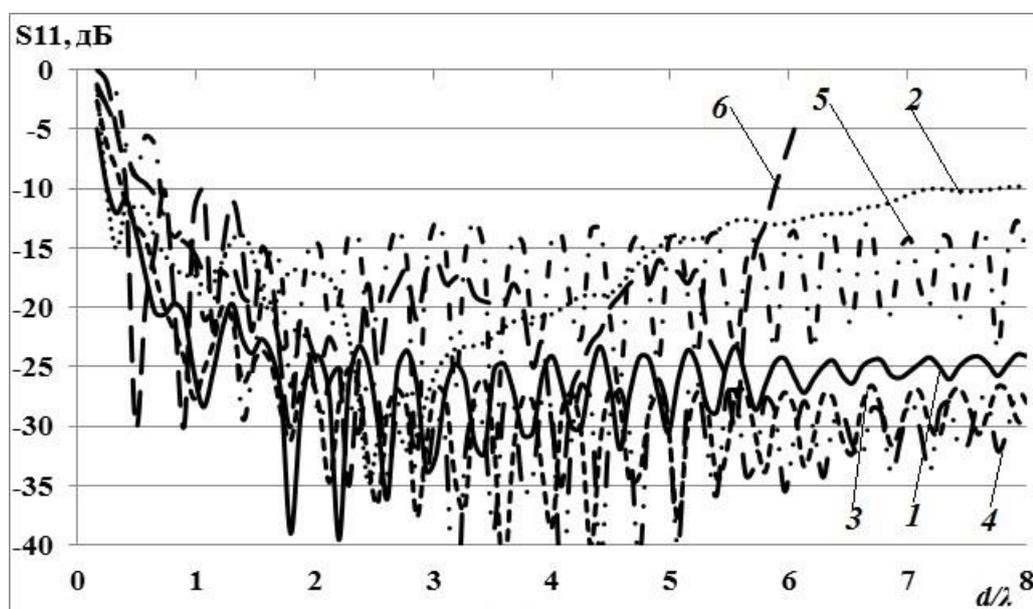


Рис. 1.11. Зависимости коэффициентов отражения излучателей от  $d/\lambda$

Коэффициенты использования размера (КИР), равные отношению диаметра сферы Чу [49] к диаметру сферы, описанной вокруг антенны, для исследуемых излучателей и отношение  $d/\lambda$  показаны в таблице 1.

Как видно на Рис. 1.11 наименьшей частотой согласованием обладают биконическая и поликоническая антенны (электрический размер  $d/\lambda = 0.245$ ), однако с увеличением частоты согласование поликонической антенны ухудшается. При этом КИР поликонической антенны существенно больший из-за ее малого диаметра (см. таблицу 1.1). Наихудшие характеристики согласования - у щелевого рупора и с Н – образным сечением. Отметим, что КИР нерегулярного ТЕМ рупора можно существенно повысить, изменяя форму стенок [34, 37, 40].

Известные результаты исследования согласования СШП излучателей и полученные выше сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Сравнение характеристик согласования СШП излучателей

<b>№</b>	<b>Авторы</b>	<b>Год</b>	<b>Эксперимент</b>	<b>Полоса согласования (ГГц)</b>	<b><math>d/\lambda_{\max}^*</math></b>	<b>КИР</b>
1	Богатых Н.А. Калошин В.А [40]	2015	-	0.26 – 5.2	0.26	0.7
2	Zaker R., Abdipour A. [70]	2010	+	3.9 - 21.4	0.14	0.68
3	Богатых Н.А. [38]	2015	-	0.282 - 4.5	0.28	0.67
4	Mehrdadian A., Ferooraghi K. [2]	2014	+	0.18 - 30	0.18	0.63
5	Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. [1]	2011	+	0.15 - 20	0.26	0.59
6	Zhang Z.Y., Yang X.,	2014	+	0.89 - 2.39	0.2	0.43

	Zuo S.L., Fu G. [75]					
7	Ott T., Eibert T.F. [16]	2010	+	0.433 - 22	0.3	0.42
8	Oloumi D. Mousavi P. Pettersson M.I. Elliott D.G. [30]	2013	+	1.4 - 11	0.36	0.3
9	R. Mallahzadeh., F. Karshenas [27]	2009	+	1.45 - 14.2	0.38	0.28
10	Бобрешов А.М. Мещеряков И.И. Усков Г.К. [42]	2013	-	0.87 - 7.5	0.38	0.28
11	Калошин В.А., Нгуен К.З., Нгуен Н.Ш. [39]	2015	-	1.3 -9	0.43	0.27
12	Amjadi H., Hamedani F.T. [45]	2011	-	2 - 18	0.33	0.26
13	Nassar I.T., Weller T.M. [62]	2015	+	2 -32	0.44	0.18
14	Amert A.K., Whites K.W. [15]	2009	+	3.1 - 11	0.16	0.17
15	Moosazadeh M., Kharkovsky S. [64]	2015	+	3.4 - 40	0.45	0.16
16	Виленский А.Р., Чернышев С.Л. [67]	2015	-	1.5-15	0.75	0.16
17	De Oliveira A.M., Perotoni M.B., Kofuji S.T., Justo J.F. [63]	2015	+	5.08 - 16	0.61	0.15

18	Bassam S., Rashed-Mohassel J. [26]	2006	+	0.45 - 5	0.75	0.13
----	------------------------------------	------	---	----------	------	------

\*  $d$  – размер в  $E$  – плоскости (для рупоров) или ширина (для печатных антенн)  
 $\lambda_{\max}$  – длина волны на нижней границы согласования

### 1.2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕМ РУПОРОВ

На рисунках Рис. 1.12 - Рис. 1.16 приведены результаты моделирования диаграмм направленности ТЕМ рупоров с использованием МКЭ в  $E$  – плоскости (кривые 1) и в  $H$  – плоскости (кривые 2) на трех частотах: 3 ГГц (а), 5 ГГц (б) и 7 ГГц (в) для исследованных ТЕМ рупоров.

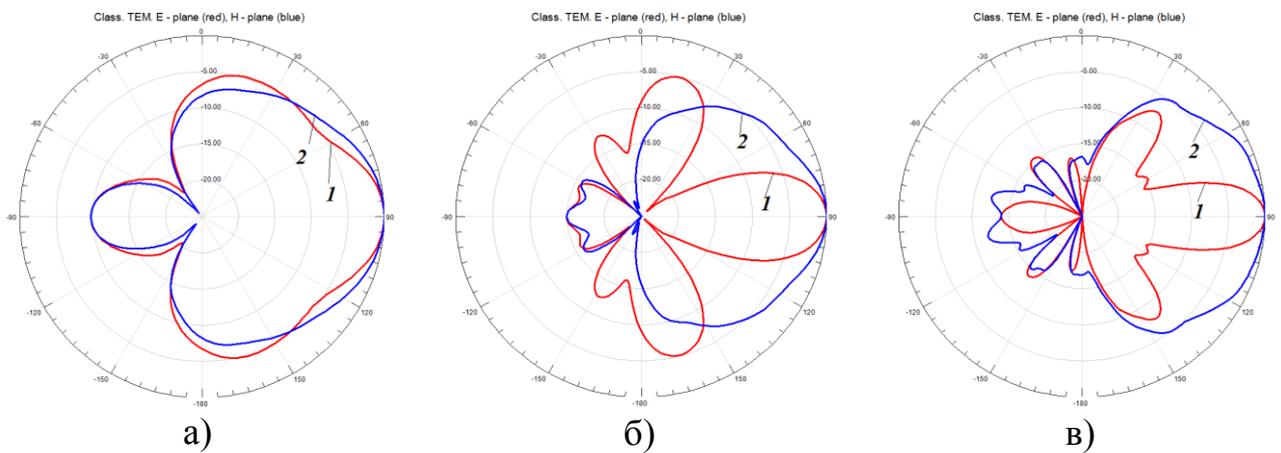


Рис. 1.12. Диаграммы направленности регулярного ТЕМ рупора

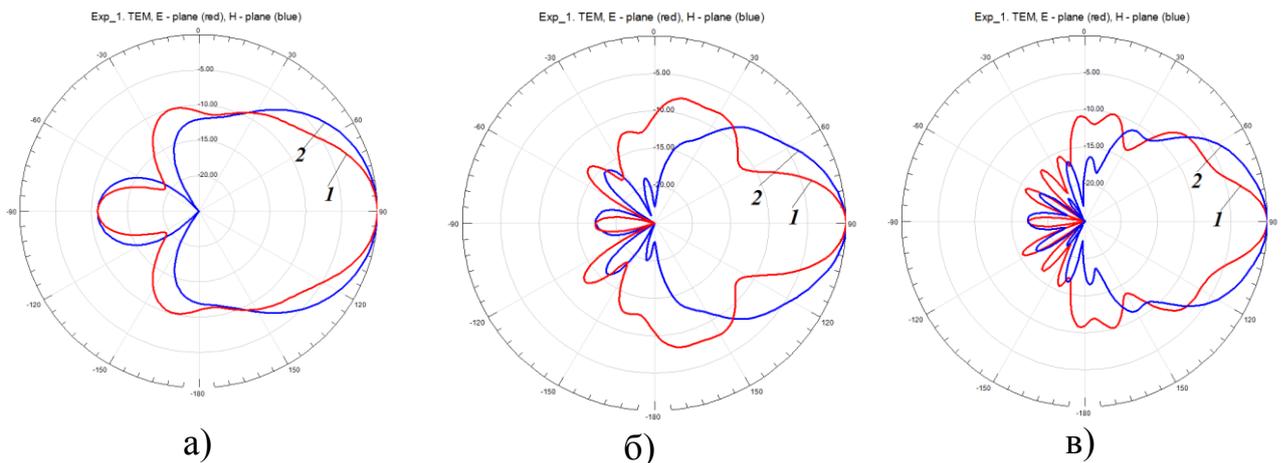


Рис. 1.13. Диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с экспоненциальной образующей

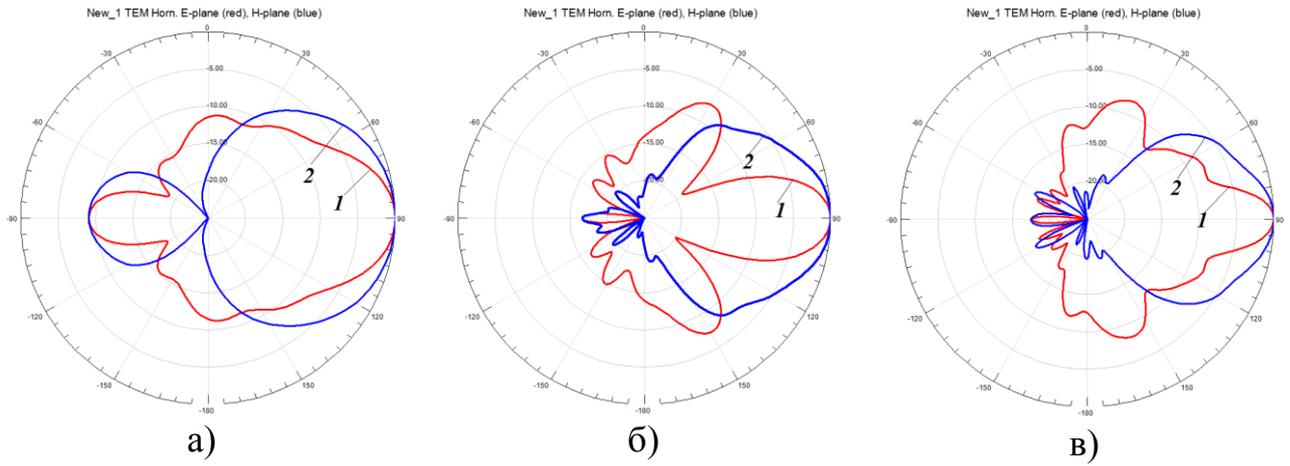


Рис. 1.14. Диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с квадратичной образующей

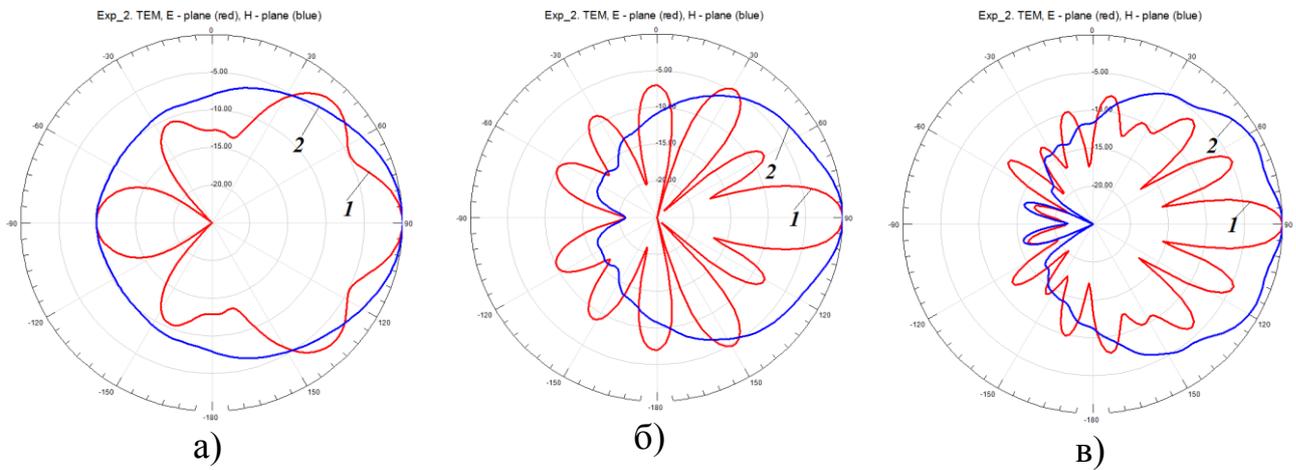


Рис. 1.15. Диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с экспоненциальной образующей

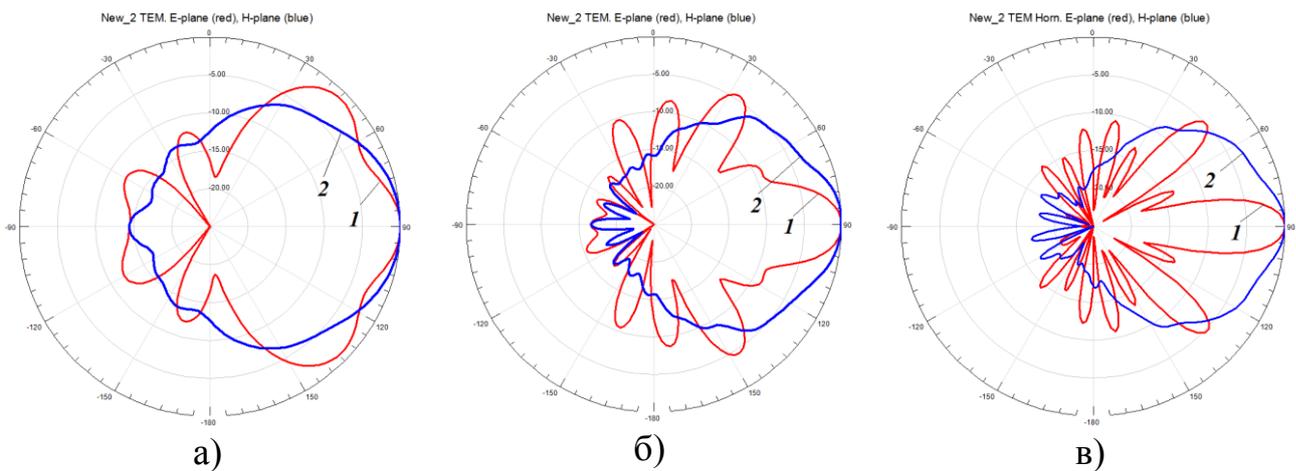


Рис. 1.16. Диаграммы направленности нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с квадратичной образующей

На рисунках Рис. 1.12 - Рис. 1.16, видно, что наиболее изрезанными являются диаграммы направленности ТЕМ рупоров в Е- плоскости. При этом максимальная изрезанность наблюдается у нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа, а минимальная у нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с экспоненциальной образующей.

На Рис. 1.17 проведены диаграммы направленности излучателей при  $d/\lambda = 7$  в двух плоскостях, рассчитанные методом МКЭ для биконической антенны (кривая 1); поликонической (кривая 2); 90-градусной вырезки (кривая 3); нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с квадратичной образующей (кривая 4); щелевого рупора (кривая 5).

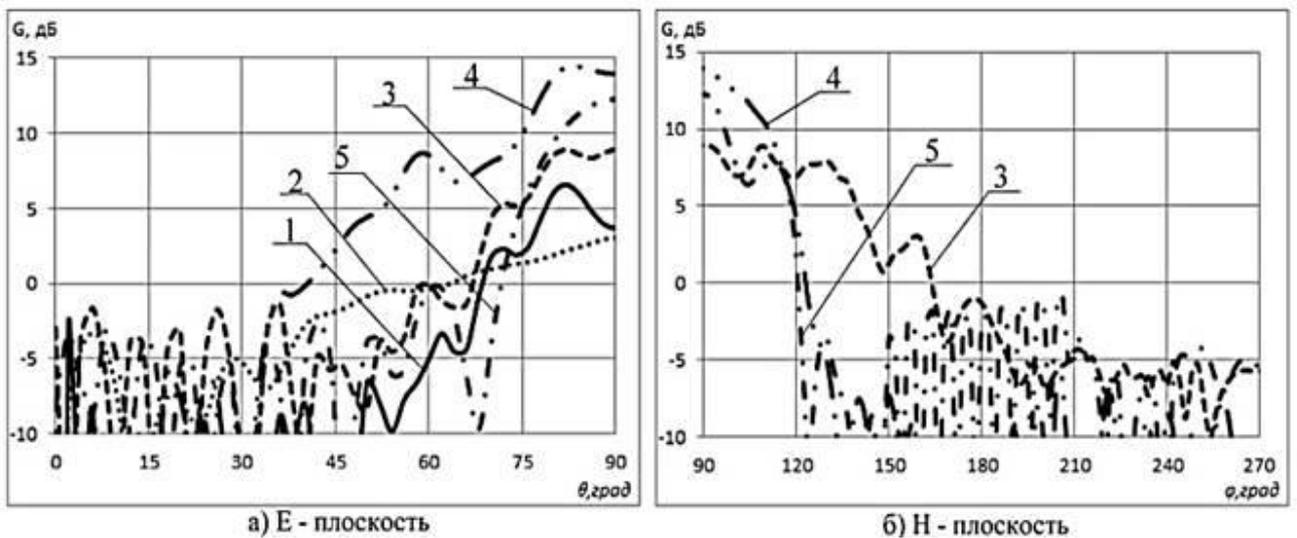


Рис. 1.17. Диаграммы направленности излучателей в двух плоскостях

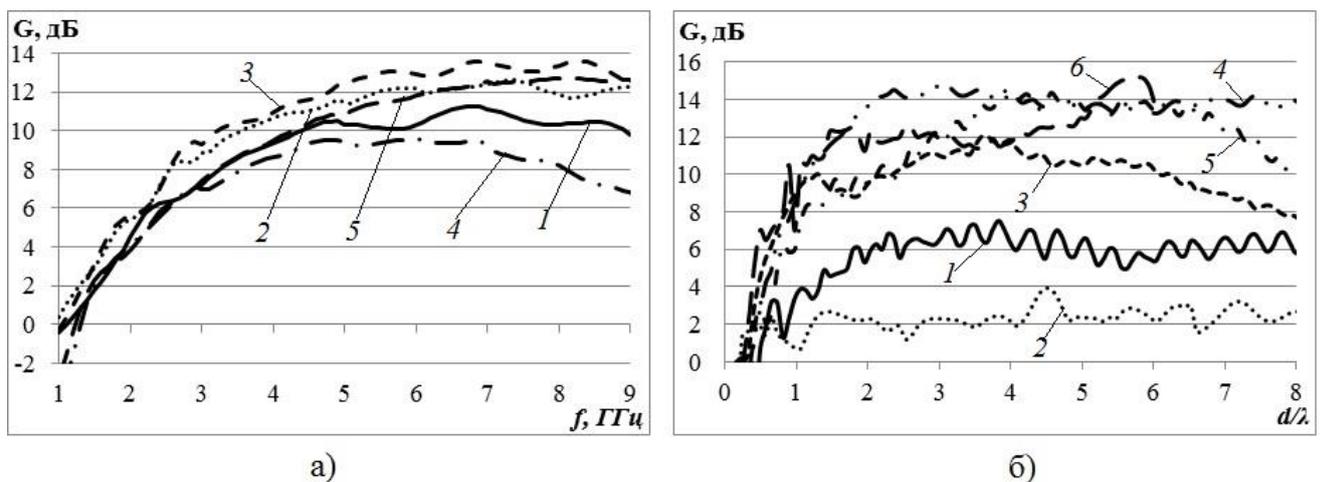


Рис. 1.18. Зависимость коэффициенты усиления излучателей от частоты

На Рис. 1.18а кривой 1 показана рассчитанная методом МКЭ зависимость коэффициента усиления от частоты регулярного ТЕМ рупора, кривой 2 - нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с экспоненциальной образующей, кривой 3 - нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с квадратичной образующей, кривой 4 - нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с экспоненциальной образующей, кривой 5 - нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с квадратичной образующей.

Как и в случае классических рупоров, коэффициенты усиления ТЕМ рупоров на низких частотах с ростом частоты растут, достигают максимума и затем убывают. При этом максимальные коэффициенты усиления обеспечивают нерегулярные ТЕМ рупоры 1-го типа. На высоких частотах близкие результаты у рупора 2-го типа с квадратичной образующей, минимальное усиление – у нерегулярного ТЕМ рупора 2-го типа с экспоненциальной образующей.

На Рис. 1.18б кривой 1 показана рассчитанная методом МКЭ зависимость коэффициента усиления от частоты биконической антенны, кривой 2 - поликонической, кривой 3 - 90-градусной вырезки, кривой 4 - нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа с квадратичной образующей, кривой 5 - щелевого рупора, кривой 6 – нерегулярного рупора с Н – образным сечением.

На Рис. 1.18б можно отметить, что при возрастании электрического размера апертуры усиление сначала растет, а затем или падает (кривые 3, 5, 6), или стабилизируется (кривые 1, 2, 4). При этом наиболее высоким и стабильным усилением обладает ТЕМ рупор 1-го типа с квадратичной образующей (кривая 4), что объясняется стабильной формой его диаграммы направленности при достаточном низком уровне боковых лепестков (см. Рис. 1.14 и Рис. 1.17). У щелевого рупора (кривая 5) усиление на высоких частотах падает из-за роста боковых лепестков, а у рупора Н - образного сечения - из-за возрастания коэффициента отражения (см. Рис. 1.11). Биконическая и поликоническая антенны (кривые 1, 2) имеют малое усиление, в первую очередь, из-за всенаправленной диаграммы направленности в Н – плоскости. Усиление 90-градусной вырезки

(кривая 3) падает из-за расширения диаграммы направленности на высоких частотах.

## ВЫВОДЫ

Несмотря на постоянство локального импеданса исследованных ТЕМ рупоров (150 Ом), они не обладают улучшенным согласованием по отношению к ТЕМ рупорам с переменным импедансом и входным импедансом 50 ом. Более того, величина КИР исследованных рупоров в 2-3 раза меньше по сравнению с оптимизированными рупорами с переменным импедансом.

Приближенные аналитические формулы позволяют оценить нижнюю границу согласования рупоров различного типа по уровню -10 дБ. Наиболее точной получается такая оценка для коротких рупоров. Последнее можно объяснить меньшим влиянием на коэффициент отражения вытекающего характера рупорной моды.

Все исследованные рупора обладают изрезанной формой диаграммы направленности на высоких частотах. При этом минимальной изрезанностью обладает диаграмма направленности нерегулярного ТЕМ рупор 1-го типа с экспоненциальной образующей.

Максимальное усиление и, соответственно, КИП имеет нерегулярный ТЕМ рупор 1-го типа с квадратичной образующей, близкие к нему результаты - нерегулярный ТЕМ рупор 1-го типа с экспоненциальной образующей и рупор 2-го типа с квадратичной образующей. Минимальное усиление – у поликонического и биконического излучателя.

Все исследованные рупорные антенны позволяют обеспечить сверхдиапазонный режим работы при усилении от 2 до 15 дБ.

Материалы, изложенные в данной главе, доложены на 26-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2016), и опубликованы в трудах этой конференции в работе [95], а так же в статье [39].

## ГЛАВА 2 . РЕШЕТКИ ВСЕНАПРАВЛЕННЫЕ В МАГНИТНОЙ ПЛОСКОСТИ

Для формирования всенаправленной диаграммы направленности в магнитной плоскости в широкой полосе частот используют осесимметричные монополи и диполи, в том числе биконические [1- 15, 17 - 19], цилиндро – биконические [16], диско – конические [20, 21], поликонические и диско – поликонические излучатели [1, 22]. В силу осевой симметрии такие излучатели имеют всенаправленную в магнитной плоскости диаграмму направленности и могут обеспечить согласование в широкой полосе частот. Недостаток - низкий КУ в полосе частот. Для реализации более высокого КУ используются коллинеарные антенные решетки из таких элементов.

Решетки из диско – конических и биконического элементов были исследованы в работах [76 – 82]. Они обеспечивают всенаправленную диаграмму направленности в магнитной плоскости в широкой полосе частот. Для питания решетки используются коаксиальный кабель и делитель мощности на его основе с параллельным питанием [76, 77, 79], с параллельно – последовательным питанием [78], или с последовательным питанием [81, 81].

В решетке [76] (см. Рис. 2.1) каждый элемент соединяется с питающим кабелем, закручивающимся в спиральной форму. Из-за влияния кабеля появляется неравномерность диаграммы направленности в Н – плоскости - 1 дБ. Решетка [77] работает в полосе частот более 1:10 с коэффициентом усиления от 1 до 6 дБ. Недостаток решетки: нестабильный КУ в полосе частот. Биконическая решетка в работе [78] (см. Рис. 2.2) согласована в узкой полосе частот: от 5.2 до 5.9 ГГц. Двухэлементная решетка обеспечивает КУ от 3 до 6 дБ, а четырехэлементная решетка: 7.5 – 10 дБ. Недостатки решетки: узкая рабочая полоса, неравномерность диаграммы направленности в Н – плоскости более 1 дБ.

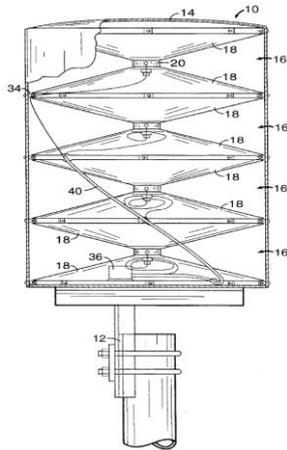


Рис. 2.1. Биконическая решетка с параллельным питанием [76]

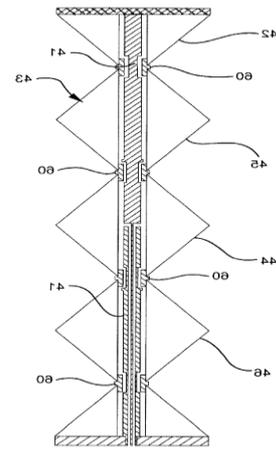


Рис. 2.2. Биконическая решетка с параллельно - последовательным питанием [78]

Более высокий КУ получен в работе [79] (см. Рис. 2.3). Исследованная там решетка с параллельным питанием имеет 11 – 12.5 дБ. Недостатки такой решетки - узкая полоса согласования (14%).

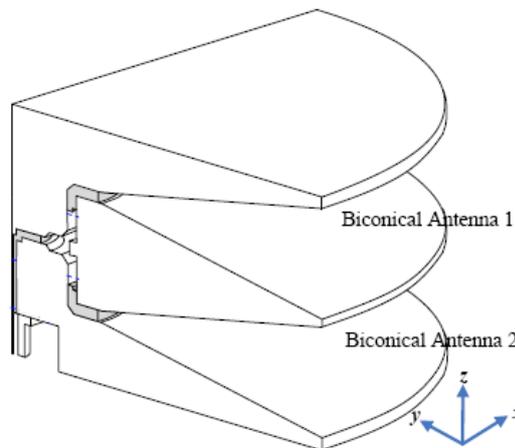


Рис. 2.3. Биконическая решетка с параллельным питанием [79]

В связи с технологичностью и низкой себестоимостью процесса фотолитографии ряд работ посвящен исследованию возможности создания всенаправленных в Н- плоскости решеток печатных монополей и диполей [83 -90]. Исследованная в [83] решетка (Рис. 2.4) имеет высокий КУ 5 – 6 дБ, довольно низкий уровень неравномерности усиления в магнитной плоскости (2дБ), но согласована в узкой полосе частот 2.385 – 2.52 ГГц (5.5%). Более широкая полоса согласования получена в работе [84]. Эта решетка согласована в полосе частот 5.07

– 6.16 ГГц (20%), имеет стабильный КУ (порядка 4.5 дБ) и уровень неравномерности усиления в Н – плоскости 2.0 дБ. Меньше уровень неравномерности усиления в магнитной плоскости (около 1.5 дБ). получен в работе [85] (Рис. 2.5). Такая решетка работает в двух диапазонах (0.8 – 0.93 ГГц и 1.7 – 2.05 ГГц) и обеспечивает в полосе рабочих частот КУ 3.5 – 5.5 дБ.

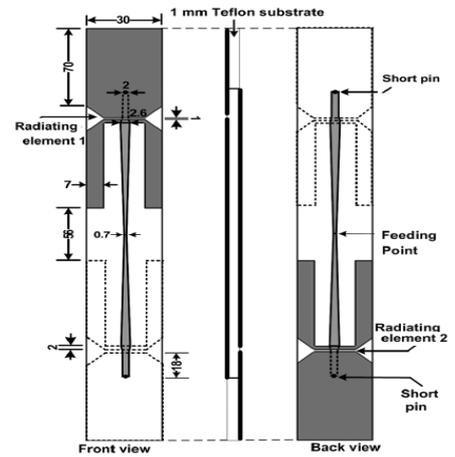
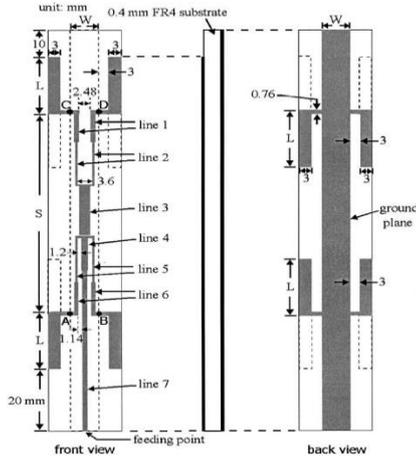


Рис. 2.4. Решетка печатных диполей [83]      Рис. 2.5. Двухдиапазонная решетка [85]

Высокий коэффициент усиления (до 10 дБ) и небольшую неравномерность диаграмм в Н – плоскости (0.5 дБ) имеет линейная антенная решетка щелевых излучателей [86] (Рис. 2.6), но в узкой полосе частот (4.6%).

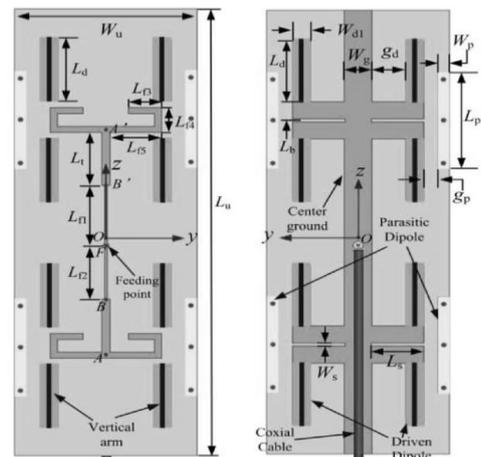
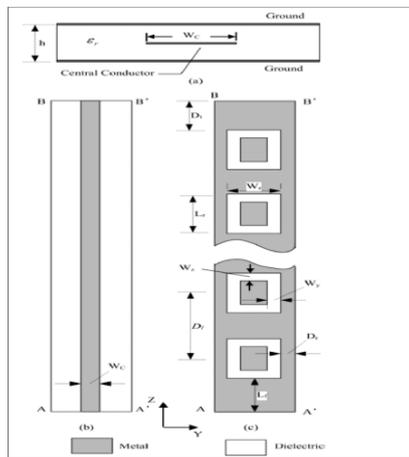


Рис. 2.6. Решетка щелевых излучателей [86]

Рис. 2.7. Решетка с пассивными элементами [88]

Более широкая рабочая полоса частот получена в решетке с дополнительными пассивными элементами в [88] (см. Рис. 2.7). Такая решетка согласована в полосе

частот 57.9%, имеет высокий КУ 3 – 5дБ, но большую неравномерность усиления (2.3 – 3.5 дБ).

Таким образом, чем больше полоса рабочих частот исследованных печатных антенн, тем, как правило, меньше коэффициент усиления и больше неравномерность диаграммы направленности в Н плоскости.

Целью данной главы является моделирование и исследование характеристик согласования и излучения антенных решеток, оптимизация параметров как для обеспечения широкой полосы согласования, так и высокой величины КУ при сохранении минимальной неравномерности усиления в Н- плоскости. Для этого в печатных и коллинеарных решетках цилиндрических – конических и поликонических элементов будем использовать последовательную схему питания с использованием СШП синфазных делителей мощности.

## **2.1. РЕШЕТКИ ПЕЧАТНЫХ ДИПОЛЕЙ**

Неравномерность усиления в Н-плоскости решеток печатных элементов определяется, с одной стороны, с одной стороны, неравномерностью диаграммы направленностью в этой плоскости печатного элемента, а с другой стороны, печатного делителя мощности. Как показал анализ печатных диполей и монополей, ширина полосы согласования растет с увеличением ширины излучателя, а неравномерность усиления в Н-плоскости, наоборот, увеличивается. Из результатов обзора в первом разделе работы следует, что весьма широкой полосой обладают печатные диполи и монополи, типа показанного на Рис. 1.1р. Для уменьшения неравномерности усиления в Н - плоскости в первых уменьшим ширину диполя, а во вторых, будем использовать половину диполя (см. Рис. 2.8а).

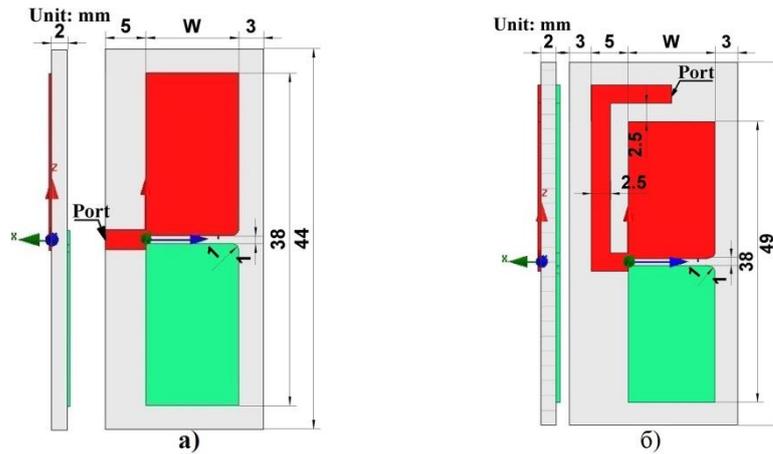


Рис. 2.8. Диполь без линии питания (а) и с линией питания (б)

На Рис. 2.9 сплошной линией показан результат моделирования зависимости коэффициента отражения от частоты исходного диполя, а пунктирной – его половины. На Рис. 2.10 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности в Н- плоскости на частоте 4 ГГц при  $\theta = 90^\circ$ .

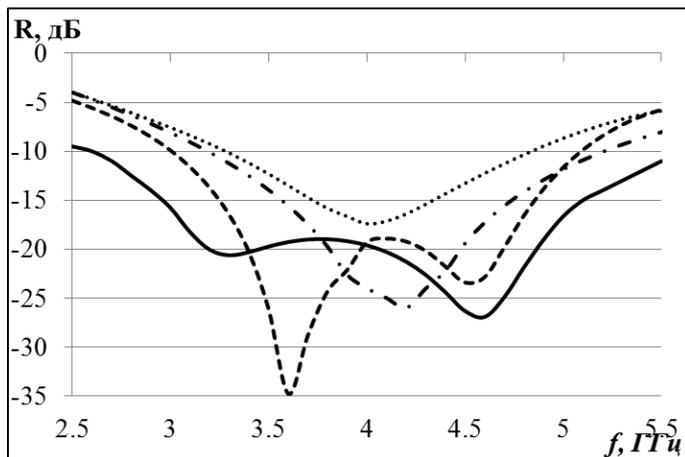


Рис. 2.9. Зависимость коэффициента отражения от частоты

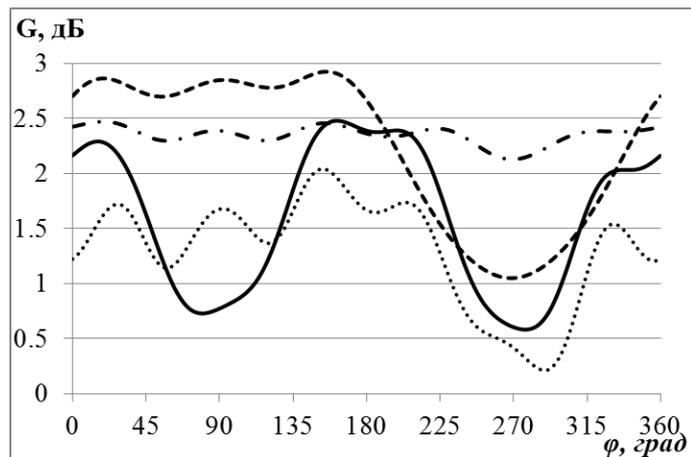


Рис. 2.10. Диаграммы направленности в Н- плоскости на частоте 4 ГГц при  $\theta = 90^\circ$

На Рис. 2.9 и Рис. 2.10 видно, что в первых, сужается полоса частот по сравнению с исходным элементом, во вторых, кроме разницы величины усиления в плоскости печатной платы и в ортогональной плоскости, появляется несимметрия диаграммы направленности в плоскости печатной платы. Борьба с этой несимметрией будет вестись ниже, а для расширения полосы частот используем в

качестве дополнительного параметра оптимизации связь между диполем и полосковой линии питания (Рис. 2.8б).

Результаты исследования зависимости коэффициента отражения от частоты оптимизированного 100 – омного элемента показаны на Рис. 2.9 – штриховой линией, а 200- омного – штрих - пунктирной. На Рис. 2.10 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности в Н – плоскости 100 – омного и 200- омного элемента на частоте 4 ГГц.

Как видно на Рис. 2.9, полоса согласования по уровню -10 дБ оптимизированного 100 – омного элемента составляет 3 – 5.1 ГГц, а оптимизированного 200 – омного элемента: 3.2 – 5.5 ГГц. Большая неравномерность диаграммы направленности в Н – плоскости 100 – омного элемента на частоте 4 ГГц наблюдается в пределах углов 180 – 360 градусов, а диаграмма направленности в Н – плоскости 200 – омного элемента почти равномерная.

Перейдем к борьбе с неравномерностью усиления в Н- плоскости. Основная идея – использование линейной антенной решетки с антисимметричным расположением печатных элементов и линии питания (Рис. 2.11а). С использованием МКЭ была построена электродинамическая модель решетки двух печатных диполей и проведена оптимизация их параметров с целью обеспечения сверхширокополосного согласования и минимальной неравномерности диаграммы направленности в Н – плоскости. Полученные в результате оптимальные геометрические размеры решеток показаны на Рис. 2.11а (в миллиметрах), на Рис. 2.11б – экспериментальный образец этой решетки, а на Рис. 2.11в – вариант решетки из четырех печатных диполей. Диполи расположены на двух сторонах подложки из Arlon AD255 толщиной 2 мм, диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.55$  и тангенсом угла потерь  $\text{tg}\delta = 0.018$ , толщина металлической фольги – 18 мкм. Входы диполей соединены с выходами делителя мощности на основе двухпроводной двухсторонней полосковой линии в форме меандра, вход которого расположен в центре решетки и соединен с 50-омной коаксиальной линией.

Результаты численного моделирования зависимости коэффициента отражения от частоты приведены Рис. 2.12 сплошной линией для двухэлементной решетки и пунктирной - для четырехэлементной решетки. Штриховой линией на рисунке показан результат измерения коэффициента отражения экспериментального образца. Видно, что двухэлементная решетка согласована в полосе частот 2.4 – 5.1 ГГц (72%), а четырехэлементная решетка - в полосе 2.8 – 5.3 ГГц (62%).

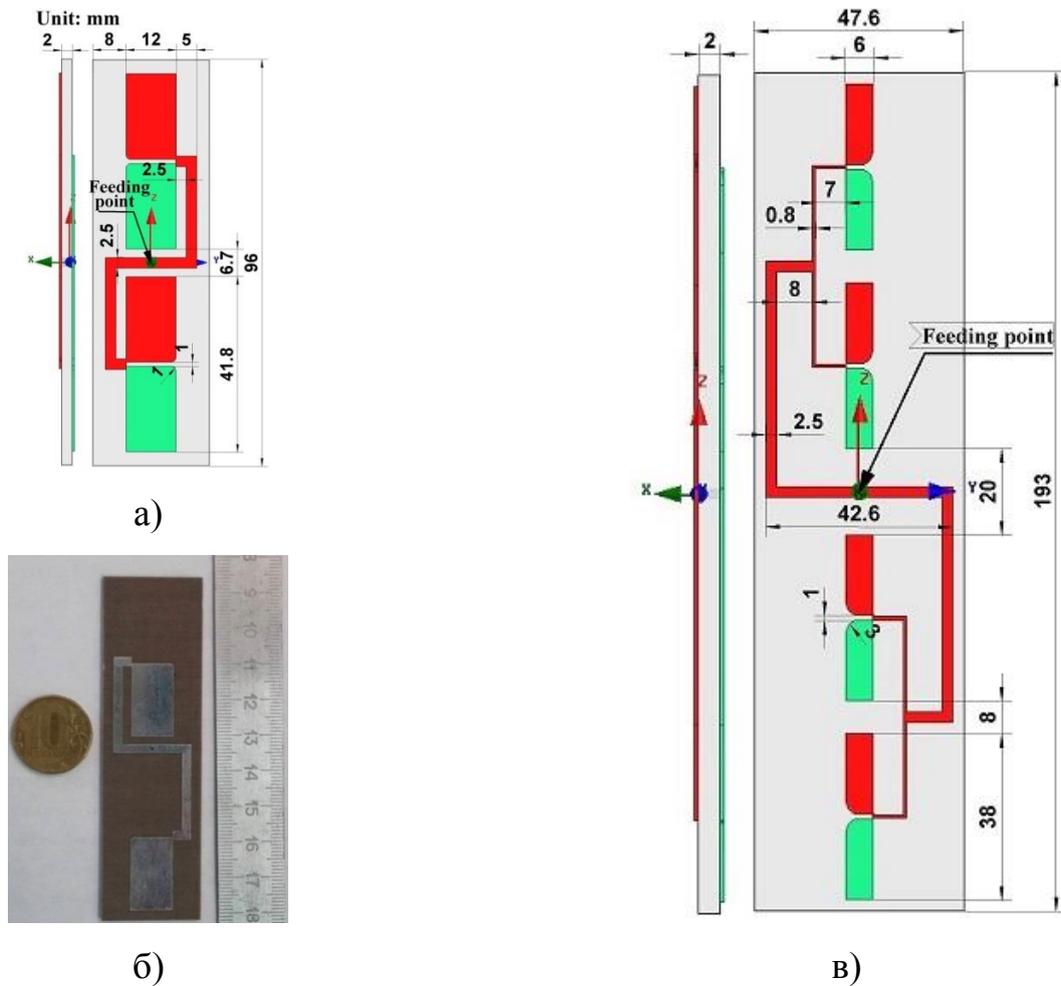


Рис. 2.11. Двухэлементная решетка (а), ее фотография экспериментального образца (б) и четырехэлементная решетка (в)

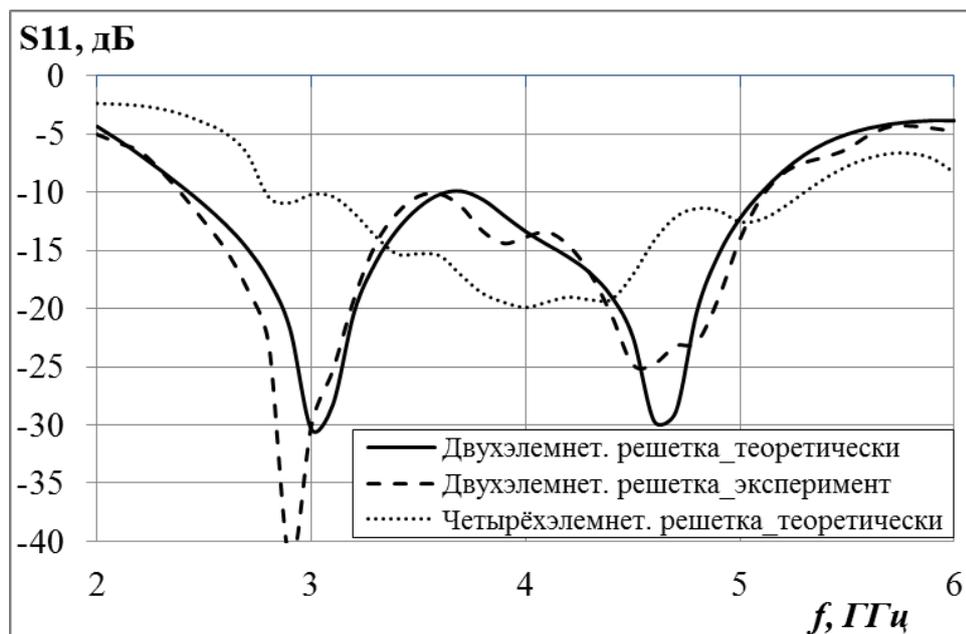


Рис. 2.12. Зависимости коэффициентов отражения антенных решеток от частоты

На Рис. 2.13 сплошной и пунктирной линиями показаны расчетные частотные зависимости, соответственно, максимального и минимального в  $H$  – плоскости коэффициента усиления двухэлементной решетки; штриховой и штрих - пунктирной – результаты измерений соответствующих характеристик экспериментального образца, длинной штриховой и длинной штрих - пунктирной – расчетные частотные зависимости, соответственно, максимального и минимального в  $H$  – плоскости коэффициента усиления четырехэлементной решетки. Видно, что в полосе согласования (2.45 – 5.1 ГГц) двухэлементная решетка имеет коэффициент усиления 2.3 - 5 дБ и неравномерность диаграммы направленности в  $H$  – плоскости менее 1.5 дБ, а четырехэлементная решетка в полосе частот 2.85 - 5.2 ГГц имеет коэффициент усиления 5 – 8 дБ, а неравномерность диаграммы направленности в  $H$  – плоскости - менее 1 дБ.



Рис. 2.13. Зависимости коэффициентов усиления антенных решеток от частоты

Следует отметить, что, как в случае двух элементов, так и четырех элементов, неравномерность диаграммы направленности решетки существенно меньше, чем отдельного элемента, т.е. за счет антисимметричного расположения элементов и питающей линии неравномерность усиления элементов решетки в значительной степени компенсируется.

## 2.2. КОЛЛИНЕАРНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Для питания элементов коллинеарных антенных решеток были исследованы два варианта коллинеарного делителя мощности на основе коаксиальной линии предложенных в данной работе – на два канала (Рис. 2.14а) и на три канала (Рис. 2.14б).

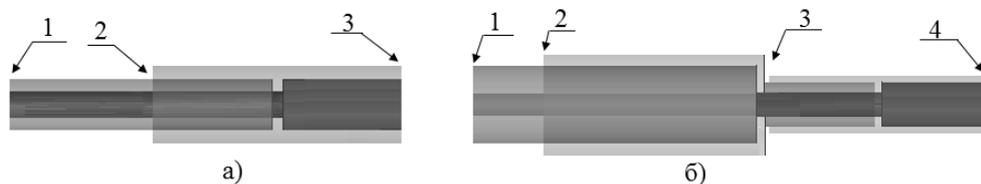


Рис. 2.14. Двухканальный (а) трехканальный (б) делители мощности

Двухканальный делитель мощности содержит вход (1) с волновым сопротивлением 50 Ом и два выхода (2, 3) с волновыми сопротивлениями 25 Ом, которые обеспечивают равномерное деление мощности на выходе с амплитудой -3

дБ. Трехканальный делитель мощности содержит три выхода (2, 3, 4) с волновыми сопротивлениями 16.6 Ом, которые обеспечивают равномерное деление мощности на выходе с амплитудой -4.8 дБ. Результаты численного расчета в полосе частот коэффициентов отражения двухканального и трехканального делителя показаны на Рис. 2.15 сплошной линией и пунктирной, соответственно. Результаты численного расчета модуля коэффициентов передачи для выходов делителя показаны на Рис. 2.16 и Рис. 2.17, соответственно. Сплошными линиями на Рис. 2.16 и Рис. 2.17 показано амплитудное распределение мощности на выходах 2, пунктирными - на выходах 3 и штриховой - на выходе 4. Результаты численного расчета в полосе частот разности фаз коэффициентов передачи на выходах двухканального и трехканального делителя показаны Рис. 2.18 и Рис. 2.19, соответственно. Сплошными линиями на Рис. 2.18 и Рис. 2.19 показана разность фаз  $\Delta$  коэффициента передачи на выходах 2 и 3, пунктирной на выходах 2 и 4, штриховой на выходах 3 и 4.

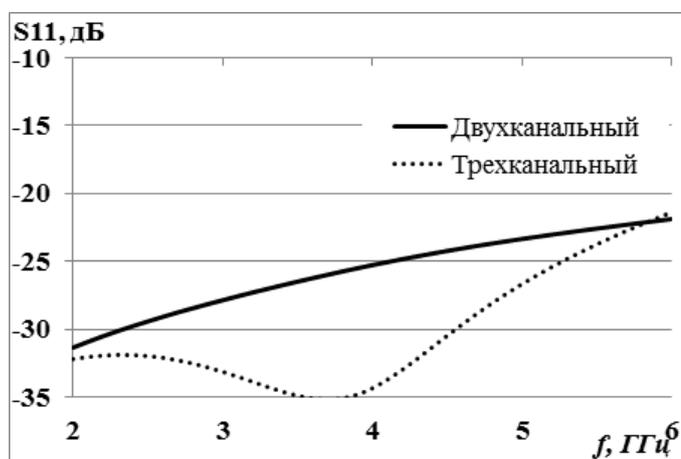


Рис. 2.15. Зависимость коэффициентов отражения делителей от частоты

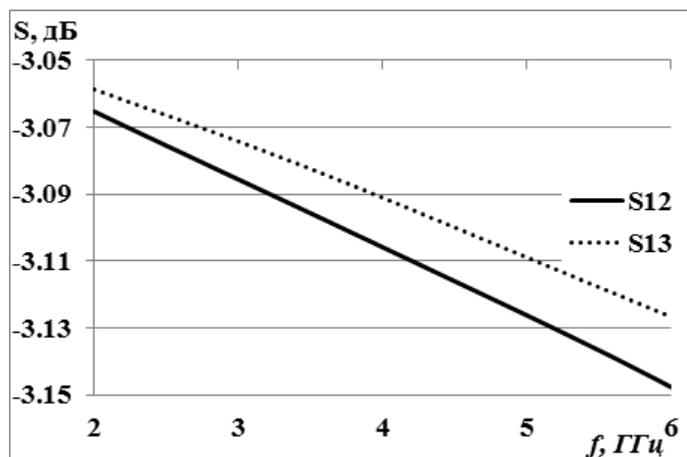


Рис. 2.16. Амплитудное распределение мощности на выходах двухканального делителя

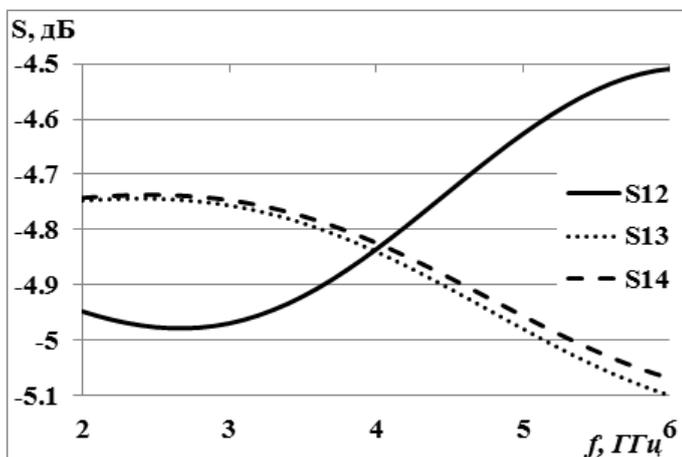


Рис. 2.17. Амплитудное распределение мощности на выходах трехканального делителя

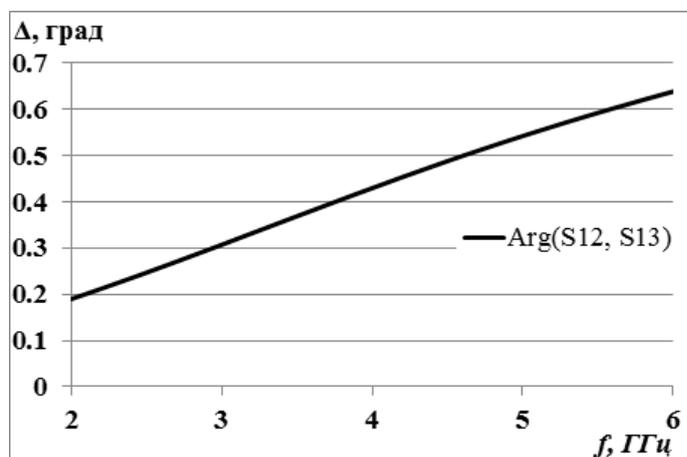


Рис. 2.18. Разность фаз на выходах двухканального делителя

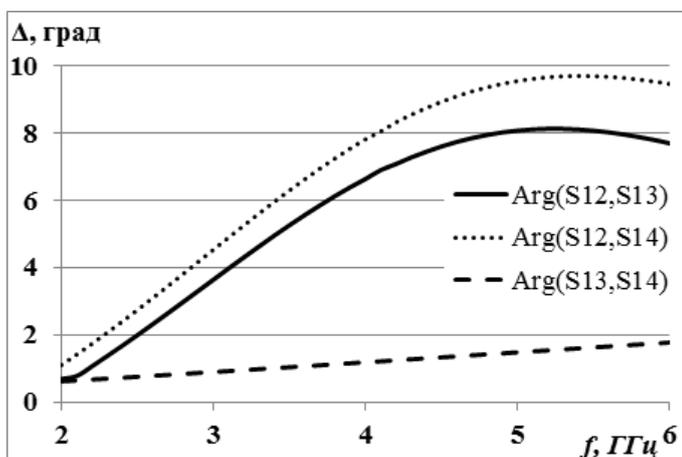


Рис. 2.19. Разность фаз на выходах трехканального делителя

### 2.3. РЕШЕТКИ ДВУХ ЦИЛИНДРО – КОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

На первом этапе с использованием МКЭ была проведена оптимизация параметров коллинеарной антенной решетки из двух 25-омных симметричных цилиндрико – конических элементов (Рис. 2.20а) с целью максимизации полосы согласования. Исследование характеристик согласования решетки было проведено в свободном пространстве и на металлическом диске диаметром 200 мм, которым моделировалось влияние земли. Оптимальные параметры цилиндрико – конического излучателя с нижней частотой согласования 3 ГГц по уровню – 10 дБ: угол

образующей конуса 70 градусов, его диаметр – 30 мм, длина излучателя – 36.6 мм. Параметры решетки: общая длина 83.2 мм, расстояние между элементами – 10 мм.

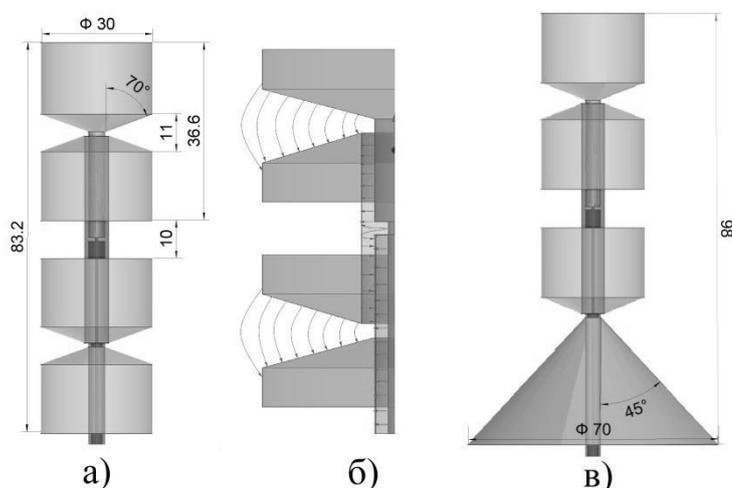


Рис. 2.20. Решетка из 2-х 25-омных симметричных цилиндро – конических элементов (а), принцип деления (б), и с одним несимметричным элементом (в)

На Рис. 2.21 представлена расчетная зависимость коэффициента отражения  $R$  антенной решетки от частоты. Сплошной линией показана зависимость коэффициента отражения антенной решетки из двух 25-омных симметричных цилиндро – конических элементов в свободном пространстве; пунктирной – такой же решетки на металлическом диске диаметром 200 мм.

На Рис. 2.21 видно, что в свободном пространстве антенная решетка из 2-х 25-омных симметричных цилиндро – конических элементов согласуется в полосе частот 3.3...10 ГГц (100%). Если решетка находится на металлическом диске, то она согласуется в двух отдельных полосах частот: 3.1...5.5 ГГц и 7.5...10.5 ГГц.

Для уменьшения влияния металлического диска на характеристику антенной решетки нижний цилиндро – конический элемент был заменен на несимметричный (Рис. 2.20в), проведена оптимизация параметров нижнего конуса с целью минимизации коэффициента отражения антенной решетки и были получены следующие значения его оптимальных параметров: угол образующей конуса 45 градусов, диаметр – 70 мм. Общая длина решетки составила 98 мм.

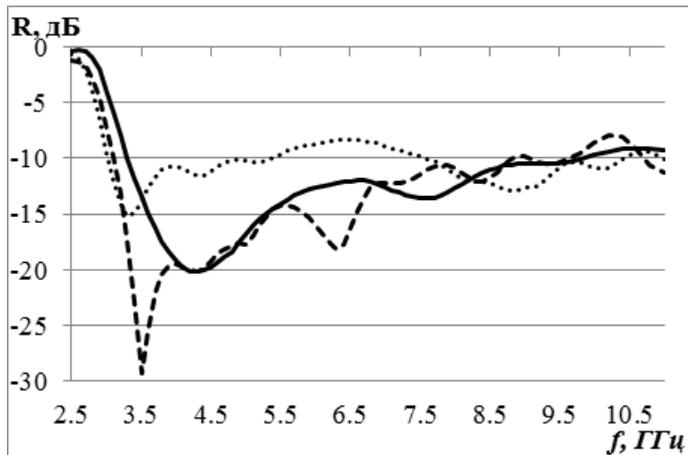


Рис. 2.21. Зависимость коэффициента отражения  $R$  антенных решеток от частоты

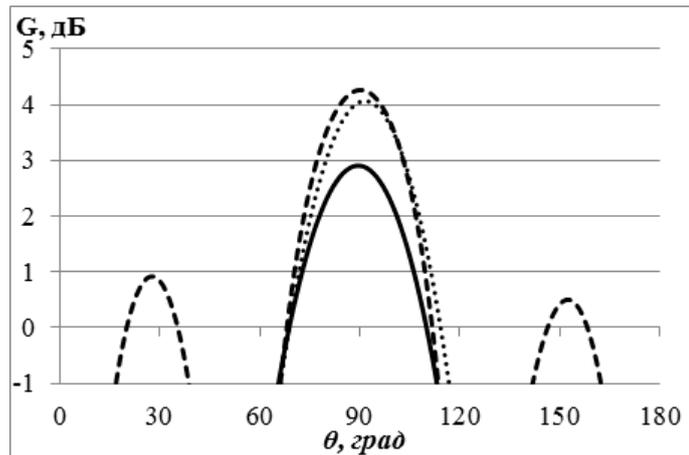


Рис. 2.22. Диаграммы направленности антенной решетки из двух 25-омных симметричных цилиндрико – конических элементов

На Рис. 2.21 штриховой линией показана зависимость коэффициента отражения несимметричной антенной решетки из 25-омных цилиндрико – конических элементов с конусом на металлическом диске диаметром 200 мм. Видно, что полоса частот такой решетки находится в интервале 3.1...9.8 ГГц (около 104%).

Следующим шагом было исследование характеристик излучения двух описанных выше антенных решеток методом МКЭ. Диаграммы направленности которых в  $E$  – плоскости приведены на Рис. 2.22 и Рис. 2.23, соответственно, на частоте 3 ГГц сплошными линиями, на частоте 4.5 ГГц пунктирными и на 6 ГГц штриховыми. Как и следовало ожидать, на Рис. 2.22 и Рис. 2.23 видно, что антенная решетка из двух 25-омных симметричных цилиндрико – конических элементов обеспечивает максимальное усиление в горизонтальной плоскости, а у решеток, расположенных на диске, главный лепесток отклоняется от горизонтальной плоскости на угол 4-10 градусов. На высоких частотах начинается сильный рост боковых лепестков, уровень которых у симметричной решетки в свободном пространстве на частоте 6 ГГц составляет -3.2 дБ, а у несимметричной решетки на металлическом диске имеется один боковой лепесток, сопоставимый по амплитуде с главным.

На Рис. 2.24 представлена зависимость коэффициента усиления  $G$  в горизонтальной плоскости двух этих решеток от частоты. Сплошной линией показан коэффициент усиления антенной решетки из симметричных элементов в свободном пространстве; пунктирной – решетки из симметричных элементов на металлическом диске диаметром 200 мм; штриховой – несимметричной антенной решетки с нижним конусом диаметром 50 мм на металлическом диске диаметром 200 мм; и штрих-пунктирной – несимметричной антенной решетки с нижним конусом диаметром 70 мм на металлическом диске диаметром 200 мм.

На Рис. 2.24 видно, что наибольшее усиление в полосе частот 3...7 ГГц имеет антенная решетка из цилиндрико – конических элементов с нижним конусом диаметром 70 мм. Спад усиления на высоких частотах объясняется резким возрастанием бокового лепестка.

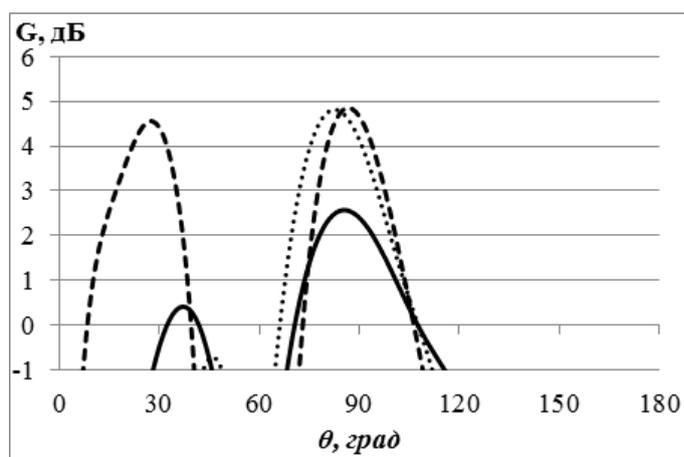


Рис. 2.23. Диаграммы направленности несимметричной антенной решетки из 25-омных цилиндрико – конических элементов на диске диаметром 200 мм

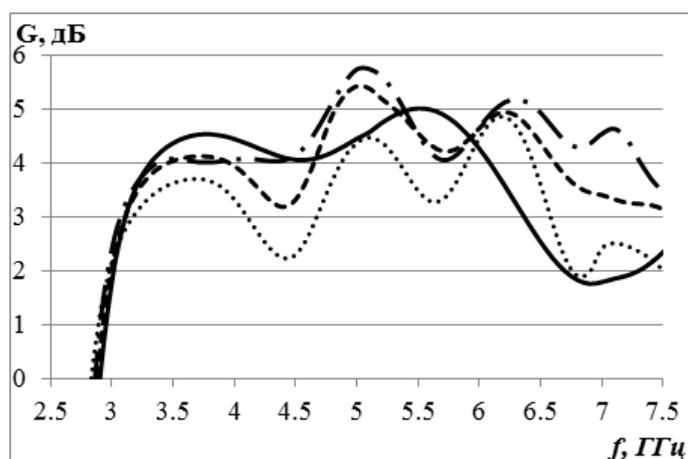


Рис. 2.24. Зависимость коэффициента усиления  $G$  антенных решеток от частоты в горизонтальной плоскости

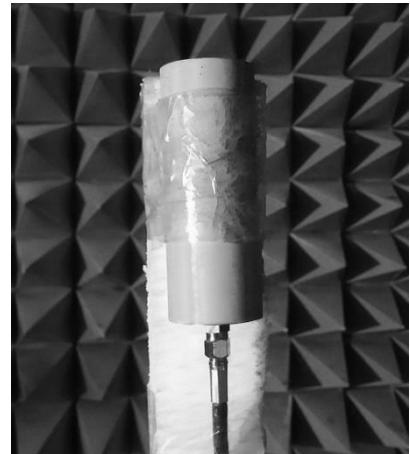
На Рис. 2.25а представлен экспериментальный образец решетки из 2-х 25-омных симметричных цилиндрико – конических элементов, и постановка на измерение с безэховой камере на Рис. 2.25б. В отличие от решетки на Рис. 2.20а, экспериментальная решетка имеет следующие параметры: угол образующей конуса 70 градусов, его диаметр – 30 мм, длина излучателя – 37.5 мм, общая длина 85 мм,

расстояние между элементами – 10 мм. Решетка соединяется источником через SMA коннектор и жесткий коаксиальный кабель 50 Ом. Кроме того, материалы конусов принимают другие: нижний конус – медь, а верхние конусы – алюминия (для уменьшения массы решетки). Вся решетка находится внутри оболочки поливинилхлорида (ПВХ).

На Рис. 2.26 сплошной кривой показана расчетная зависимость коэффициента отражения экспериментальной антенной решетки методом МКЭ; а пунктирной – результат измерения. Такими обозначениями на Рис. 2.27 показаны расчетный и измеренный КУ решетки в горизонтальной плоскости. На рисунках видно, что хорошее совпадение расчетного и измерительного результатов. Если брать коэффициент отражения по уровню -10 дБ, то решетка согласована в полосе 3.2 – 4.6 ГГц (36%), а если по уровню -9 дБ, то она согласована в полосе 3 – 5.3 ГГц (55%). В этой полосе частот решетка обеспечит КУ от 2.8 – 5 дБ. Падение КУ в области частот 5.4 – 5.8 ГГц объясняется тем, что решетка рассогласована, но при этом КУ решетки не меньше 2.6 дБ.



а)



б)

Рис. 2.25. Решетка из 2-х 25-омных симметричных цилиндро – конических элементов: экспериментальный образец (а) и измерение в камере (б)

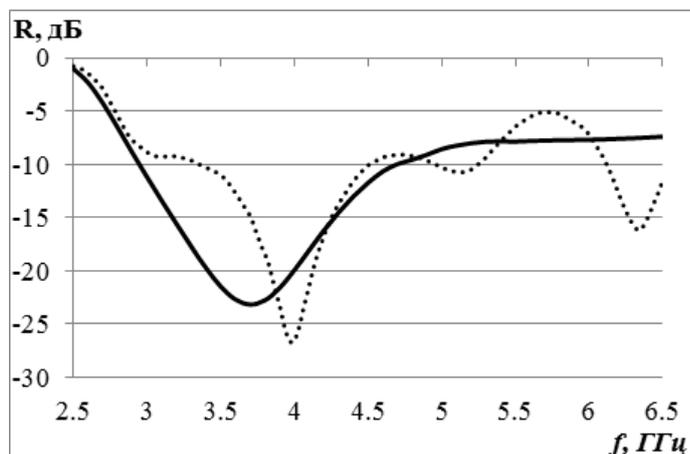


Рис. 2.26. Зависимость коэффициента отражения  $R$  экспериментальной решетки от частоты

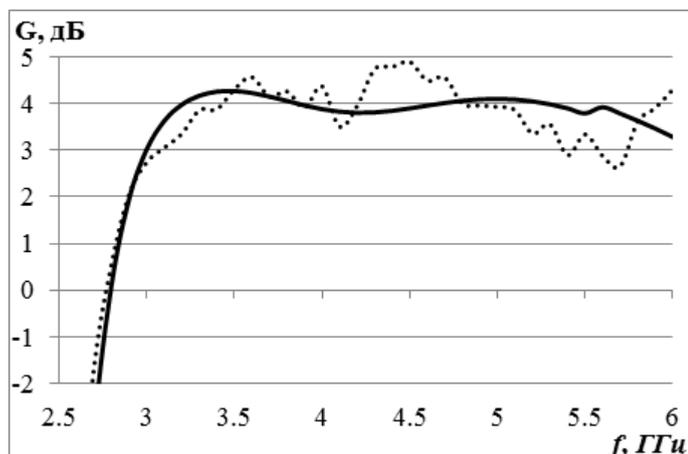


Рис. 2.27. Расчетный и измеренный КУ экспериментальной решетки в горизонтальной плоскости

## 2.4. РЕШЕТКИ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

### 2.4.1. РЕШЕТКИ ДВУХ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Аналогичное исследование было проведено для антенной решетки из двух 25-омных поликонических элементов (Рис. 2.28а) в свободном пространстве и на металлическом диске диаметром 200 мм, а также антенной решетки из двух 25-омных поликонических элементов, в которой нижний симметричный поликонический элемент был заменен на несимметричный (Рис. 2.28б). Оптимальные параметры симметричного 25-омного поликонического излучателя: угол образующей малого конуса 70 градусов, угол образующей большого конуса 20 градусов, его диаметр – 36 мм, длина излучателя – 35 мм. Параметры нижнего конуса: угол образующей конуса 45 градусов, диаметр – 70 мм. Параметры решеток: общая длина симметричной решетки – 80 мм, а несимметричной решетки – 96 мм, расстояние между элементами – 10 мм.

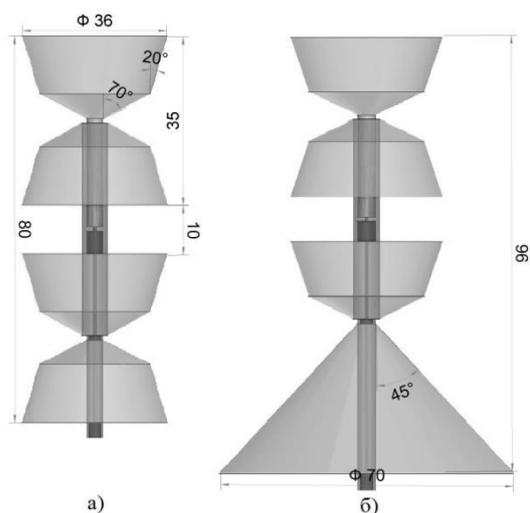


Рис. 2.28. Решетка из двух 25-омных симметричных поликонических элементов (а) и с одним несимметричным элементом (б)

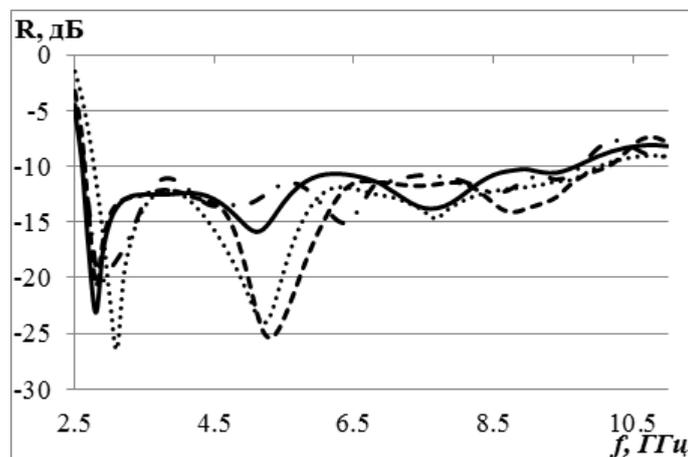


Рис. 2.29. Зависимость коэффициента отражения  $R$  антенных решеток от частоты

На Рис. 2.29 представлена зависимость коэффициента отражения  $R$  описанных выше антенных решеток от частоты. Сплошной линией показан коэффициент отражения антенной решетки из двух 25-омных симметричных поликонических элементов в свободном пространстве, рассчитанный методом МКЭ; пунктирной – коэффициент отражения такой же решетки, рассчитанный методом МКРВО; штриховой – такой же решетки на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный методом МКЭ; штрих - пунктирной – несимметричной антенной решетки на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный методом МКЭ.

На Рис. 2.29 видно, что по методу МКЭ в свободном пространстве антенная решетка из двух 25-омных симметричных поликонических согласуется в полосе частот 116% (2.6...9.8 ГГц), а по методу МКРВО она согласуется в полосе частот 114% (2.8...10.2 ГГц). В отличие от антенной решетки из двух 25-омных симметричных цилиндрических – конических элементов, металлический диск оказывает меньшее влияние на характеристику согласования симметричной и несимметричной решетки из двух 25-омных поликонических элементов, и они согласуются примерно

на одном уровне в свободном пространстве и на металлическом диске диаметром 200 мм.

Следующим шагом было исследование характеристик излучения антенных решеток с использованием МКЭ. Диаграммы направленности в Е – плоскости решетки из двух 25-омных симметричных поликонических излучателей в свободном пространстве приведены на Рис. 2.30 на частоте 3 ГГц сплошными линиями, на 4.5 ГГц - пунктирными и на 6 ГГц – штриховыми. Аналогичные зависимости для такой же решетки на металлическом диске диаметром 200 мм приведены на Рис. 2.31. Диаграммы направленности в Е – плоскости несимметричной решетки из двух 25-омных поликонических элементов в тех же обозначениях приведены на Рис. 2.32.

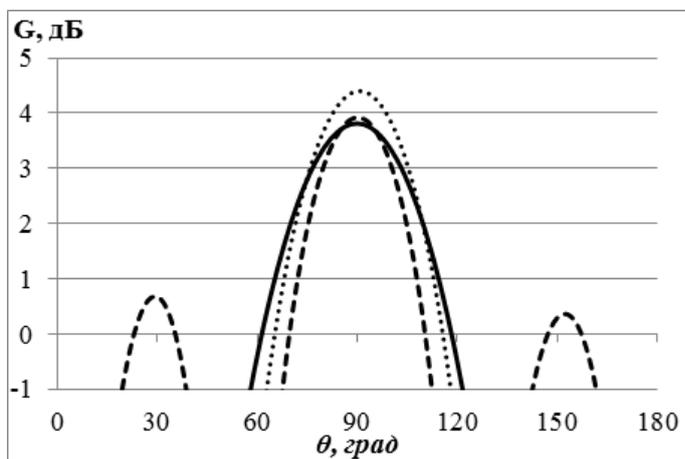


Рис. 2.30. Диаграммы направленности антенной решетки из двух 25-омных симметричных поликонических элементов

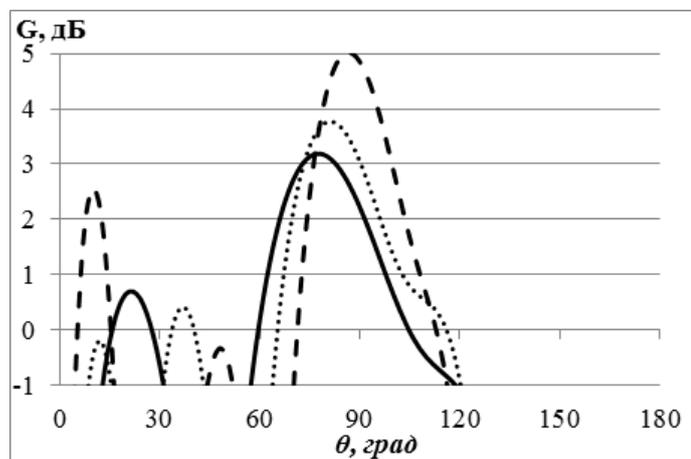


Рис. 2.31. Диаграммы направленности антенной решетки из двух 25-омных симметричных поликонических элементов на диске диаметром 200 мм

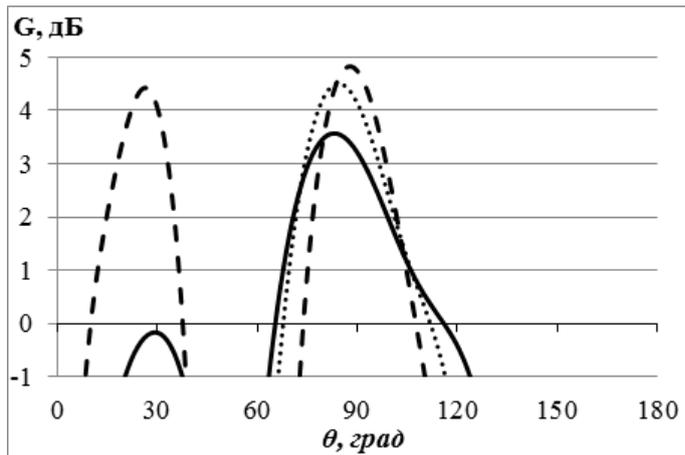


Рис. 2.32. Диаграммы направленности несимметричной антенной решетки из двух 25-омных поликонических элементов на диске диаметром 200 мм

На Рис. 2.31 и Рис. 2.32 видно, что для решеток, расположенных на диске главный лепесток отклоняется от горизонтальной плоскости на угол 4-12 градусов. На высоких частотах начинается сильный рост бокового лепестка, который у симметричной решетки на частоте 6 ГГц составляет -3.1 дБ, а у несимметричной решетки на частотах 5.5...7 ГГц сопоставим по амплитуде с главным.

На Рис. 2.33 представлена зависимость коэффициента усиления  $G$  антенных решеток от частоты в горизонтальной плоскости. Сплошной линией показан коэффициент усиления антенной решетки из двух 25-омных симметричных поликонических элементов в свободном пространстве, рассчитанный методом МКЭ; пунктирной – такой же решетки, рассчитанный методом МКРВО; штриховой – такой же решетки на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный методом МКЭ; штрих - пунктирной – несимметричной антенной решетки из 25-омных поликонических на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный методом МКЭ.

На Рис. 2.33 видно хорошее совпадение расчетных результатов двумя методами, при этом наибольшее усиление в полосе частот 2.7...7 ГГц имеет несимметричная антенная решетка из поликонических элементов с нижним конусом

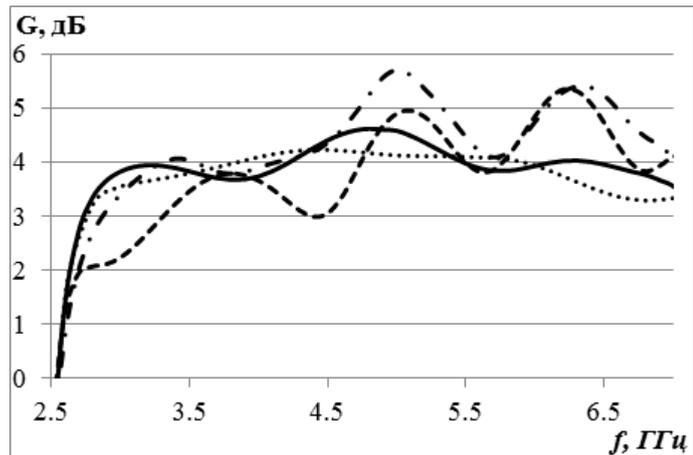


Рис. 2.33. Зависимость коэффициента усиления  $G$  антенных решеток от частоты в горизонтальной плоскости

диаметром 70 мм. Спад усиления на высоких частотах также как и в предыдущих случаях объясняется резким возрастанием бокового лепестка.

#### 2.4.2. СШП РЕШЕТКИ ТРЕХ ПОЛИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Следующим этапом было исследование характеристики согласования антенной решетки из трех поликонических элементов (Рис. 2.34а) в свободном пространстве и на металлическом диске диаметром 200 мм. Оптимальные параметры поликонического излучателя: угол образующей малого конуса 72 градусов, угол образующей большого конуса 22 градусов, его диаметр – 35 мм, длина излучателя – 30.5 мм. Параметры симметричной решетки: общая длина 101.5 мм, расстояние между элементами – 5 мм. Параметры несимметричной решетки: общая длина 105.5 мм, диаметр – 70 мм, угол образующей большого конуса 60 градусов.

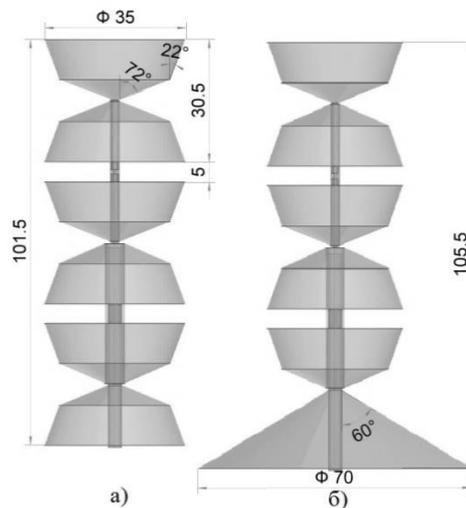


Рис. 2.34. Решетка из трех 17-омных симметричных поликонических элементов (а), и с одним несимметричным элементом (б)

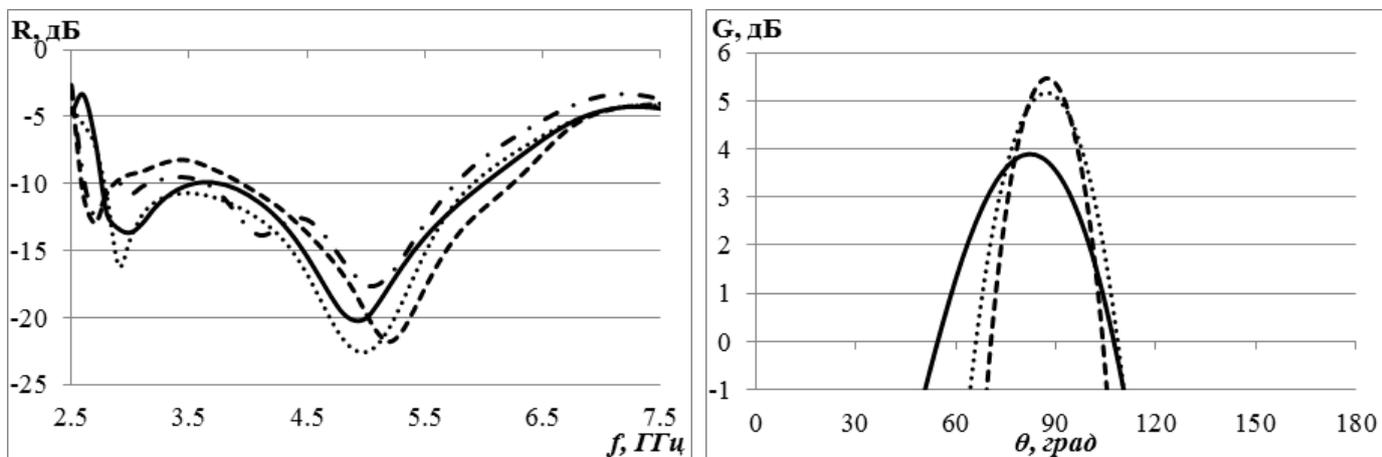


Рис. 2.35. Зависимость коэффициента отражения  $R$  антенных решеток от частоты

Рис. 2.36. Диаграммы направленности антенной решетки из трех 17-омных симметричных поликонических элементов

На Рис. 2.35 показана зависимость коэффициента отражения  $R$  антенных решеток от частоты. Сплошной линией показан коэффициент отражения антенной решетки из трех 17-омных симметричных поликонических элементов в свободном пространстве, рассчитанный методом МКЭ; пунктирной – такой же антенной решетки, рассчитанный методом МКРВО; штриховой – такой же антенной решетки на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный методом МКЭ.

На Рис. 2.35 видно, что в свободном пространстве антенная решетка из 3-х 17-омных симметричных поликонических элементов согласуется в полосе частот 72.7% (2.8...6 ГГц), т.е. более узкой, чем у решетки из двух элементов. Когда решетка находится на металлическом диске, то она согласуется только в отдельных полосах частот от 2.6...3 ГГц и от 3.9...6.3 ГГц.

Как и ранее для уменьшения влияния диска на характеристику согласования антенной решетки нижний симметричный поликонический элемент был заменен на несимметричный (Рис. 2.34б). В результате оптимизации с использованием МКЭ параметров нижнего конуса с целью минимизации коэффициента отражения антенной решетки были получены следующие значения его оптимальных параметров: угол образующей конуса 60 градусов, его диаметр – 70 мм; и параметры несимметричной решетки: общая длина 105.5 мм, период расположенных элементов 35.5 мм.

На Рис. 2.35 штриховой линией показана зависимость коэффициента отражения несимметричной антенной решетки из 17-омных поликонических элементов с конусом на металлическом диске диаметром 200 мм, рассчитанный с использованием МКЭ. Видно, что полоса пропускания частоты такой решетки 2.6...5.8 ГГц (76%)

Следующим шагом было исследование характеристик излучения двух описанных выше антенных решеток, диаграммы направленности которых в Е – плоскости приведены на Рис. 2.36, Рис. 2.37, соответственно, на частоте на 3 ГГц сплошными линиями, на 4.5 ГГц пунктирными и на 6 ГГц штриховыми.

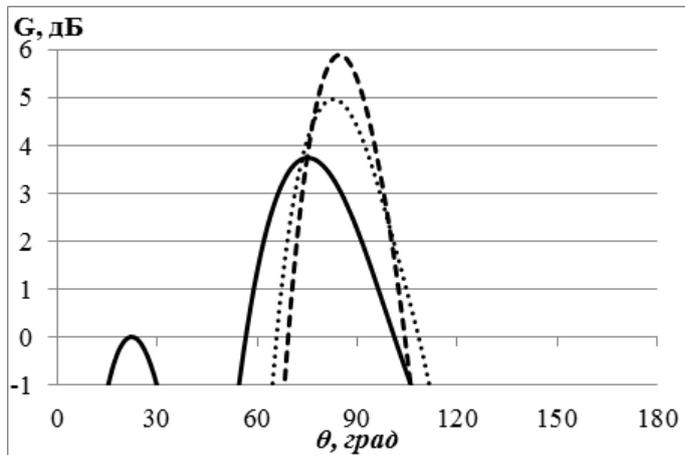


Рис. 2.37. Диаграммы направленности несимметричной антенной решетки из трех поликонических элементов на диске

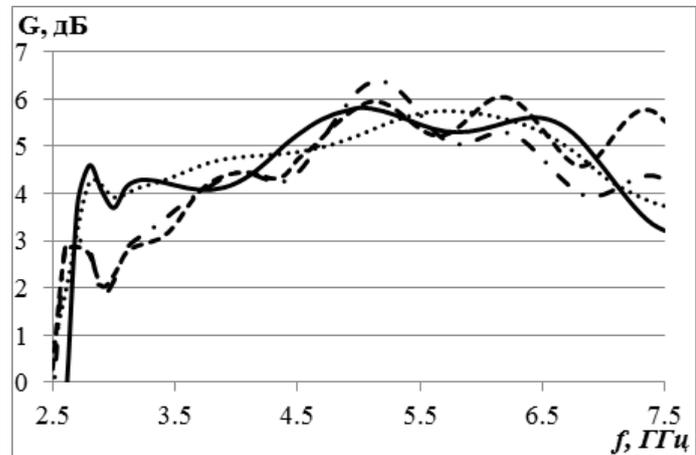


Рис. 2.38. Зависимость коэффициента усиления  $G$  антенных решеток от частоты в горизонтальной плоскости

На Рис. 2.36, Рис. 2.37 видно, что главный лепесток несимметричной решетки из трех 17-омных поликонических элементов, расположенной на диске на низких частотах (от 2.6...3.6 ГГц) отклоняется от горизонтальной плоскости на угол 8-12 градусов. Можно еще отметить, что в отличие от двухэлементных антенных решеток, в диаграмме направленности трехэлементной антенной решетки боковые лепестки на высоких частотах имеют очень низкий уровень бокового излучения, что объясняется меньшим расстоянием между элементами. У трехэлементной симметричной антенной решетки в свободном пространстве, уровень бокового лепестка на частоте 5.5 ГГц составляет -10.5 дБ, на 6.5 ГГц – -8.5 дБ; а у трехэлементной несимметричной антенной решетки на металлическом диске уровень лепестка на частоте 5.5 ГГц составляет -10 дБ, на 6.5 ГГц – -8 дБ, на 7 ГГц – -6 дБ.

На Рис. 2.38 представлена зависимость коэффициента усиления антенных решеток от частоты. Сплошной линией показан коэффициент усиления антенной

решетки из трех 17-омных симметричных поликонических элементов в свободном пространстве, расчет методом МКЭ; пунктирной – расчет методом МКРВО; штриховой – такой же решетки на металлическом диске диаметром 200 мм методом МКЭ; штрих - пунктирной – несимметричной антенной решетки из 17-омных поликонических элементов на металлическом диске диаметром 200 мм методом МКЭ.

На Рис. 2.38 видно, что в свободном пространстве усиление антенной решетки из трех поликонических элементов в полосе 2.8 – 7 ГГц лежит выше уровня 4.0 дБ. В полосе частот от 2.6 - 7 ГГц несимметричная антенная решетка из трех 17-омных поликонических элементов на металлическом диске не дает выигрыша по коэффициенту усиления в горизонтальной плоскости.

## 2.5. КОЛЛИНЕАРНАЯ РЕШЕТКА БИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

В данном разделе проведем исследование предельно возможной полосы рабочих частот решетки биконических элементов (Рис. 2.39).

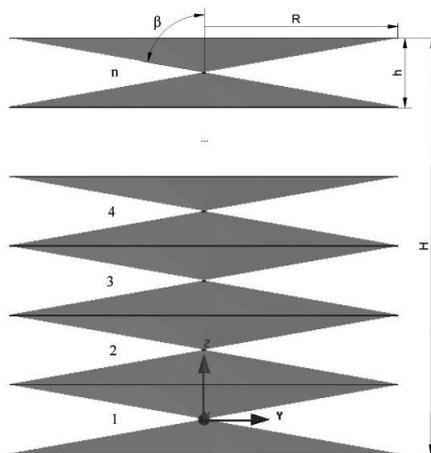


Рис. 2.39. Коллинеарная решетка из  $n$  биконических элементов

Результат численного расчета зависимость частотной характеристики коэффициента отражения бесконечной синфазной коллинеарной решетки биконических элементов от угла образующей показана на Рис. 2.40 сплошной линией при  $\theta = 76^{\circ}$ , пунктирной -  $\theta = 78^{\circ}$ , штриховой -  $\theta = 80^{\circ}$ , штрих -пунктирной -

$\theta = 82^\circ$ , длиной штриховой -  $\theta = 84^\circ$ , длиной штрих-пунктирной -  $\theta = 86^\circ$ , длиной штрих-двойной пунктирной -  $\theta = 88^\circ$

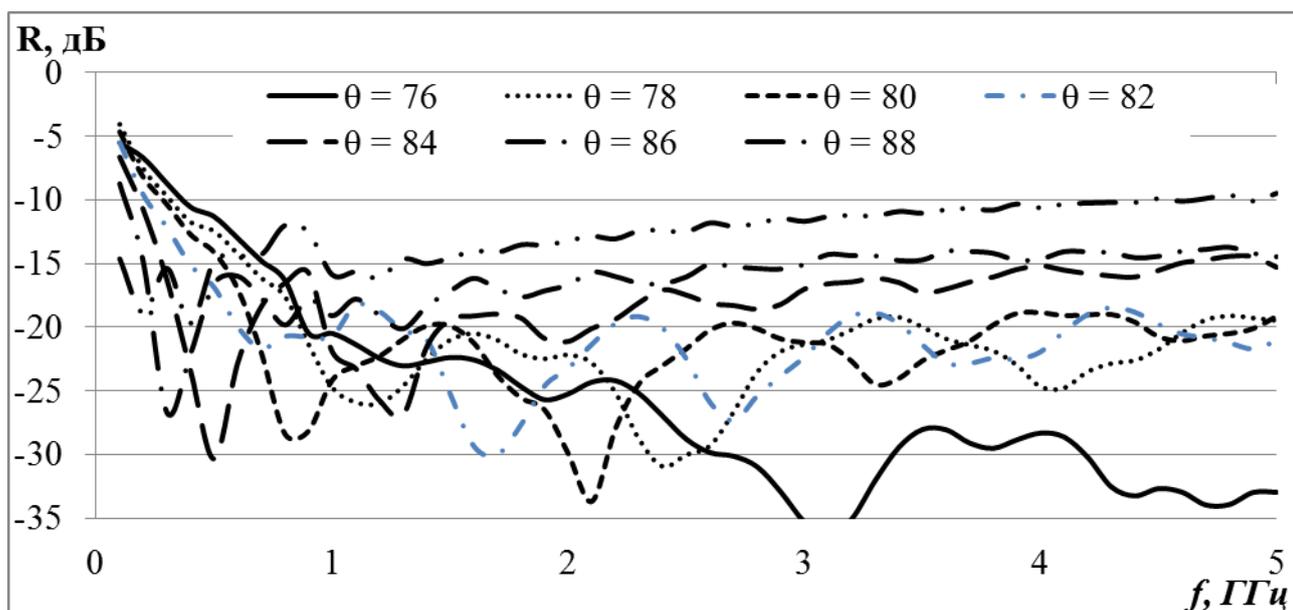


Рис. 2.40. Зависимость коэффициента отражения бесконечной решетки биконических элементов от частоты

. На рисунке видно, что при увеличении угла образующей биконуса, нижняя граница согласования по уровню -10 дБ сдвигается налево за чет пропорционально увеличения радиуса элементов решетки. При чем уровень отражения повышается. Тогда для дальнейшего исследования параметры биконических элементов решетки выбраны следующем образом: угол образующей биконуса  $\beta = 82^\circ$ , радиус  $R = 142$  мм, период решетки составляет 40 мм, волновое сопротивление элемента – 17 Ом.

Осесимметричные элементы решетки имеют следующие параметры: угол образующей биконуса  $\beta = 82^\circ$ , радиус  $R = 142$  мм. При этом период решетки составляет 40 мм, волновое сопротивление элемента – 17 ом.

Далее, используя МКЭ и МКРВО, был проведен расчет частотной характеристики коэффициента отражения конечной синфазной решетки биконических излучателей в зависимости от числа ее элементов. Результаты численного расчета показаны на Рис. 2.41. Сплошной линией показан коэффициент отражения одиночного биконического излучателя; пунктирной – решетки из 3 излучателей; штриховой – решетки из 6 излучателей; длиной штриховой – решетки

из 9 излучателей, штрих - пунктирной – из 12 излучателей, штрих – двойной пунктирной – бесконечной решетки. На Рис. 2.41 видно, что нижняя частота согласования решетки из 3 биконических излучателей – 0.65 ГГц, 6 биконических излучателей – 0.38 ГГц, решетки из 9 биконических излучателей – 0.36 ГГц, решетка из 12 биконических излучателей – 0.34 ГГц, а бесконечная решетка – 0.2 ГГц. Нижняя частота согласования одного биконического излучателя в свободном пространстве: 2.85 ГГц. Видно, что увеличение числа элементов приводит к монотонному понижению нижней частоты согласования решетки.

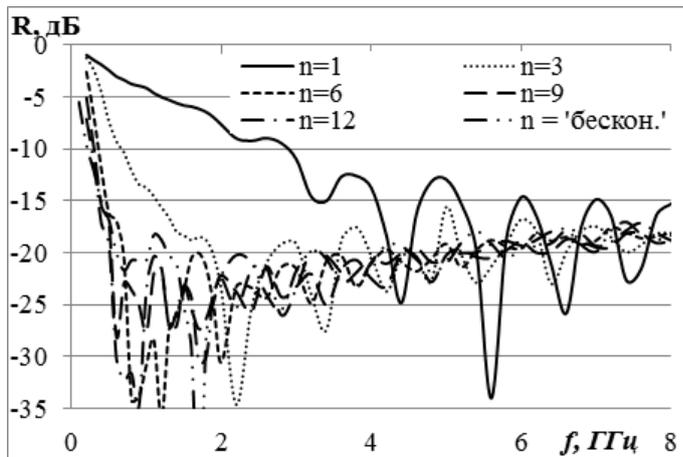


Рис. 2.41. Графики зависимости коэффициентов отражения решеток из  $n$  биконических излучателей от частоты

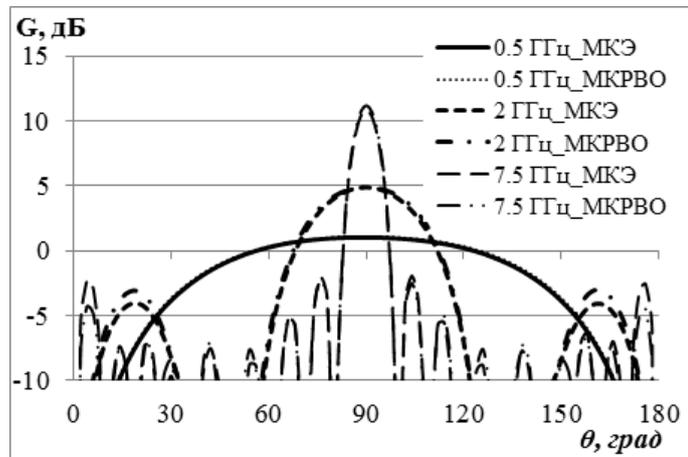


Рис. 2.42. Диаграммы направленности решетки шести биконических элементов

При исследовании сканирования, прежде всего с использованием МКЭ проведем исследование частотной зависимости коэффициента отражения бесконечной решетки в полосе частот при разных углах отклонения луча. На Рис. 2.43 сплошной кривой показана зависимость коэффициента отражения от частоты синфазной бесконечной решетки; пунктирной – при угле отклонения луча от нормали на  $\pm 15^\circ$ ; штриховой – при угле отклонения -  $\pm 30^\circ$ ; штрих - пунктирной – при угле отклонения -  $\pm 45^\circ$ .

На рисунке видно, что при отклонении луча на  $15^\circ$  нижняя граница согласования ( $R < -10$  дБ) бесконечной решетки 0.2 ГГц не меняется, верхняя граница частоты согласования 4.8 ГГц (1:24). При угле отклонения луча на  $\pm 30^\circ$  и

$\pm 45^\circ$  нижняя граница согласования решетки сдвигается вверх по частоте 0.3 ГГц и 0.5 ГГц, соответственно. При этих углах отклонения появляется, кроме того, верхняя граница частоты согласования 4.5 ГГц и 4.1 ГГц, соответственно полосе 1:15 и 1:8.2.

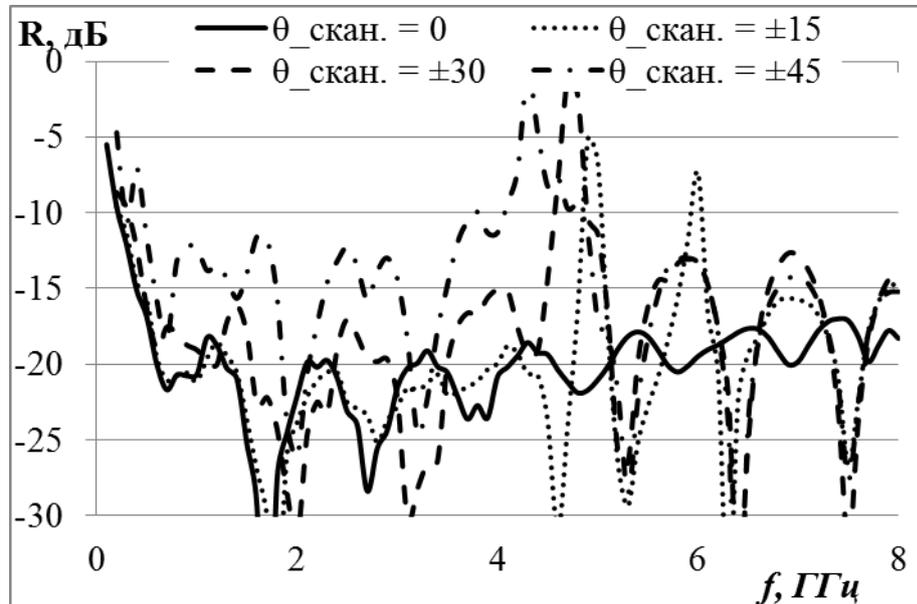


Рис. 2.43. Зависимости коэффициента отражения сканирующей бесконечной решетки от частоты

Далее было проведено исследование характеристик согласования решеток из 6 и 9 биконических элементов. На Рис. 2.44 в тех же обозначениях показаны зависимости коэффициента отражения синфазной линейной решетки из 6 биконических элементов от частоты, а также при угле отклонения луча на  $\pm 15^\circ$ ,  $\pm 30^\circ$  и  $\pm 45^\circ$ , на Рис. 2.45- для 9 - элементной решетки. На Рис. 2.44 можно видеть, что полоса согласования 6 - элементной решетки при угле отклонения луча на  $\pm 15^\circ$  – 0.4 – 4.9 ГГц (1:12.25), а при угле отклонения луча на  $\pm 30^\circ$  и  $\pm 45^\circ$  полоса согласования становится 0.5 – 4.7 ГГц (1:9.4) и 0.5 – 4.5 ГГц (1:9), соответственно.

Также можно увидеть, что полоса согласования 9 - элементной решетки при угле отклонения луча на  $\pm 15^\circ$  – 0.4 – 4.9 ГГц (1:12.25), а при угле отклонения луча на  $\pm 30^\circ$  и  $\pm 45^\circ$  - 0.4 – 4.7 ГГц (1:11.75) и 0.5 – 4.5 ГГц (1:9), соответственно, т.е. по сравнению с бесконечной решетки у 6 - элементной и 9 - элементной решетки

нижняя частота полосы согласования при угле отклонения луча на  $\pm 45^\circ$  – меньше, а верхняя – немного больше.

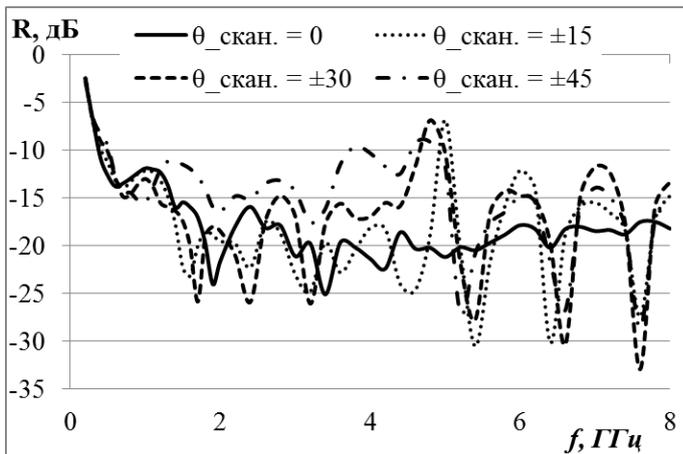


Рис. 2.44. Зависимости коэффициента отражения 6-элементной сканирующей решетки от частоты

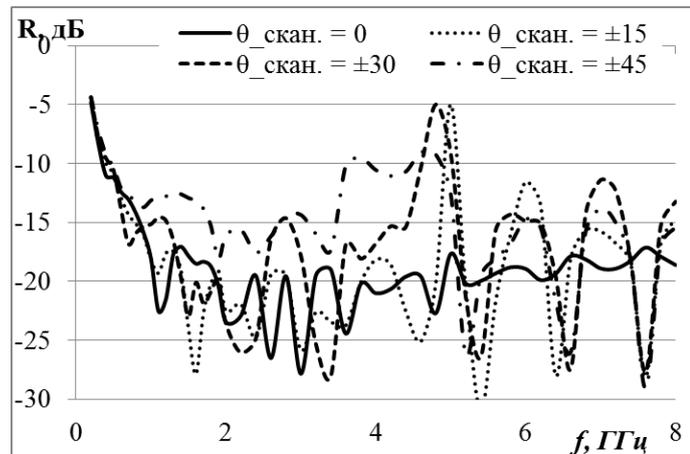


Рис. 2.45. Зависимости коэффициента отражения 9-элементной сканирующей решетки от частоты

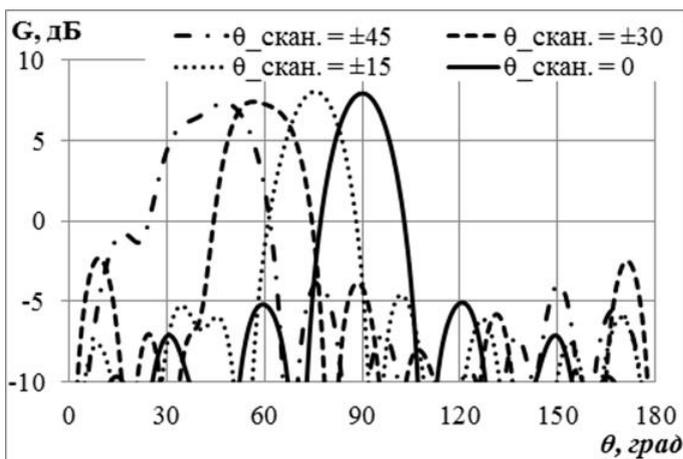


Рис. 2.46. Диаграммы направленности 6-элементной сканирующей решетки от частоты

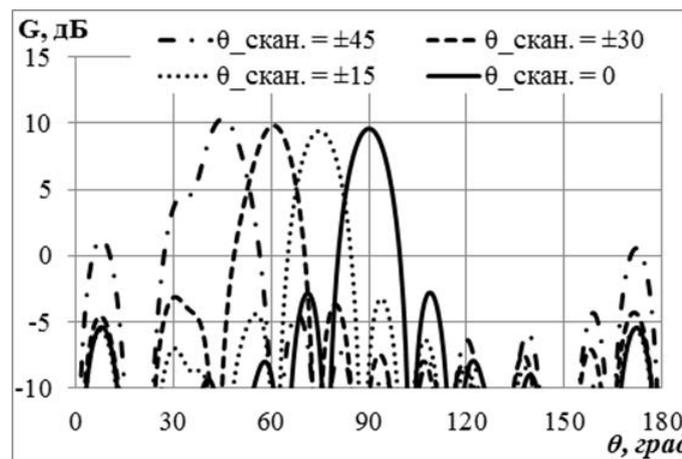


Рис. 2.47. Диаграммы направленности 9-элементной сканирующей решетки от частоты

Диаграммы направленности 6-элементной и 9-элементной решетки на частоте 3.7 ГГц при этом  $d/\lambda = 0.5$  ( $d$  – размер элемента решетки в  $E$  – плоскости) приведены на Рис. 2.46 и Рис. 2.47, соответственно. На рисунках видно, что с увеличением угла сканирования луч расширяется, а боковое излучение растет. Интересно отметить, что, в отличие от 6-элементной решетки, у которой усиление при этом падает,

усиление 9-элементной решетки практически не падает даже при больших углах отклонения. Эффект можно объяснить приближением к режиму осевого излучения.

## ВЫВОДЫ

На основе проведенных исследований в данной главе можно сделать следующие выводы:

СШП линейные асимметричные антенные решетки двух и четырех двухслойных печатных диполей обеспечивают в полосе более 60% коэффициент усиления, соответственно, более 2.8 – 5 дБ и 4.8 – 8 дБ, а неравномерность в Н – плоскости, соответственно, 1.5 и 1 дБ.

Двухэлементные коллинеарные решетки обеспечивают ширину полосы согласования более 55%, коэффициент усиления 3 – 5 дБ.

На высоких частотах у двухэлементных коллинеарных антенных решеток резко возрастает боковой лепесток, особенно у несимметричных решеток.

Коллинеарные решетки трех поликонических элементов обеспечивают ширину полосы согласования 72.7%, коэффициент усиления 4 - 6 дБ и низкий уровень боковых лепестков.

Несимметричный элемент в двухэлементных коллинеарных решетках значительно снижает влияние земли, как на характеристику согласования, так и излучения решетки, а в трехэлементных решетках – влияет практически только на характеристику согласования.

Коллинеарные синфазные решетки биконических элементов могут обеспечить полосу согласования более 1: 25, а в режиме сканирования – 1:9.

Материалы, изложенные в данной главе, доложены на II Всероссийской Микроволновой конференции (Москва, 2014), IV Всероссийской Микроволновой, (Москва, 2016), и опубликованы в трудах этих конференций в работах в работах [81], [89], а также в статьях [82] и [90].

## ГЛАВА 3 . ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Целью данной главы является, в первую очередь, исследование возможности в классе малоэлементных линейных антенных решеток из ТЕМ рупоров и рупоров в виде различных вариантов вырезок из биконической линии реализации полосы рабочих частот существенно большей, чем 1:10.

### 3.1 ЛИНЕЙНЫЕ РЕШЕТКИ БИКОНИЧЕСКИХ РУПОРОВ

#### 3.1.1 СИНФАЗНЫЕ РЕШЕТКИ

Рассмотрим четыре вида элементов линейной антенной решетки, показанной на Рис. 3.1. Они представляют собой вырезки из биконической линии, азимутальные сечения которых показано на Рис. 3.2. Кольцевая вырезка (с азимутальным углом  $360^\circ$ ), показанная на Рис. 3.2а, является классической биконической антенной, решетки которых исследованы выше.. Отметим, что вырезки с азимутальными углами менее  $360^\circ$  из поликонической антенны, частным случаем которой является биконическая антенна, были предложены и исследованы в составе СШП антенных решеток в работах [8, 9].

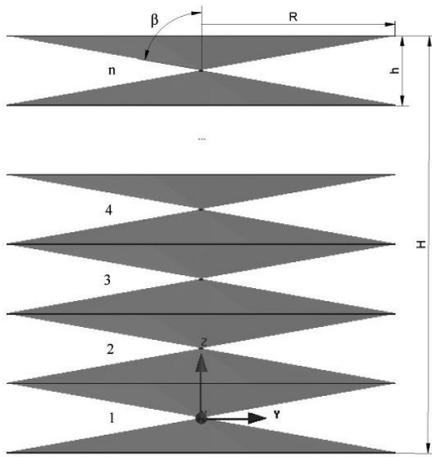


Рис. 3.1. Линейная решетка из  $n$  биконических элементов

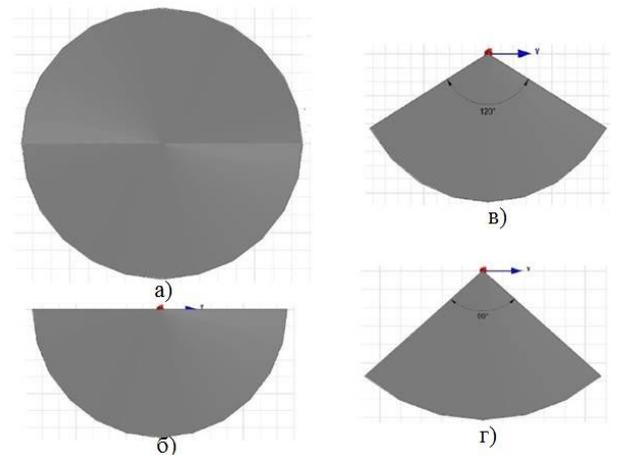


Рис. 3.2. Сечения биконических ТЕМ рупоров в Н-плоскости

Элементы имеют следующие параметры: угол образующей  $\beta = 82^\circ$ ,  $R = 142.3$  мм у элементов в виде 180-градусной и 120 градусной вырезки, а у 90-градусного элемента  $\beta = 83^\circ$ ,  $R = 162.8$  мм. У всех элементов высота  $h = 40$  мм. Волновые сопротивления 180-градусных элементов – 33.3 Ом, остальных – 50 Ом.

На первом этапе были исследованы характеристики согласования антенных решеток методом конечных элементов (МКЭ) и методом конечных разностей во временной области (МКРВО). Зависимость частотной характеристики коэффициента отражения бесконечной линейной решетки биконических рупоров, рассчитанная МКЭ показана на Рис. 3.3 сплошной линией, штриховой – методом МКРВО. Также на Рис. 3.3 пунктирной кривой показана зависимость частотной характеристики коэффициента отражения бесконечной решетки из 180-градусных вырезов, рассчитана МКЭ, а пунктирно-штриховой – МКРВО. На Рис. 3.3 видно, что хорошее совпадение результатов расчета двумя методами (МКЭ и МКРВО). Видно бесконечная решетка осесимметричных биконических излучателей согласуется от частоты 0.2 ГГц, а бесконечная решетка из 180-градусных элементов – от 0.26 ГГц.

Аналогично, с использованием МКЭ и МКРВО рассчитаны зависимости частотной характеристики коэффициента отражения бесконечной решетки 120-градусных и 90-градусных вырезов, которые показаны на Рис. 3.4 в тех же обозначениях. На Рис. 3.4 видно, что решетка из 120-градусных элементов – от 0.33 ГГц, решетка из 90-градусных элементов – от 0.35 ГГц. Интересно отметить, что нижняя граница частоты согласования бесконечных решеток из описанных выше элементов увеличивается с уменьшением азимутального угла вырезов (Рис. 3.2). Это можно объяснить тем, что кроме краевых волн, в данном случае возникает еще вершинные волны, которые дают дополнительное отражение.

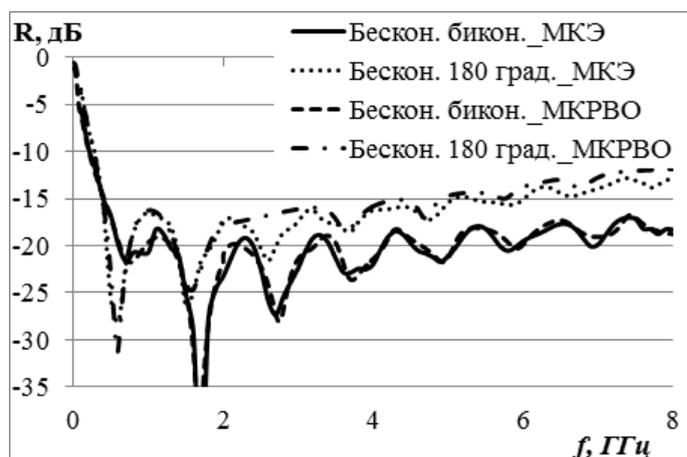


Рис. 3.3. Графики зависимости

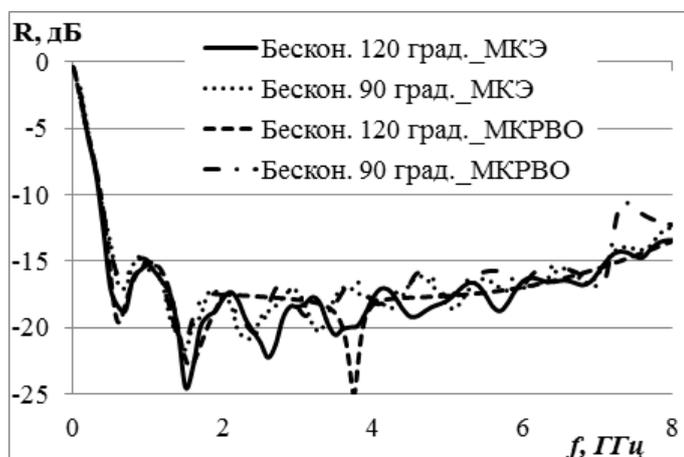


Рис. 3.4. Графики зависимости

коэффициентов отражения бесконечных решеток из биконических и 180-градусных вырезок

коэффициентов отражения бесконечных решеток из 120-градусных и 90-градусных вырезок

Дальше проведено исследование частотной характеристики согласования описанных выше решеток шести элементов ( $N = 6$ ). На рис. приведены результаты расчета частотной характеристики коэффициента отражения синфазной решетки шести биконических элементов и их 180-градусных, 120-градусных и 90-градусных вырезок. Все решетки имеют общую высоту  $H = 240$  мм.

Зависимости частотных характеристик коэффициента отражения 6-элементных решето показаны на Рис. 3.5 для биконической решетки (сплошной линией - расчет МКЭ, штриховой – МКРВО). На Рис. 3.5 пунктирной кривой показана зависимость частотной характеристики коэффициента отражения 6-элементной решетки из 180-градусных вырезок, рассчитанная с использованием МКЭ, а пунктирно-штриховой – МКРВО. Зависимость частотной характеристики коэффициента отражения 6-элементной решетки из 120-градусных и 90-градусных вырезок показана на Рис. 3.6 в аналогичных обозначениях.

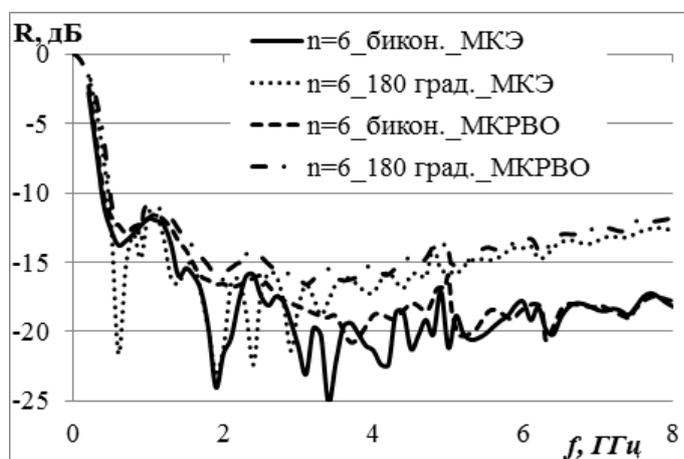


Рис. 3.5. Графики зависимости коэффициентов отражения 6-элементных решеток биконических и 180-градусных вырезок

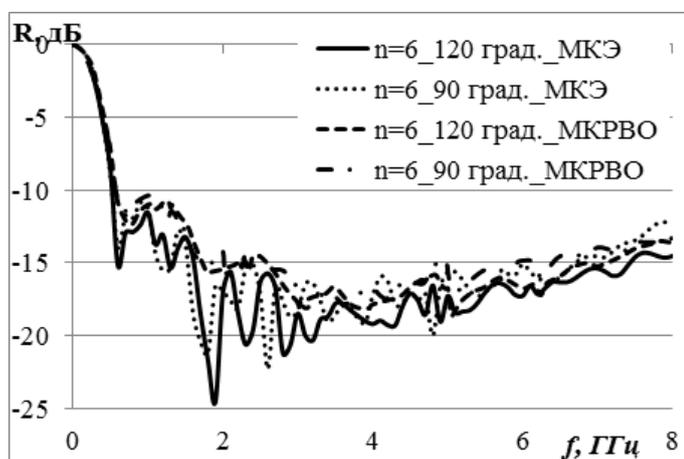
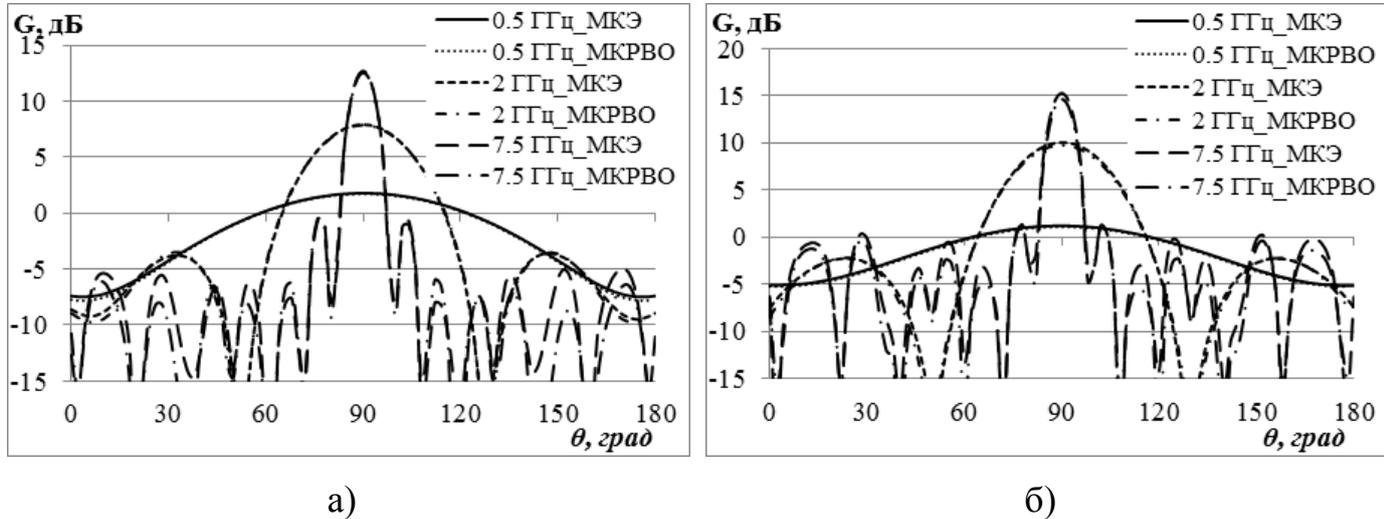


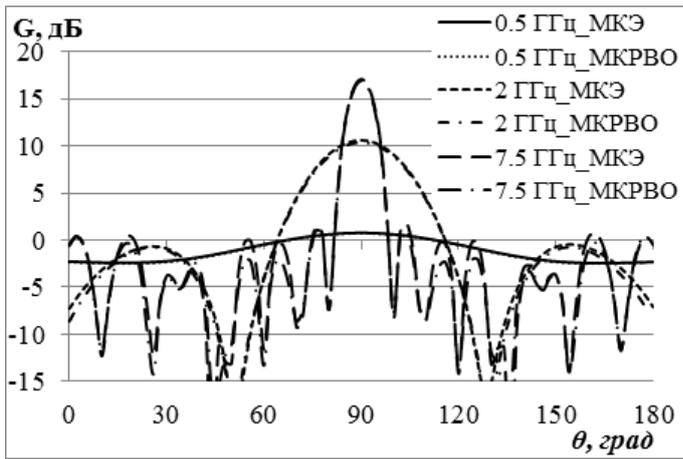
Рис. 3.6. Графики зависимости коэффициентов отражения 6-элементных решеток 120-градусных и 90-градусных вырезок

На Рис. 3.5 и Рис. 3.6 видно, что результаты полученные численными методами МКЭ и МКРВО близки, синфазная решетка шести биконических излучателей согласуется от частоты 0.38 ГГц, решетка 180-градусных элементов – от 0.45 ГГц, а решетки 120- и 90-градусных элементов – от 0.55 ГГц.

На втором этапе было исследование характеристики излучения описанных выше антенных решеток. Ограничимся решеткой с шестью элементами .

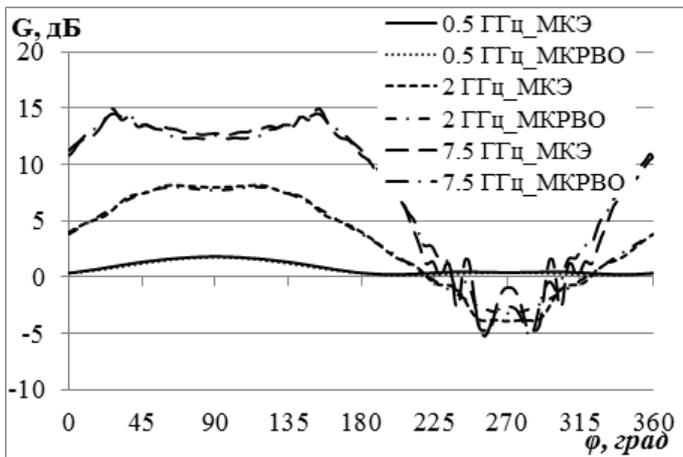
На Рис. 3.7 приведены диаграммы направленности в Е - плоскости 6-элементной решетки на частотах: 0.5 ГГц – сплошными линиями, 2 ГГц – штриховыми, 7.5 ГГц – длинными штриховыми рассчитанные методом МКЭ, и так же на частотах: 0.5 ГГц – пунктирными линиями, 2 ГГц – штрих - пунктирными, 7.5 ГГц – длинными штрих - пунктирными рассчитанные методом МКРВО. На Рис. 3.8 на тех же частотах приведены диаграммы направленности 6-элементной решетки в Н плоскости. На Рис. 3.9 приведены зависимости коэффициентов усиления 6-элементных решеток от частоты, рассчитанные методом МКЭ.



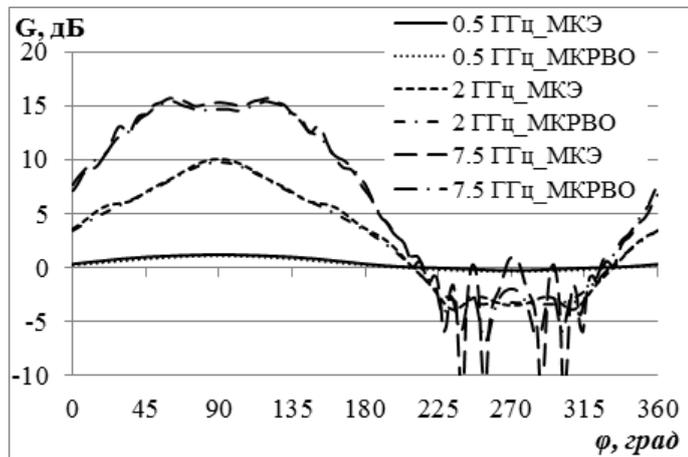


в)

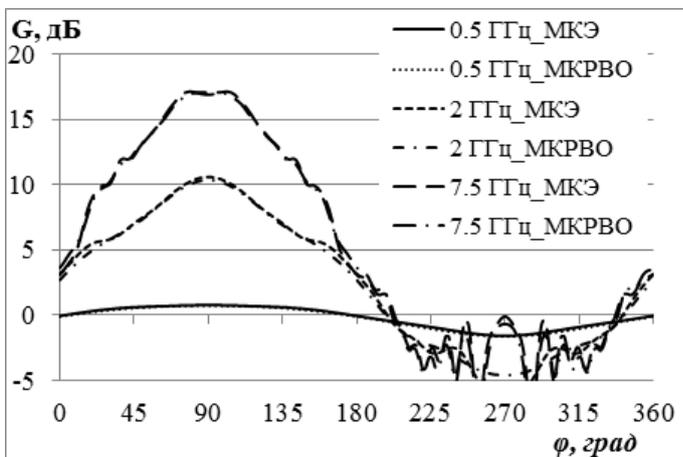
Рис. 3.7. Диаграммы направленности решетки шести 180-градусных (а), 120-градусных (б), и 90-градусных (в) элементов в Е-плоскости



а)



б)



в)

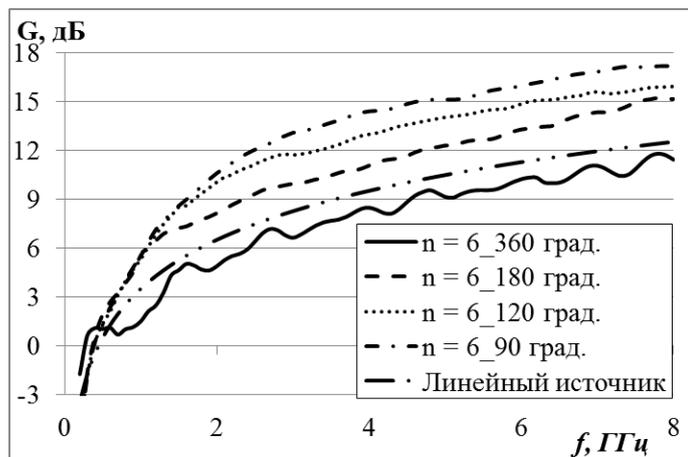


Рис. 3.9. Зависимости коэффициентов

Рис. 3.8. Диаграммы направленности усиления шестиэлементных решеток от решетки шести 180-градусных (а), 120-градусных (б), и 90-градусных (в) элементов в Н-плоскости частоты

На Рис. 3.7 и Рис. 3.8 можно видеть, что МКЭ и МКРВО дают хорошее совпадение при расчете ДН решеток, разница в области главного лепестка ДН 0.2 – 0.3 дБ и 0.5 – 1 дБ в областях заднего лепестка.

На Рис. 3.9 сплошной линией показана частотная зависимость коэффициента усиления синфазной решетки шести осесимметричных элементов; короткой штриховой – 180-градусных элементов; пунктирной – 120-градусных; штрих - пунктирной – 90-градусных. Штрих – двойной пунктирной на рисунке показана аналогичная зависимость для синфазного линейного источника с той же длиной и равномерным амплитудным распределением. Видно, что последняя кривая близка к сплошной кривой на рисунке, что говорит о высоком КИПе всенаправленной в Н - плоскости решетки из осесимметричных элементов. Разница около 1 – 2 дБ связана, главным образом, с отражением в решетке. Коэффициенты усиления решеток линейно растут с частотой, о чем говорит логарифмический характер кривых на Рис. 3.9.

### 3.2 ЛИНЕЙНЫЕ РЕШЕТКИ ТЕМ РУПОРОВ

Рассмотрим три типа элементов линейной антенной решетки, первый из которых является классическим (регулярным) ТЕМ рупором, и который в дальнейшем будем называть просто ТЕМ рупором. Его геометрия характеризуется тремя параметрами: длиной  $L$ , углом  $\alpha$  при вершине равнобедренного треугольника, ограничивающего плоские проводящие поверхности рупора и углом  $\beta$  между этими поверхностями (см. Рис. 1.1в), которые определяют нижнюю частоту согласования и входной импеданс рупора. В данной работе исследованы решетки ТЕМ рупоров с параметрами:  $L = 160$  мм,  $\alpha = 75^\circ$ ,  $\beta = 14^\circ$ . Исследованы также линейные решетки хорошо известных экспоненциально - нерегулярных ТЕМ

рупоров (Рис. 1.2), углы  $\alpha$  и  $\beta$  которых монотонно увеличиваются по направлению к апертуре. Такие излучатели будем называть нерегулярными рупорами 1-го типа. Исследованы также  $E$  – плоскостные решетки из квадратично - нерегулярных ТЕМ рупоров (см. Рис. 1.3), углы  $\alpha$  и  $\beta$  которых монотонно уменьшаются по направлению к апертуре, и которые будем называть нерегулярными рупорами 2-го типа. Такие ТЕМ рупоры были предложены и исследованы в работе [39]. Параметры нерегулярного ТЕМ рупора 1-го типа: длина  $L = 160$  мм, начальные углы  $\alpha = 35^\circ$ ,  $\beta = 7^\circ$ , параметры рупора 2-го типа: длина  $L = 320$  мм, начальные углы  $\alpha = 75^\circ$ ,  $\beta = 14^\circ$ . Такой выбор параметров и закона их изменения по длине рупора обеспечивает одинаковый период решетки в  $E$  – плоскости ( $P_x = 40$  мм), одинаковую выходную апертуру элементов  $P_x \times P_z = 250 \times 40$  мм<sup>2</sup> и одинаковый импеданс (50 Ом) в любом сечении рупора. Для сравнения с характеристиками исследуемых линейных решеток в работе приведены характеристики линейной  $E$  – плоскостной решетки из ТЕМ рупоров в виде 90-градусной вырезки из биконической линии (см. Рис. 3.2), которая была с использованием МКЭ и МКРВО исследована в разделе 3.1 данной главы. Параметры 90-градусной вырезки:  $R = 163$  мм, угол образующей конуса  $83^\circ$ , размеры выходной апертуры  $P_x \times P_z = 230 \times 40$  мм<sup>2</sup>.

### 3.2.1 ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНФАЗНЫХ РЕШЕТОК

Исследование согласования решеток проводилось с использованием МКЭ и МКРВО. Элементы решетки возбуждались симметричной полосковой линией с импедансом, равным импедансу ТЕМ рупоров (50 Ом). На первом этапе было проведено исследование согласования бесконечных синфазных линейных решеток. Путем введения эквивалентных граничных условий (условий Флоке) задача сводилась к исследованию одного элемента. Зависимость модуля коэффициента отражения бесконечной линейной решетки из ТЕМ рупоров от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ, показана на Рис. 3.10 сплошной кривой, а пунктирной – та же характеристика, рассчитанная методом МКРВО. На том же рисунке штриховой кривой показана зависимость частотной характеристики

коэффициента отражения бесконечной линейной решетки из нерегулярных ТЕМ рупоров 1-го типа, рассчитанная методом МКЭ, а штрих - пунктирной – методом МКРВО. Длинной штриховой кривой на рис. 5 показана зависимость частотной характеристики коэффициента отражения бесконечной линейной решетки из нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа, рассчитанная методом МКЭ, а длинной штрих - пунктирной – методом МКРВО.

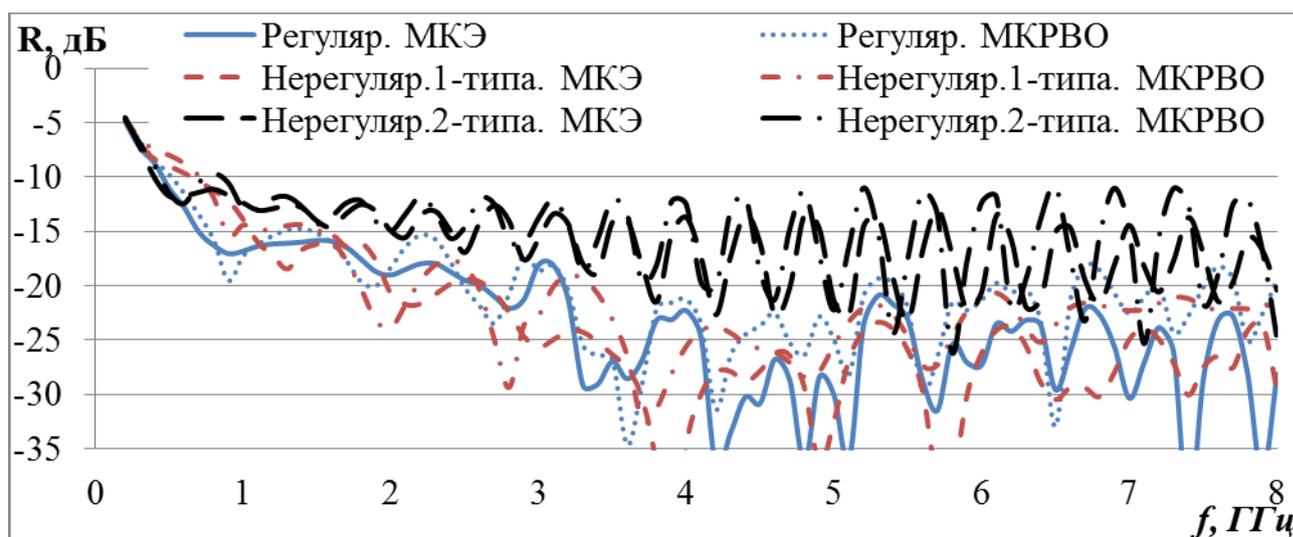


Рис. 3.10. Зависимость коэффициентов отражения бесконечных линейных решеток из ТЕМ рупоров

На Рис. 3.10 видно, что хорошее совпадение результатов расчета двумя методами МКЭ и МКРВО наблюдается только для относительно больших величин коэффициента отражения. Однако в данной работе разница в величине модуля коэффициентов отражения, полученная разными методами на уровне ниже – 10 дБ не так важна, так как нас в первую очередь интересует нижняя частота полосы согласования решетки по этому уровню. Как видно на рисунке, бесконечная синфазная линейная решетка из ТЕМ рупоров согласуется по данному уровню, начиная с частоты 0.5 ГГц, бесконечная синфазная линейная решетка из нерегулярных ТЕМ рупоров 1-го типа – с 0.7 ГГц, а бесконечная синфазная линейная решетка из нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа – с 0.45 ГГц. Отметим, что бесконечная линейная решетка из 90-градусных вырезов согласована по такому же уровню начиная с частоты 0.35 ГГц.

Используя МКЭ был проведен расчет зависимости частотной характеристики коэффициента отражения синфазной решетки из регулярных ТЕМ рупоров и нерегулярных ТЕМ рупоров 2 типа от числа элементов, результаты которого показаны на Рис. 3.11 и Рис. 3.12, соответственно. Сплошными линиями на рисунках показаны зависимости от частоты коэффициента отражения одиночного рупора; пунктирными – решетки 3 рупоров; штриховыми – решетки 6 рупоров; длинными штриховыми – решетки 9 рупоров, длинными штрих - пунктирными – решетки 12 рупоров. На Рис. 3.11 видно, что нижняя частота согласования синфазной линейной решетки 3-х ТЕМ рупоров – 1.1 ГГц, решетки 6 рупоров – 0.7 ГГц, решетки 9 рупоров – 0.57 ГГц, а решетка 12 рупоров – 0.5 ГГц. Нижняя частота согласования одиночного ТЕМ рупора в свободном пространстве - 2.1 ГГц. На Рис. 3.12 видно, что нижняя частота согласования синфазной линейной решетки 3 х ТЕМ рупоров 2 типа – 1.4 ГГц, решетки 6 рупоров – 0.6 ГГц, решетки 9 рупоров – 0.55 ГГц, а решетка 12 рупоров – 0.5 ГГц. Нижняя частота согласования одиночного ТЕМ рупора в свободном пространстве - 2.4 ГГц.

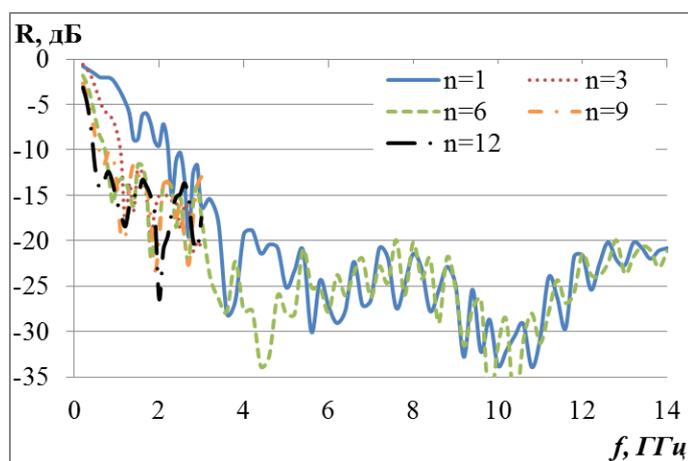


Рис. 3.11. Зависимость коэффициентов отражения решеток из  $n$  ТЕМ рупоров от частоты

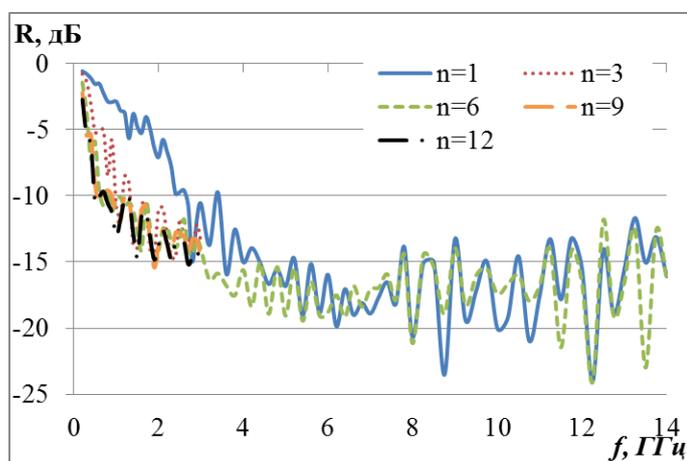


Рис. 3.12. Зависимость коэффициентов отражения решеток из  $n$  нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа от частоты

Таким образом, увеличение числа элементов приводит к монотонному понижению нижней частоты согласования синфазной решетки, причем для 12

элементной линейной синфазной решетки регулярных ТЕМ рупоров она очень близка к нижней частоте согласования бесконечной линейной решетки.

Отметим, что уровень отражения на высоких частотах слабо зависит от числа элементов и в случае решетки ТЕМ рупоров не превышает -20 дБ, а в случае решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа не превышает -12 дБ.

Далее ограничимся исследованием характеристик излучения решеток регулярных ТЕМ рупоров и нерегулярных ТЕМ рупоров 2 типа, принимая во внимание, что нижняя частота согласования решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 1-типа в 1.5 раза выше. На Рис. 3.13 сплошными линиями приведены диаграммы направленности в Е - плоскости 6-элементной синфазной решетки регулярных ТЕМ рупоров на частотах: 0.8, 2, 7.5 и 14 ГГц, полученные методом МКЭ, а штриховыми линиями - на тех же частотах, полученные методом МКРВО. На Рис. 3.14 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности 6-элементной синфазной решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа в Е - плоскости на таких же частотах. На Рис. 3.15 и Рис. 3.16 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности в Н – плоскости описанных выше 6-элементных решеток на частотах 0.8, 2, 7.5 и 14 ГГц.

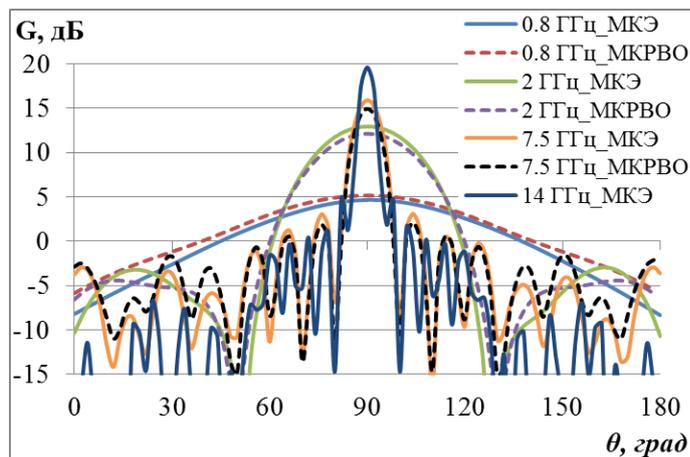


Рис. 3.13. Диаграммы направленности решетки шести ТЕМ рупоров в Е – плоскости ( $\varphi = 90^0$ )

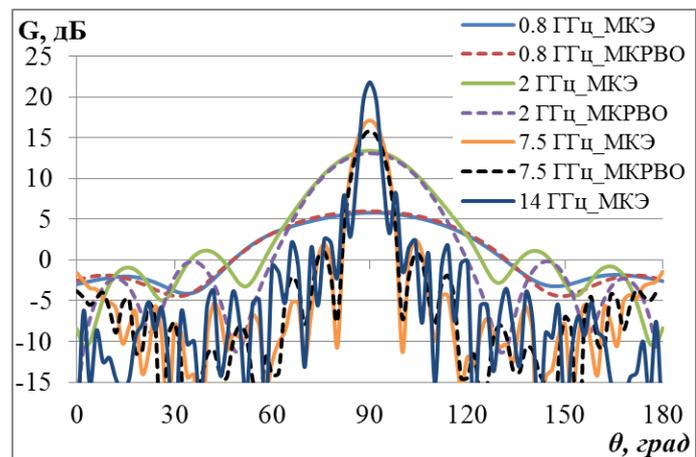


Рис. 3.14. Диаграммы направленности решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа в Е – плоскости ( $\varphi = 90^0$ )

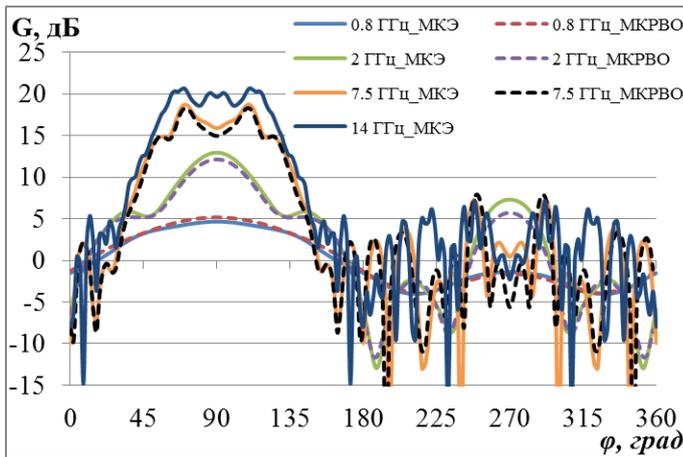


Рис. 3.15. Диаграммы направленности синфазной решетки ТЕМ рупоров в Н – плоскости ( $\theta = 90^0$ )

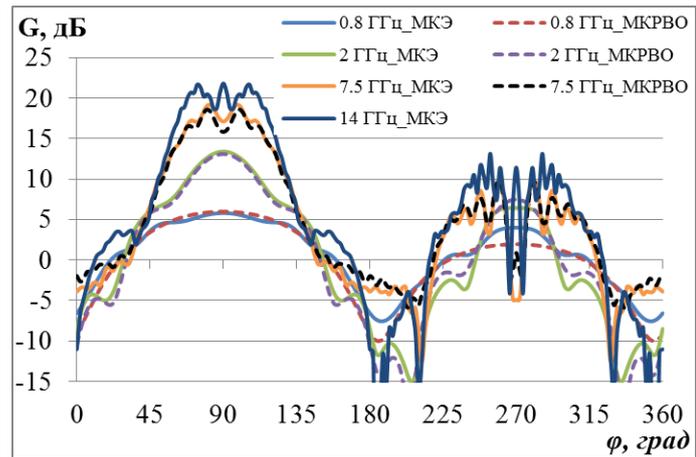


Рис. 3.16. Диаграммы направленности решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа в Н – плоскости ( $\theta = 90^0$ )

На рисунках Рис. 3.13 - Рис. 3.16 видно, что методы МКЭ и МКРВО обеспечивают достаточно хорошее совпадение результатов расчетов диаграмм направленности антенных решеток. На рисунках также можно увидеть, что с увеличением частоты ширина главного лепестка в Е плоскости монотонно уменьшается, а относительный уровень бокового излучения – падает. При этом решетки из регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров имеют на высоких частотах более изрезанные диаграммы направленности в Н – плоскости, а также более высокий уровень заднего излучения, по сравнению с решеткой из биконических вырезов (см. Рис. 3.8).

Зависимости коэффициентов усиления 6-элементных линейных синфазных решеток от частоты, рассчитанные методом МКЭ, проведенные на Рис. 3.17 сплошной линией для решетки регулярных ТЕМ рупоров, пунктирной - решетки нерегулярных ТЕМ рупоров 2-го типа, штриховой - решетки 90-градусных вырезов. На Рис. 3.18 в таких же обозначениях приведены зависимости отношения излучения вперед / назад (Front-to-back ratio) таких решеток.

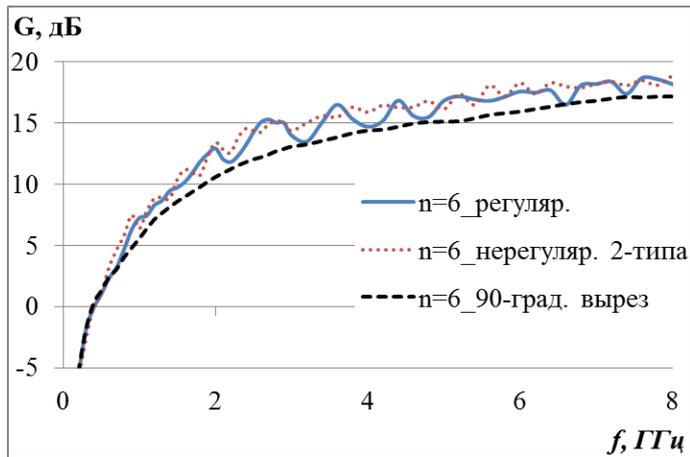


Рис. 3.17. Зависимость коэффициентов усиления линейных синфазных решеток от частоты

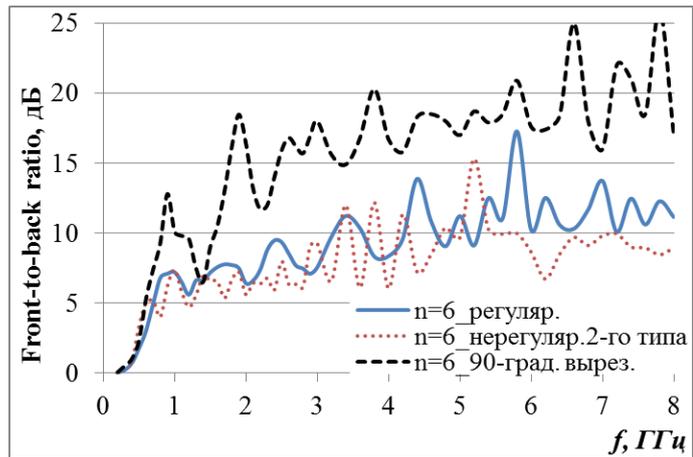


Рис. 3.18. Зависимость отношения излучения вперед / назад от частоты

На Рис. 3.17 видно, что коэффициент усиления решетки 90-градусных вырезов монотонно растет с частотой, а у решеток регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров растет почти монотонно, обеспечивая в результате несколько большее усиление. Последнее можно объяснить тем, что размер апертуры ТЕМ рупоров немного больше, чем у 90-градусной вырезки (см. выше). При этом отношение излучения вперед / назад у решеток из регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров сначала растет с частотой, а затем стабилизируется на уровне около - 10 дБ, а у решетки из 90-градусных вырезов стабилизируется на уровне примерно - 15 - 20 дБ. Увеличенный уровень заднего излучения линейной решетки ТЕМ рупоров можно объяснить возбуждением обратной волны между элементами, что более подробно обсуждается в следующей главе.

### 3.2.2 ХАРАКТЕРИСТИКИ СКАНИРОВАНИЯ

Поскольку характеристики согласования и излучения синфазных решеток регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров 2-типа близки, в данном разделе ограничимся исследованием решеток регулярных ТЕМ рупоров. Вначале проведем исследование зависимости коэффициента отражения бесконечной решетки в полосе частот при разных углах сканирования, используя здесь и далее МКЭ. Сплошной

кривой на Рис. 3.19 показана зависимость коэффициента отражения бесконечной синфазной решетки от частоты; пунктирной – при угле отклонения луча от оси решетки на  $\pm 15^\circ$ ; штриховой – при угле отклонения -  $\pm 30^\circ$ ; штрих - пунктирной – при угле отклонения -  $\pm 45^\circ$ .

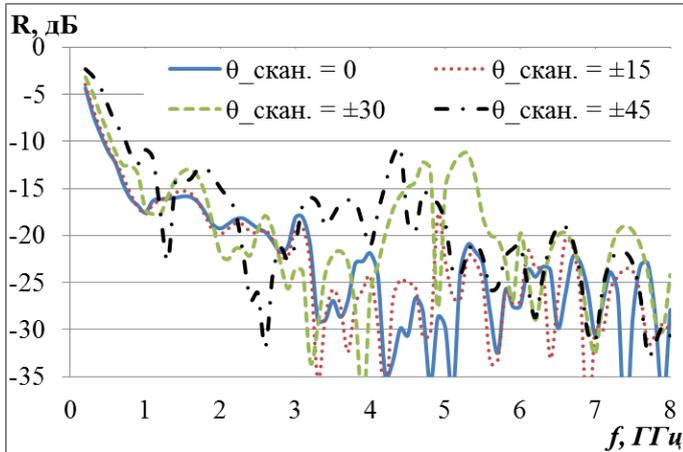


Рис. 3.19. Зависимости коэффициента отражения сканирующей бесконечной решетки ТЕМ рупоров от частоты

На Рис. 3.19 видно, что при отклонении луча на  $15^\circ$  нижняя граница согласования бесконечной решетки (0.5 ГГц) практически не меняется. При угле отклонения луча на  $30^\circ$  и  $45^\circ$  нижняя граница согласования решетки сдвигается вверх по частоте до 0.6 ГГц и 0.8 ГГц, соответственно. Интересно отметить, что в отличие от решетки биконических вырезов, верхняя граница полосы частот согласования решеток из регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров в исследованной полосе частот отсутствует.

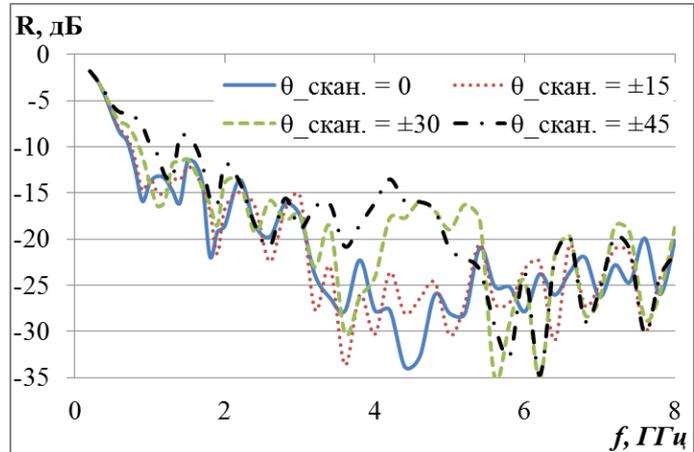


Рис. 3.20. Зависимости коэффициента отражения 6-элементной сканирующей решетки ТЕМ рупоров от частоты

Далее проведено исследование характеристик согласования линейной решетки 6 ТЕМ рупоров. На Рис. 3.20 в тех же обозначениях как и ранее показаны зависимости коэффициента отражения синфазной линейной решетки 6 ТЕМ рупоров от частоты, и при угле отклонения луча на  $\pm 15^\circ$ ,  $\pm 30^\circ$  и  $\pm 45^\circ$ . На Рис. 3.20 можно увидеть, что аналогично случаю бесконечной линейной решетки при отклонении луча на  $15^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $45^\circ$  нижняя граница согласования решетки 6 элементов регулярных ТЕМ рупоров сдвигается вверх по частоте (на 0.8 ГГц, 0.9

ГГц и 1 ГГц, соответственно) и отсутствует верхняя граница полосы частот согласования.

Диаграммы направленности в Е плоскости 6-элементной сканирующей решетки ТЕМ рупоров на частоте 3.8 ГГц ( $Pz/\lambda = 0.5$ ), приведены на рис. 3.21а)  $f = 3.8$  ГГц. Сплошной кривой на рисунке показана диаграмма направленности в синфазном режиме работы 6-элементной решетки, пунктирной – при отклонении луча на  $\pm 15^\circ$ , штриховой - при отклонении луча на  $\pm 30^\circ$ , штрих - пунктирной - при отклонении луча на  $\pm 45^\circ$ .

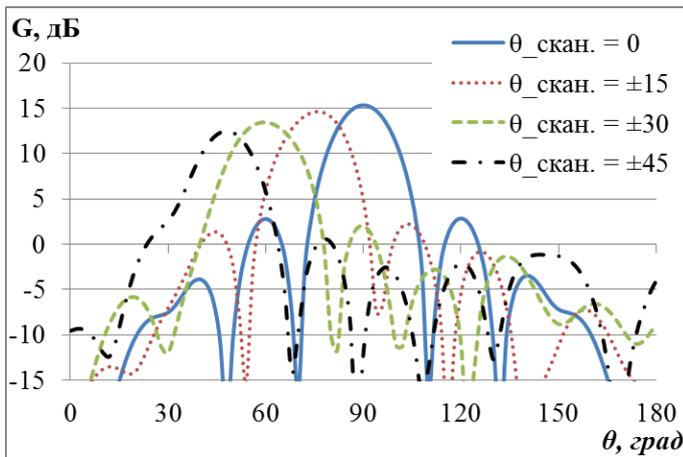
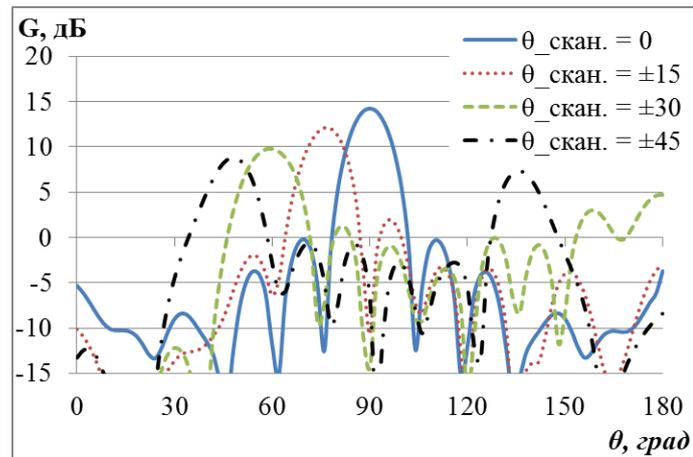
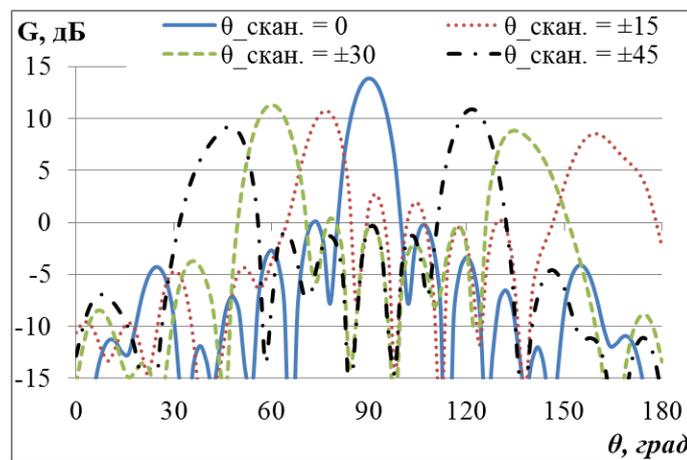
а)  $f = 3.8$  ГГцб)  $f = 5$  ГГцв)  $f = 6$  ГГц

Рис. 3.21. Диаграммы направленности в Е- плоскости 6-элементной сканирующей решетки ТЕМ рупоров на разных частотах ( $\varphi = 90^\circ$ )

На видно Рис. 3.21а, что при отклонении луча от нормали усиление решетки падает незначительно и относительный уровень боковых лепестков остается достаточно низким (11 – 12 дБ).

На Рис. 3.21б и Рис. 3.21в в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности в Е плоскости 6-элементной сканирующей решетки ТЕМ рупоров на частоте 5 ГГц и 6 ГГц, соответственно. На Рис. 3.21б видно, что у решетки 6 ТЕМ рупоров на частоте 5 ГГц при отклонении луча уже на 30 градусов резко растет боковое излучения, а на 6 ГГц уровень бокового излучения сопоставим с уровнем главного лепестка (см. Рис. 3.21в).

### **ВЫВОДЫ**

На основании полученных в данной главе численных результатов можно сделать следующие выводы:

Уменьшение угла вырезки биконического элемента незначительно увеличивает нижнюю частоту согласования линейных решеток и значительно увеличивает коэффициент усиления.

Увеличение числа элементов линейной синфазной решетки регулярных ТЕМ рупоров и нерегулярных ТЕМ рупоров 2 типа приводит к монотонному понижению нижней частоты согласования, нижний предел которой стремится к нижней частотой согласования бесконечной решетки, при этом рабочая полоса согласования решетки из ТЕМ рупоров, начиная с 6-элементных решеток, превышает величину 1:20, а для 12- элементных решеток – величину 1:25.

С увеличением частоты коэффициент усиления синфазных решеток почти монотонно растет, форма диаграммы направленности линейных решеток стабильны в исследованной полосе частот, коэффициент усиления практически линейно растет с частотой, а отношение излучения вперед / назад 6-элементной линейной синфазной решетки 90-градусных вырезок находится на уровне -15 - 20 дБ.

Форма диаграммы направленности линейных решеток регулярных и нерегулярных ТЕМ рупоров 2-типа на высоких частотах изрезана в Н – плоскости, а отношение излученных мощностей вперед / назад падает до уровня ниже -10 дБ.

В режиме сканирования решетки регулярных ТЕМ рупоров рабочая полоса частот уменьшается со стороны нижних частот за счет повышения нижней частоты согласования, а со стороны верхних частот – за счет резкого роста уровня бокового лепестка и, в результате, полоса 6 элементной решетки сужается до 1:5.

Материалы, изложенные в данной главе, доложены на 26-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2016), IV Всероссийской Микроволновой (Москва, 2016), и опубликованы в трудах этих конференций в работах [95], [105], а также в статьях [92], [96].

## ГЛАВА 4 . ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКИЕ РЕШЕТКИ

Задачу реализации больших КУ с высоким значением КИПа (более 0.75) в полосе частот более 1:10 можно решить, используя рупорно-линзовые и зеркально-рупорные системы [4, 37]. Однако габаритные размеры и вес антенны при этом увеличиваются, а величина КИР существенно уменьшается. Альтернативный метод увеличения КУ заключается в использовании антенных решеток с различными геометриями на основе ТЕМ рупоров: коллинеарных [76 - 78, 81, 82], кольцевых [91 - 94], цилиндрических [9, 95] и плоских [97 -111].

В этих работах было показано, что взаимная связь в элементах решеток может приводить к существенному уменьшению коэффициента отражения по сравнению с одиночным элементом [6, 7, 106 - 109]. В работе [7] был исследован экспериментальный образец решетки антенн Вивальди с полосой 1:10. Было показано, что такие решетки могут сканировать в полосе 1:8 при угле отклонения луча  $\pm 45^\circ$ . В работе [110] было показано, что решетки антенн Вивальди могут быть использованы в качестве кластерных облучающих систем СШП гибридных зеркальных и линзовых антенн.

Характеристики излучения решеток, в том числе линейных и плоских из ТЕМ рупоров мало исследованы [примерно, 91, 96 - 105]. В составе решетки на характеристики ТЕМ рупора оказывает влияние взаимодействие, в первую очередь с соседними рупорами, однако характеристики согласования при этом меняются незначительно [98]. Если решетки из ТЕМ рупоров не имеют заднего экрана, то у таких решеток наблюдается высокий уровень заднего излучения. Для того, чтобы подавить такое излучение, в работах [97, 100, 104] использовали металлический экран. При этом, однако, возникает проблема согласования решетки [97].

Целью данной главы является, в первую очередь, исследование возможность реализации полосы рабочих частот существенно большей, чем 1:10, в классе малоэлементных цилиндрических и плоских антенных решеток из ТЕМ рупоров в виде различных вариантов вырезов из биконической линии. Отметим, что

характеристики согласования и излучения элементов в составе решетки, в том числе кольцевой и цилиндрической исследовались в работах [9, 91, 112, 113].

Другой целью данной главы, в первую очередь, является исследование возможности расширения полосы частот согласования двумерно-периодических решеток, а также исследование характеристик излучения, в том числе эффекта высокого заднего излучения плоских решеток ТЕМ рупоров.

#### 4.1 ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ РЕШЕТКИ

Проведем исследование цилиндрических антенных решеток, каждая из которых состоит из рассмотренных ранее линейных решеток. Ограничимся случаем решеток из четырех и пятиэлементных линейных решеток и проведем исследование взаимного влияния подрешеток. Первая цилиндрическая решетка (Рис. 4.1а) состоит из 4-х 6-элементных подрешеток 180-градусных элементов, вторая (Рис. 4.1б) – из четырех и третья – из пяти 6-элементных подрешеток 90-градусных (Рис. 4.1в). В первой цилиндрической решетке подрешетки находятся на кольце радиусом 289.6 мм, и расположены на расстоянии 5 мм друг от друга, все входы элементов решетки находятся на цилиндре радиуса 147.3 мм. Во второй решетке подрешетки расположены на кольце радиуса 192.5 мм. Расстояния между подрешетками равны – 41.9 мм, входы элементов решетки находятся на цилиндре радиусом 30 мм. В третьей - подрешетки расположены на кольце радиусом 207.8 мм, расстояния между ними равны – 1.5 мм, входы элементов решетки находятся на цилиндре радиуса 45 мм. Подрешетки в цилиндрической решетке нумеруются цифрами 1,... 5

С использованием МКЭ и МКРВО исследуем влияние взаимного влияния на характеристики согласования и излучения линейных подрешеток в составе цилиндрической решетки. Рассмотрим вариант возбуждения подрешетки 1, остальные подрешетки нагружены на абсолютно поглощающие нагрузки.

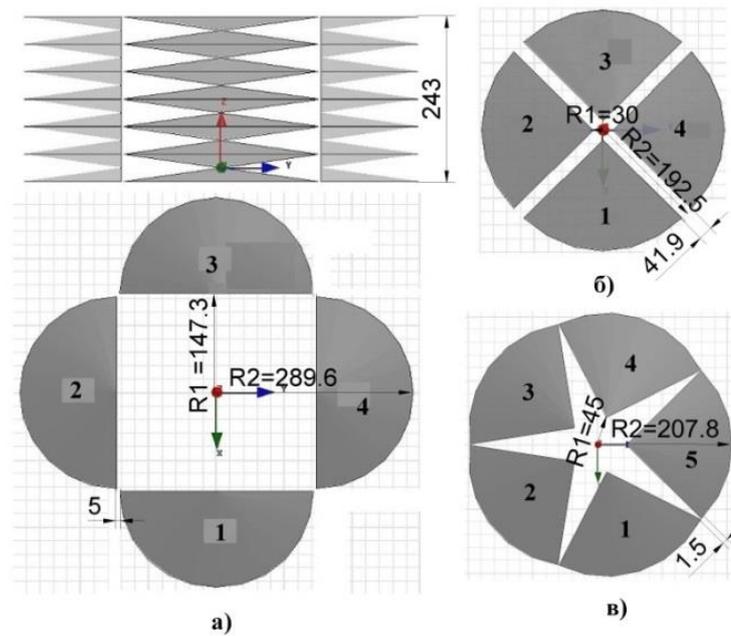


Рис. 4.1. Цилиндрическая антенная решетка из 4-х подрешеток 180-градусных элементов (а), из 4-х подрешеток 90-градусных элементов (б) и 5-и подрешеток 90-градусных элементов (в)

На Рис. 4.2 сплошной линией показана рассчитанная зависимость от частоты коэффициента отражения подрешетки из 180-градусных элементов в свободном пространстве, пунктирной таким же методом – в составе цилиндрической решетки; штриховой – подрешетки из 180-градусных элементов в свободном пространстве, рассчитанная методом МКРВО, а штрих – пунктирной – в составе цилиндрической решетки методом МКРВО. На рисунке видно, что взаимная связь в цилиндрической решетке слабо влияет на характеристики согласования подрешетки 180-градусных элементов, нижняя граница согласования подрешетки становится 0.55 ГГц (расчет методом МКЭ) или 0.6 ГГц (методом МКРВО). Отметим, что в свободном пространстве нижняя граница согласования 6-элементной синфазной решетки 180-градусных элементов – 0.45 ГГц, а 6-элементной синфазной решетки 90-градусных элементов – 0.55 ГГц.

На Рис. 4.3 и Рис. 4.4 в таких же обозначениях показаны частотные зависимости коэффициента отражения подрешетки из 90-градусных элементов в

свободном пространстве и в составе цилиндрических решеток, рассчитанные двумя методами.

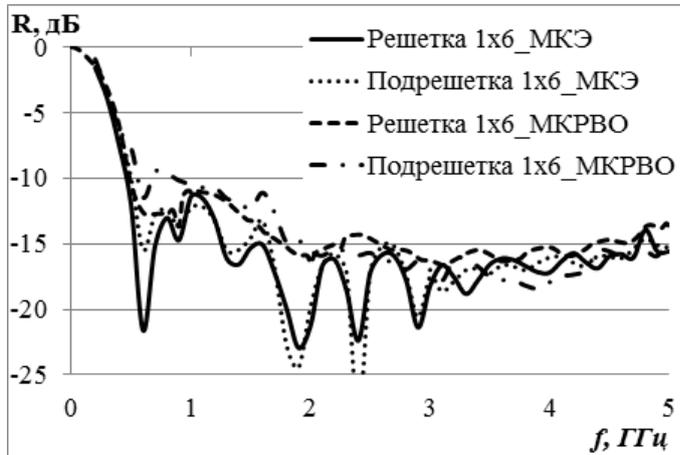


Рис. 4.2. Зависимость коэффициента отражения подрешеток 180-градусных элементов от частоты

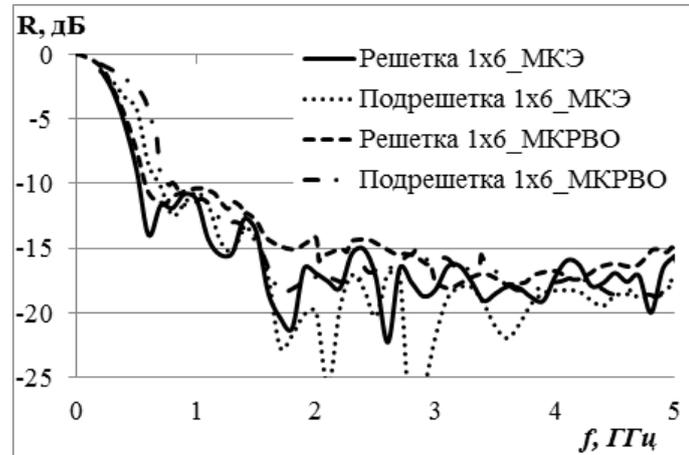


Рис. 4.3. Зависимость коэффициента отражения подрешеток в составе цилиндрической решетке из 4-х подрешеток 90-градусных элементов от частоты

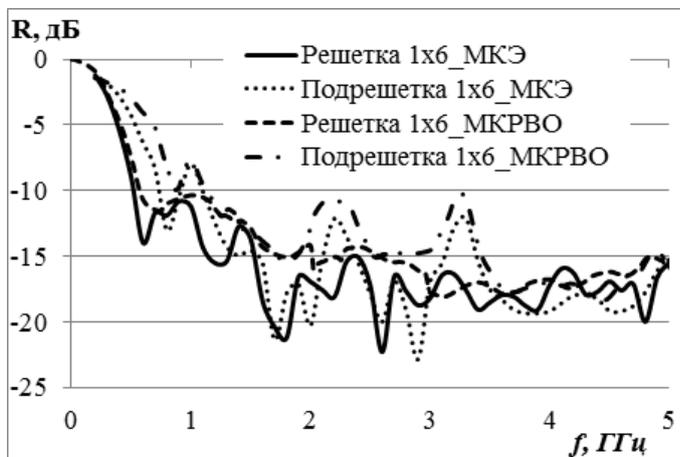


Рис. 4.4. Зависимость коэффициента отражения подрешеток в составе цилиндрической решетке из 5-и подрешеток 90-градусных элементов от частоты

На Рис. 4.3 и Рис. 4.4 видно, что взаимная связь подрешеток в составе цилиндрической решетки из 4-х и 5-и 90-градусных элементов приводит к

небольшому увеличению нижней частоты согласования: для подрешетки в составе цилиндрической решетки из 4-х подрешеток 90-градусных элементов до 0.72 ГГц (расчет МКЭ), а 0.75 ГГц (МКРВО); а для подрешетки в составе цилиндрической решетки из 5-и подрешеток 90-градусных элементов до 0.8 ГГц (МКЭ), а 0.88 ГГц (МКРВО). Кроме того взаимная связь подрешеток в составе цилиндрической решетки из 5-и 90-градусных элементов приводит к рассогласованию подрешетки в полосе частот 0.9 – 1.1 ГГц.

На Рис. 4.5а приведены диаграммы направленности в Е-плоскости подрешетки 180-градусных элементов в свободном пространстве и в составе цилиндрической решетки на частотах 0.7 и 1 ГГц. На рисунке сплошной кривой показана диаграмма направленности подрешетки 180-градусных элементов в свободном пространстве на 0.7 ГГц, рассчитанная с использованием МКЭ, пунктирной – подрешетки в составе цилиндрической решетки, штриховой - подрешетки в составе цилиндрической решетки, рассчитанная с использованием МКРВО. Так же на рисунке длинными штрихами показана диаграмма направленности подрешетки 180-градусных элементов в свободном пространстве на частоте 1 ГГц с использованием МКЭ, длиной штрих - пунктирной – подрешетки в составе цилиндрической решетки, а штрих – двойной пунктир - подрешетки в составе цилиндрической решетки, рассчитанной с использованием МКРВО. В таких же обозначениях показаны диаграммы направленности подрешетки 180-градусных элементов в Е – плоскости на частотах а) в Е – плоскости при  $f = 0.7$  и 1 ГГц<sup>2</sup> и 3 ГГц. Диаграммы направленности подрешетки 180-градусных элементов в Н – плоскости на разных частотах показаны на Рис. 4.5в и Рис. 4.5г. Такие же обозначения используются на Рис. 4.6 и Рис. 4.7 для иллюстрации диаграмм направленности в Е и Н – плоскости для всех выше описанных подрешеток на разных частотах.

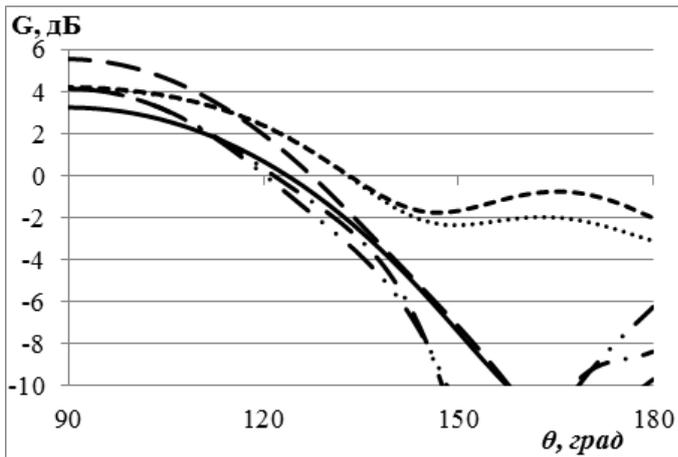
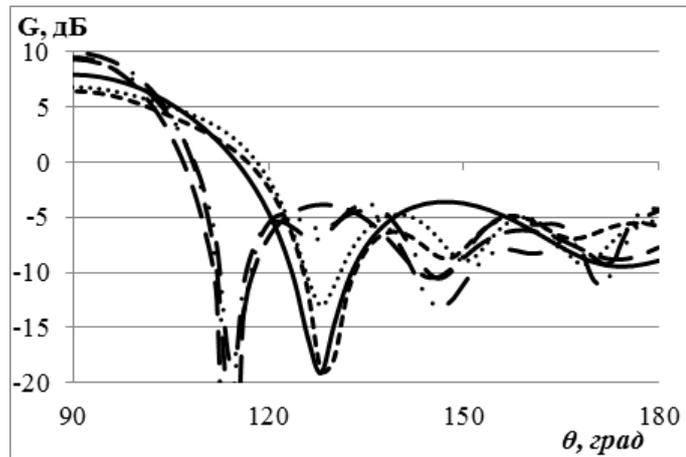
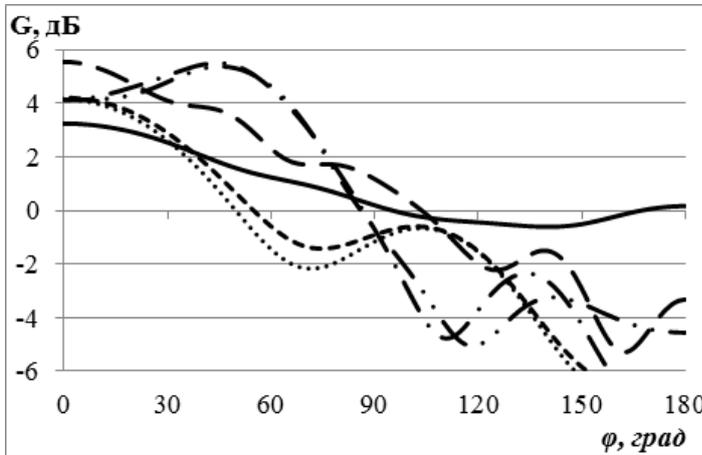
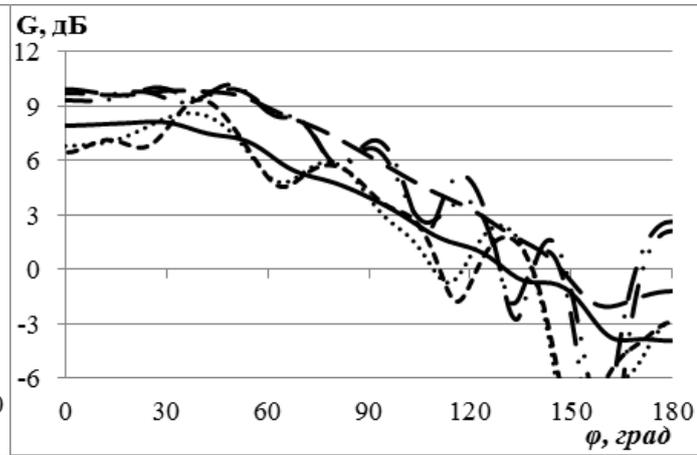
а) в Е – плоскости при  $f = 0.7$  и  $1$  ГГцб) в Е – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГцв) в Н – плоскости при  $f = 0.7$  и  $1$  ГГцг) в Н – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГц

Рис. 4.5. Диаграммы направленности подрешетки 180-градусных элементов

На Рис. 4.5 видно, что оба метода (МКЭ и МКРВО) дают близкие результаты для диаграммы направленности подрешеток, а взаимная связь в цилиндрической решетке приводит к небольшому увеличению усиления подрешетки на низких частотах, к расширению ее диаграмм в Н – плоскости на более высоких частотах, при этом усиление решеток практически не падает. При этом также сохраняется П-образный характер диаграмм направленности решеток 180- градусных элементов в Н плоскости, на который было обращено внимание в работах [8, 9].

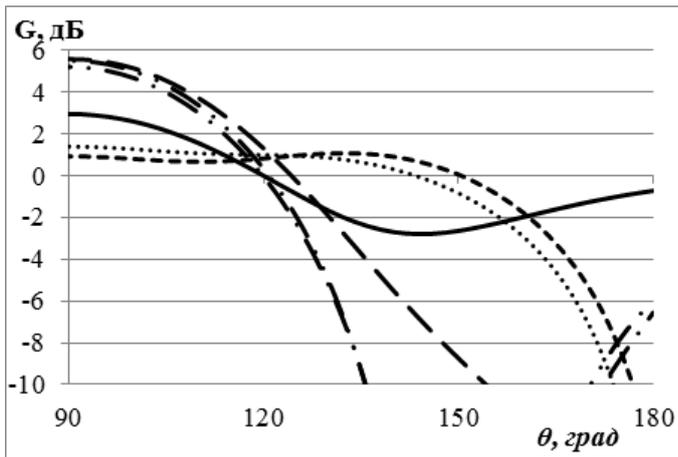
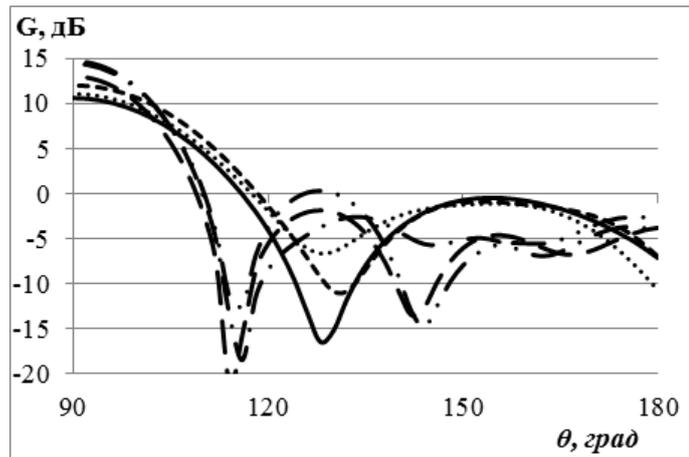
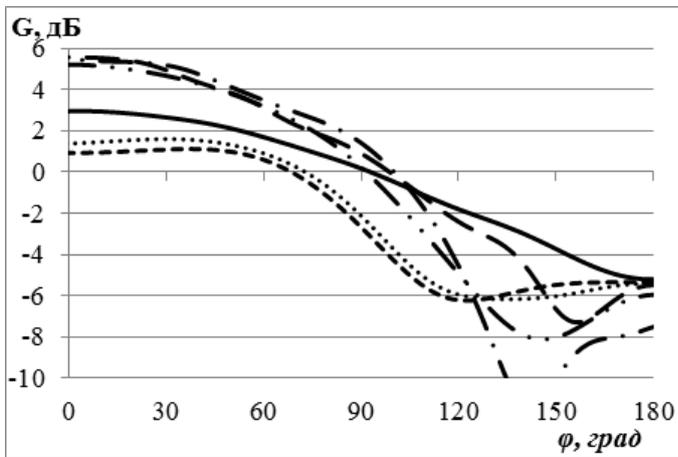
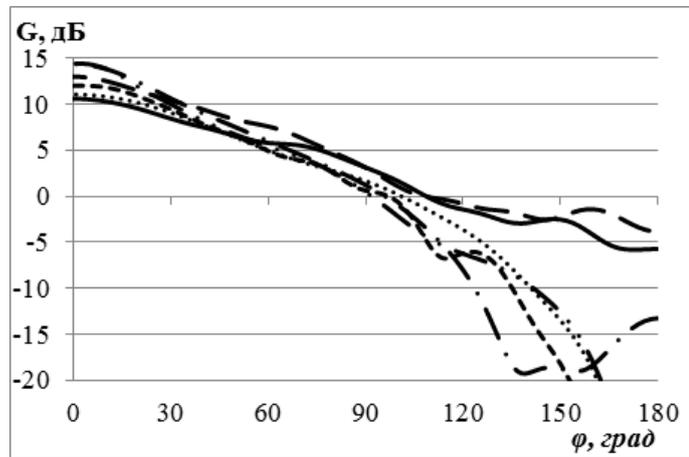
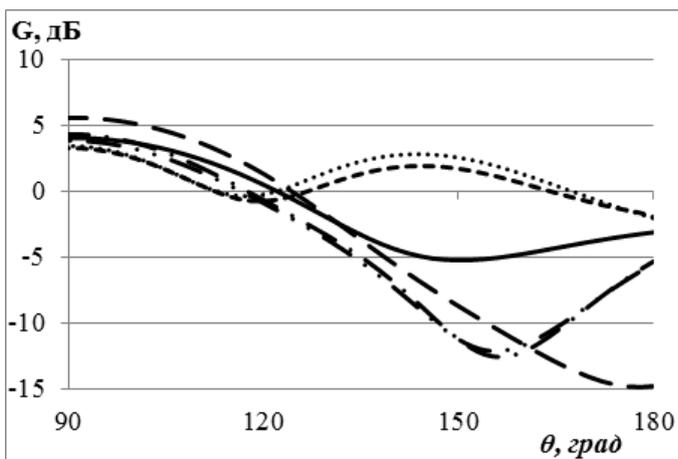
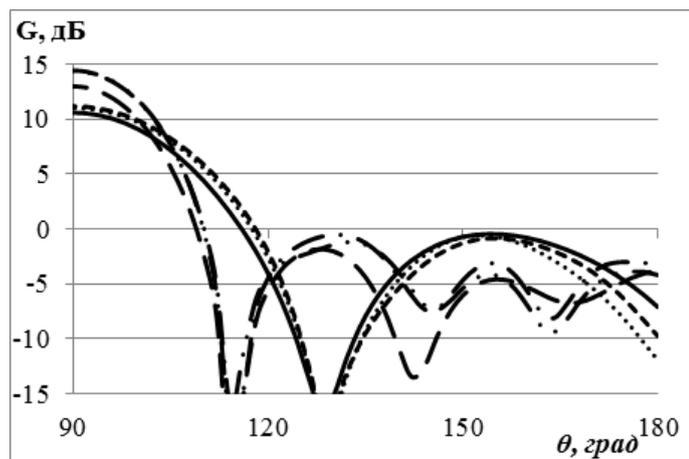
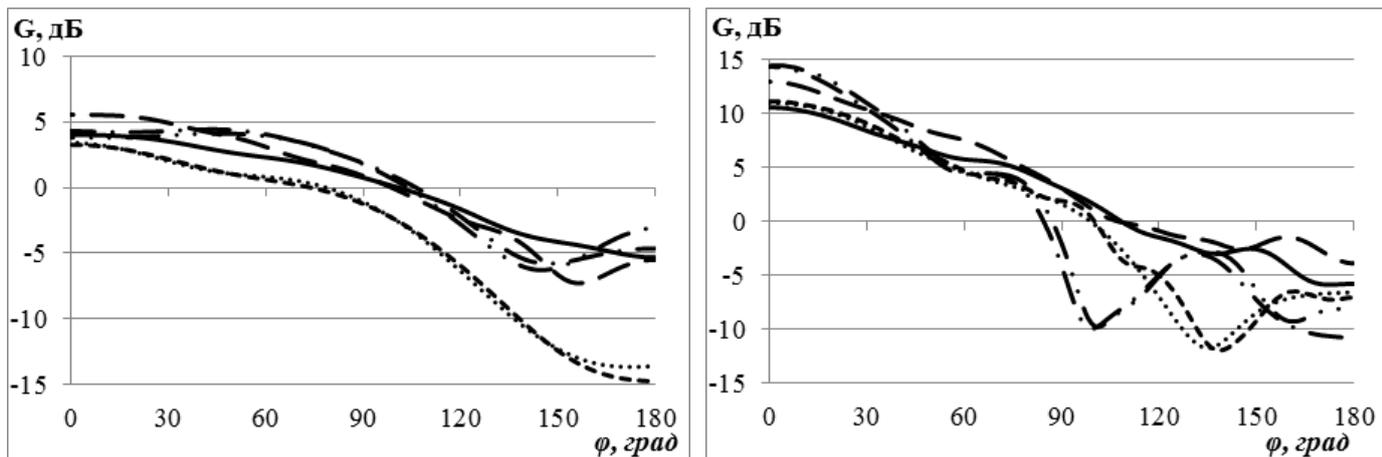
а) в Е – плоскости при  $f = 0.7$  и  $1$  ГГцб) в Е – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГцв) в Н – плоскости при  $f = 0.7$  и  $1$  ГГцг) в Н – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГц

Рис. 4.6. Диаграммы направленности подрешетки в составе цилиндрической решетки из 4-х подрешеток 90-градусных элементов

а) в Е – плоскости при  $f = 0.8$  и  $1$  ГГцб) в Е – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГц



в) в Н – плоскости при  $f = 0.8$  и  $1$  ГГц

г) в Н – плоскости при  $f = 2$  и  $3$  ГГц

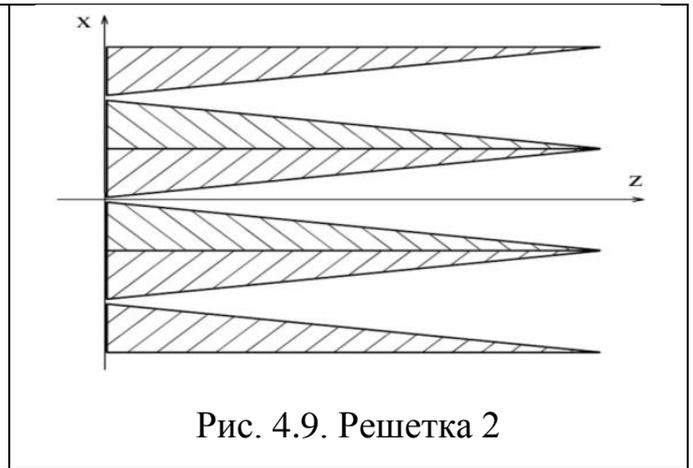
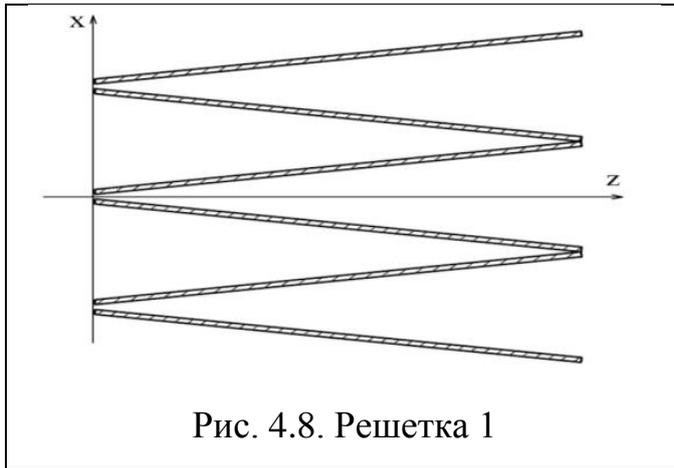
Рис. 4.7. Диаграммы направленности подрешетки в составе цилиндрической решетки из 5-х подрешеток 90-градусных элементов

Как видно на Рис. 4.6 и Рис. 4.7 взаимодействие подрешеток оказывает заметное влияние на диаграммы направленности только вблизи нижних частот согласования, что приводит к небольшому снижению усиления подрешетки на низких частотах, а на более высокой частоте взаимная связь приводит к небольшому увеличению усиления.

## 4.2 ПЛОСКИЕ РЕШЕТКИ

В данном разделе проведем исследование характеристик согласования и излучения плоских решеток ТЕМ рупоров двух типов, которые будем называть решетка 1 (рис.4.9) и решетка 2 (Рис. 4.9). Вторая решетка отличается от первого металлизацией межэлементного пространства.

На первом этапе исследования будем использовать электродинамическую модель на основе МКЭ. На втором этапе – с использованием методов интегральных уравнений, Бубнова - Галеркина, матриц рассеяния и связанных волн.



#### 4.2.1. ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКОЙ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МКЭ

На первом этапе исследуем бесконечные синфазные решетки. Параметры рупоров исследуемых решеток выбраны следующим образом:  $\alpha = 10^\circ$ ,  $\beta = 7.5^\circ$ , длина = 150 мм, соответственно, периоды решетки в Е и Н плоскости  $P_z = 20$  мм,  $P_x = 30$  мм. Входной импеданс регулярного ТЕМ рупора  $Z_{вх} = 150$  Ом, а ТЕМ рупора с металлизацией  $Z_{вх} = 75$  Ом. Питание элементов в решетках осуществляется симметричной двухпроводной микрополосковой линией с импедансом равным импедансу ТЕМ рупора.

На Рис. 4.10 кривой 1 показана зависимость от частоты коэффициента отражения решетки 1, кривой 2 – решетки 2. На Рис. 4.10 видно, что обе решетки по уровню -10 дБ согласованы во всей исследованной полосе частот (0.2 – 8 ГГц), т.е. полоса согласования составляет более 1:40.

На Рис. 4.11 в таких же обозначениях показана зависимость отношения прямой и обратной волны канала Флоке исследуемых выше решеток от частоты. На рисунке видно, что отношение для бесконечной решетки 1 находится на уровне 7 дБ, а для бесконечной решетки 2 – на уровне 6 дБ.

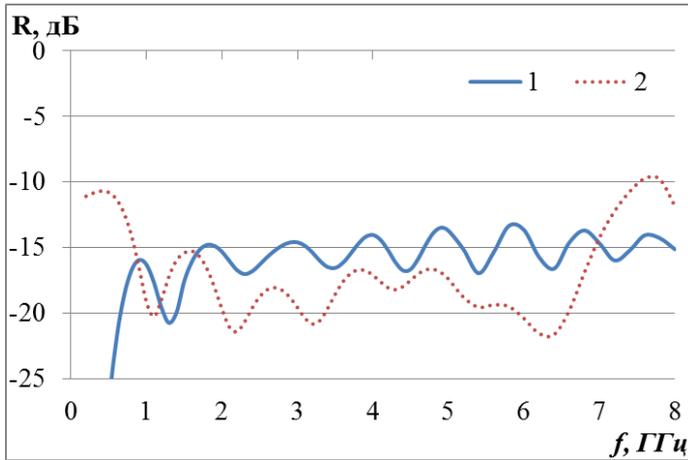


Рис. 4.10. Зависимость коэффициента отражения бесконечной плоской двумерно - периодической синфазной решетки от частоты

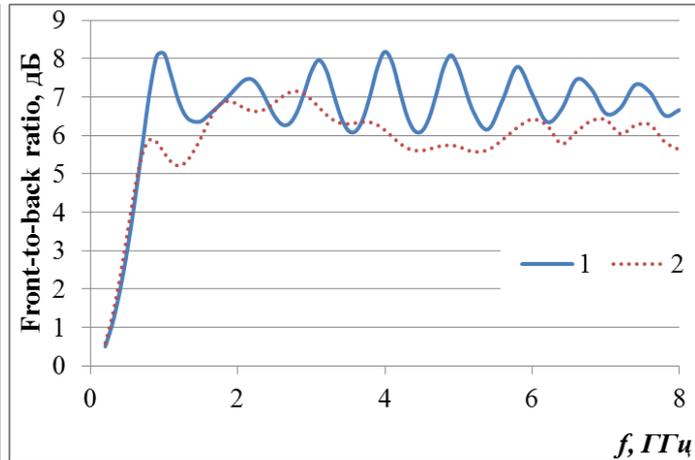


Рис. 4.11. Зависимость отношения прямой и обратной волны канала Флоке бесконечной плоской двумерно – периодической синфазной решетки от частоты

Далее проведено исследование характеристик сканирования бесконечных плоских двумерно – периодических решеток в полосе частот. На Рис. 4.12 пунктирной показаны зависимости коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости бесконечной решетки 1 при отклонении луча от нормали  $\pm 15^\circ$ ; штриховой - при отклонении луча от нормали  $\pm 30^\circ$ ; штрих - пунктирной - при отклонении луча от нормали  $\pm 45^\circ$ , а сплошной линией - бесконечной синфазной решетки 1. На Рис. 4.13 в тех же обозначениях проведены зависимости коэффициента отражения сканирующей в Н – плоскости бесконечной решетки 1.

На Рис. 4.12 и Рис. 4.13 видно, что при отклонении луча на  $\pm 15^\circ$  в Н – плоскости характеристика согласования практически не ухудшается по сравнению с синфазной решеткой. Такая же ситуация имеет место при сканировании луча в Е-плоскости в угловых пределах  $\pm 45^\circ$ .

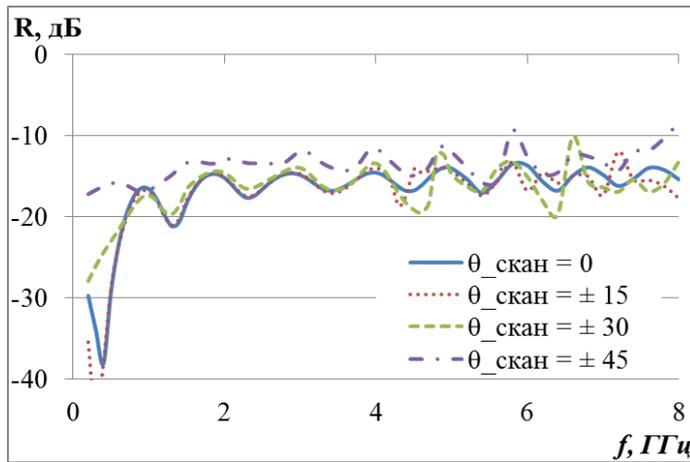


Рис. 4.12. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости бесконечной решетки 1 от частоты

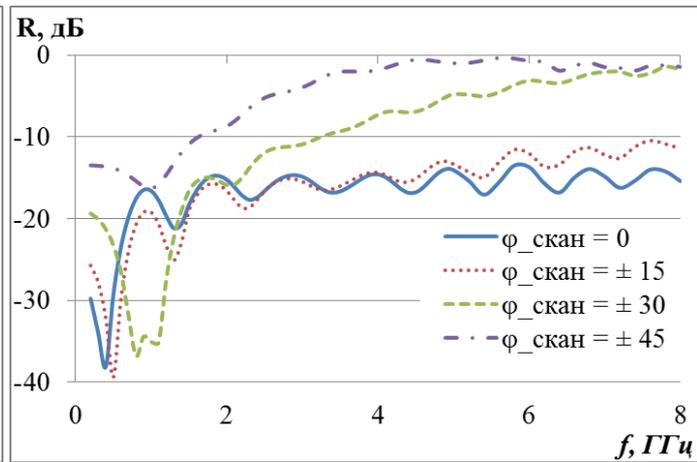


Рис. 4.13. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в Н – плоскости бесконечной решетки 1 от частоты

На Рис. 4.14 показаны зависимости коэффициента отражения сканирующей в двух плоскостях бесконечной решетки 1 от частоты. На рисунке видно, что полоса согласования бесконечной двумерно – периодической решетки 1 не меняется и при одновременном сканировании в обеих плоскостях (в Е – плоскости в пределах  $\pm 45^\circ$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^\circ$ ).

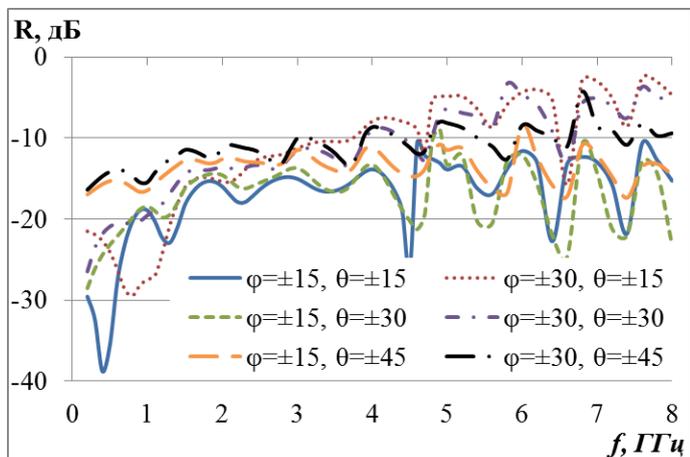


Рис. 4.14. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в обеих плоскостях бесконечной решетки 1 от частоты

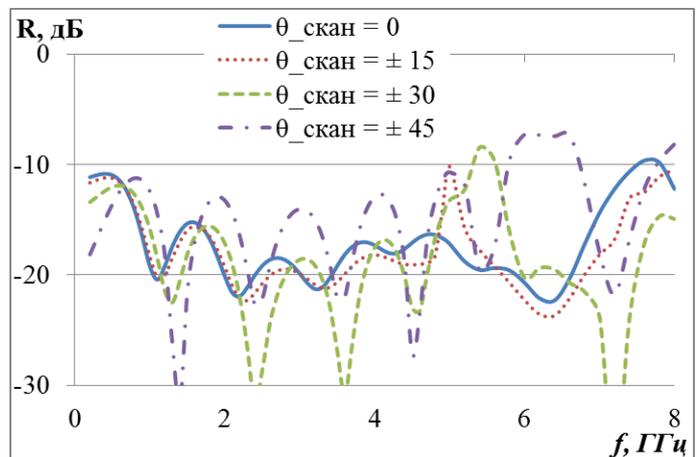


Рис. 4.15. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости бесконечной решетки 2 от частоты

На Рис. 4.15 пунктирной показаны зависимости коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости бесконечной решетки 2 при отклонении луча от

нормали  $\pm 15^0$ ; штриховой - при отклонении луча от нормали  $\pm 30^0$ ; штрих - пунктирной - при отклонении луча от нормали  $\pm 45^0$ , а сплошной линией - бесконечной синфазной решетки 2. На Рис. 4.16 в тех же обозначениях проведены зависимости коэффициента отражения сканирующей в Н – плоскости бесконечной решетки 2. На Рис. 4.15 и Рис. 4.16 видно, что как у бесконечной решетки 1, при отклонении луча на  $\pm 15^0$  в Е – или в Н - плоскости характеристика согласования бесконечной решетки 2 практически не ухудшается по сравнению с синфазной решеткой. Бесконечная решетка 2 обеспечит сканирование  $\pm 45^0$  в Е- плоскости в полосе частот от 0.2 – 5.4 ГГц (1:27). Более интересные результаты получились у бесконечной решетки 2 при сканировании в Н – плоскости (см. Рис. 4.16). На Рис. 4.16 видно, что нижняя граница согласования (по уровню -10 дБ) бесконечной решетки 1 увеличивается до 0.5 ГГц и 0.8 ГГц при отклонении луча в Н – плоскости на  $\pm 30^0$  и  $\pm 45^0$ , соответственно, а верхняя граница согласования в исследованной полосе частот отсутствует в полосе исследованных частот.

На Рис. 4.17 показаны зависимости коэффициента отражения сканирующей в Е – и Н – плоскостях бесконечной двумерно - периодической решетки 2 от частоты. На Рис. 4.17 можно отметить, что полоса согласования бесконечной решетки 2 также не меняется и при одновременном сканировании в обеих плоскостях (в Е – плоскости в пределах  $\pm 15^0$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^0$ ). При одновременном сканировании в обеих плоскостях в Е – плоскости в пределах  $\pm 30^0$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^0$  или в Е – плоскости в пределах  $\pm 45^0$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^0$ , характеристика согласования бесконечной решетки 2 ухудшается по сравнению с бесконечной решетки 1, и ее полоса согласования по уровню -10 дБ становится 0.2 – 5.6 ГГц и 0.2 – 4.8 ГГц, соответственно.

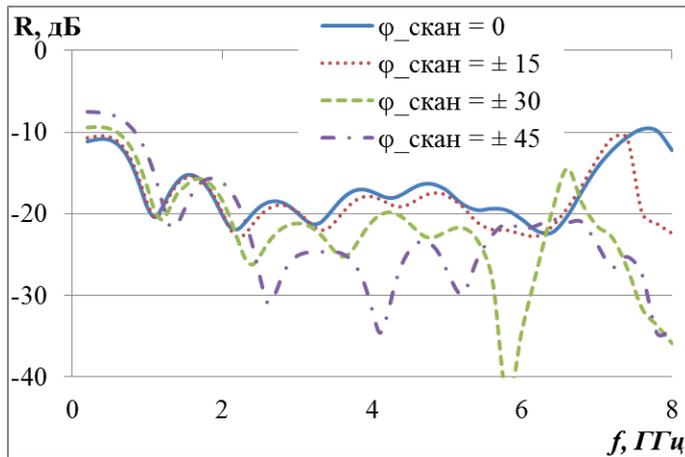


Рис. 4.16. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в Н – плоскости бесконечной решетки 2 от частоты

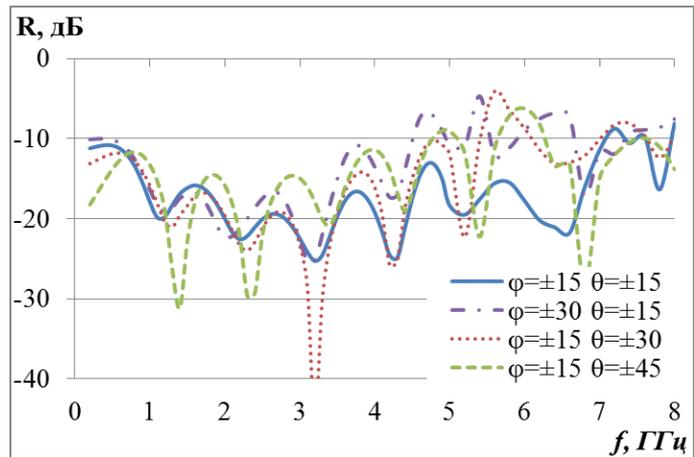


Рис. 4.17. Зависимости коэффициента отражения сканирующей в обеих плоскостях бесконечной решетки 2 от частоты

Далее исследуем с использованием МКЭ характеристики согласования и излучения плоской двумерно – периодической синфазной решетки  $6 \times 6$  классических ТЕМ рупоров, далее решетка 3, и плоской двумерно – периодической синфазной решетки  $6 \times 6$  ТЕМ рупоров с металлизацией, далее решетка 4.

На Рис. 4.18 кривой 1 показана зависимость коэффициента отражения решетки 3 от частоты, а кривой 2 – для решетки 4. На рисунке видно, что коэффициент отражения решетки 3 не превышает уровень  $-10$  дБ во всей исследованной полосе частот (от 0.8 до 8 ГГц), а у решетки 4 - в полосе частот от 0.7 до 8 ГГц, т. е. полоса согласования обеих решеток - более 1:10.

На Рис. 4.19 приведены диаграммы направленности в Е - плоскости решетки 3 на частотах: 1 ГГц – сплошной кривой, 3 ГГц – пунктирной, 5 ГГц – штриховой, 8 ГГц – штрих-пунктирной. На Рис. 4.20 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности в Е - плоскости решетки 4 на тех же частотах. На Рис. 4.21 и Рис. 4.22 в тех же обозначениях проведены диаграммы направленности в Н - плоскости описанных выше решеток на частотах 1, 3, 5 и 8 ГГц, соответственно.

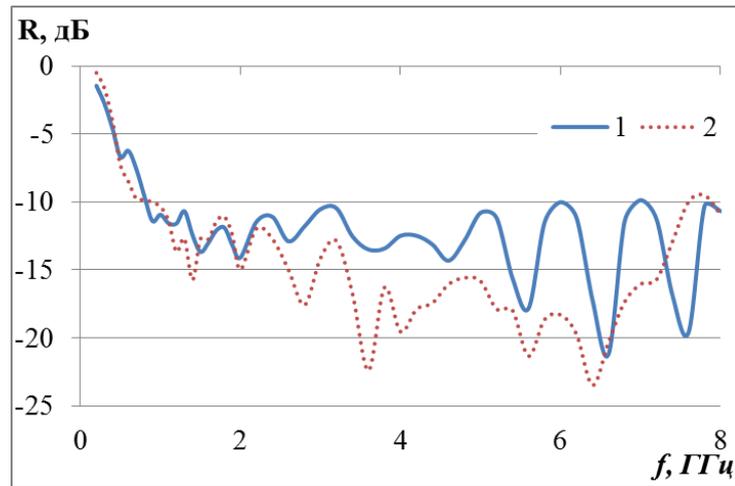


Рис. 4.18. Зависимости коэффициента отражения плоских двумерно – периодических синфазных решеток 6x6 элементов от частоты

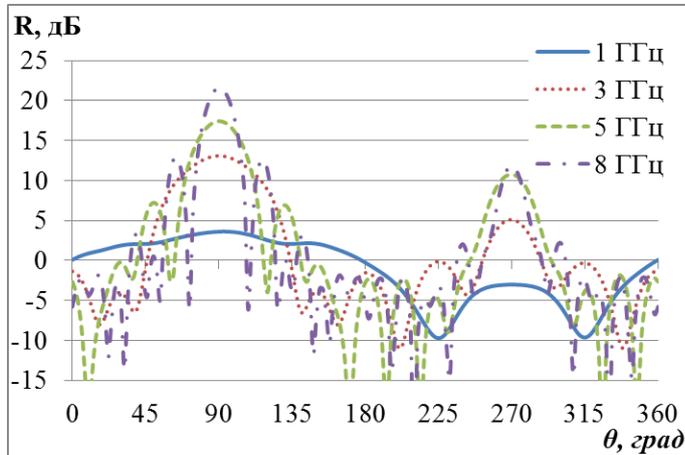


Рис. 4.19. Диаграммы направленности решетки 3 в E – плоскости при  $\varphi = 90^0$

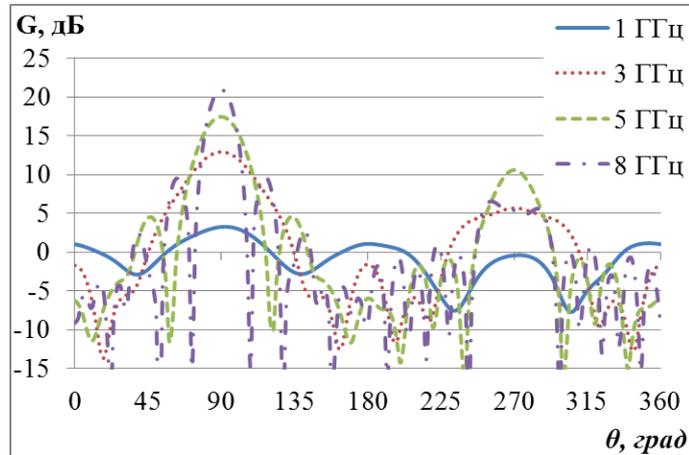


Рис. 4.20. Диаграммы направленности решетки 4 в E – плоскости при  $\varphi = 90^0$

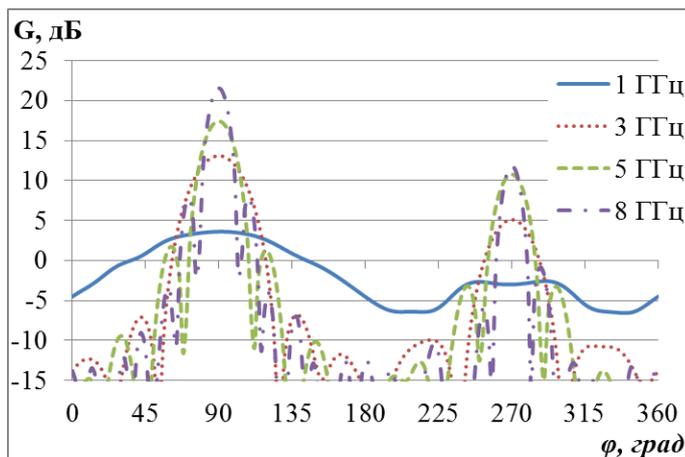


Рис. 4.21. Диаграммы направленности решетки 3 в H – плоскости при  $\varphi = 90^0$

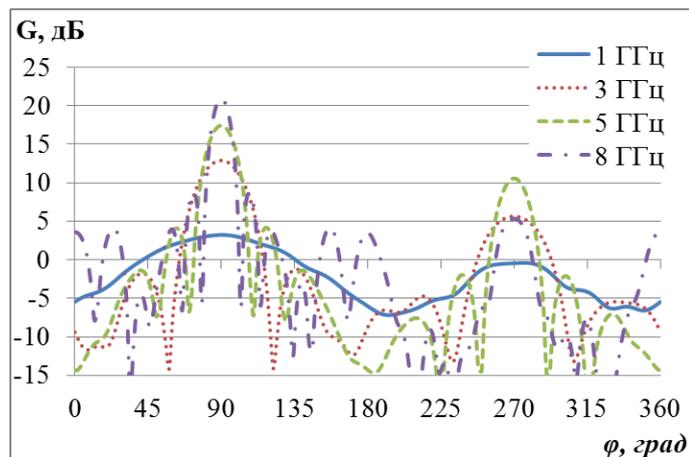


Рис. 4.22. Диаграммы направленности решетки 4 в H – плоскости при  $\varphi = 90^0$

На Рис. 4.19 и Рис. 4.20 видно, что на высоких частотах в диаграммах направленности обеих решеток в Е - плоскости наблюдается сильный рост уровня боковых лепестков. И уровень первого лепестка в Е – плоскости решетки 3 на частоте 8 ГГц (при  $Pz/\lambda = 0.53$ ) составляет -9 дБ, а у решетки 4 на той же частоте -11 дБ. При этом уровень заднего лепестка решетки 3 – 9.8 дБ, а решетки 4 – 15.5 дБ

Несколько лучшая ситуация имеет место в Н – плоскости. Уровень первого лепестка решетки 3 на частоте 8 ГГц составляет -13.8 дБ, а у решетки 4 на той же частоте -12.3 дБ.

Зависимость усиления от частоты решетки 3 показана на Рис. 4.23 кривой 1, а решетки 4 - кривой 2. Кривой 3 приведена аналогичная зависимость для соответствующего плоского синфазного раскрыва с равномерным амплитудным распределением. На Рис. 4.24 в таких же обозначениях приведены зависимости отношения излучения вперед / назад решеток.

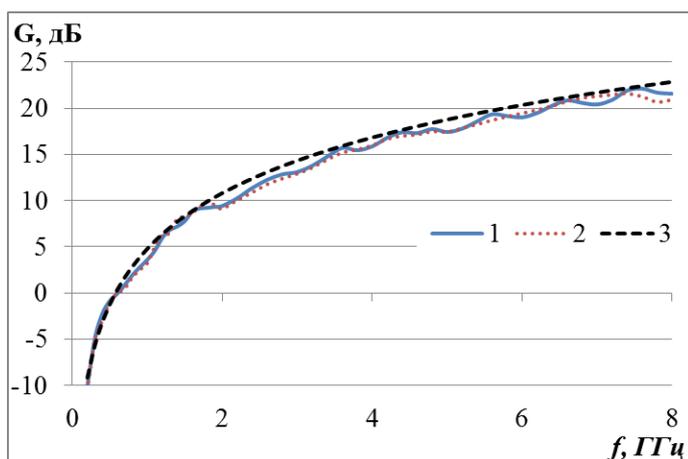


Рис. 4.23. Зависимость коэффициента усиления решеток от частоты

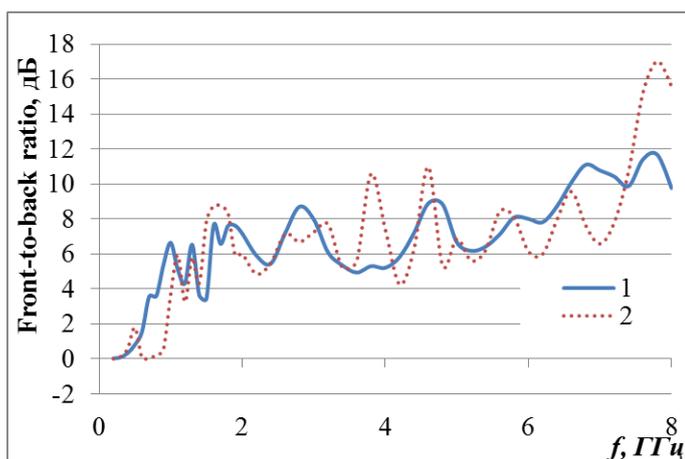


Рис. 4.24. Зависимость отношения излучения вперед / назад решеток от частоты

На Рис. 4.23 видно, что коэффициент усиления описанных выше решеток монотонно растет с частотой и отличается от максимального коэффициента усиления на 1.3 дБ, что говорит о высоком коэффициенте использования (КИП). При этом отношение излучения вперед / назад у обеих конечных решеток 3 и 4 сначала растет с частотой, а затем стабилизируется на уровне около – 7.5 дБ. Увеличенный уровень

заднего излучения решетки 3 можно объяснить возбуждением обратной волны в междуэлементном пространстве, а решетки 4 – возбуждением и излучением элементов металлизации.

Дальше будем исследовать характеристик согласования и излучения сканирующей решетки 3 и сканирующей решетки 4. На Рис. 4.25 сплошной показана зависимость коэффициента отражения от частоты сканирующей в Е – плоскости решетки 3 при отклонении луча от нормали  $\pm 15^{\circ}$ ; пунктирной - при отклонении луча от нормали  $\pm 30^{\circ}$ ; штриховой при отклонении луча от нормали  $\pm 45^{\circ}$ . На Рис. 4.26 в тех же обозначениях проведены зависимости коэффициента отражения от частоты сканирующей в Н – плоскости решетки 3.

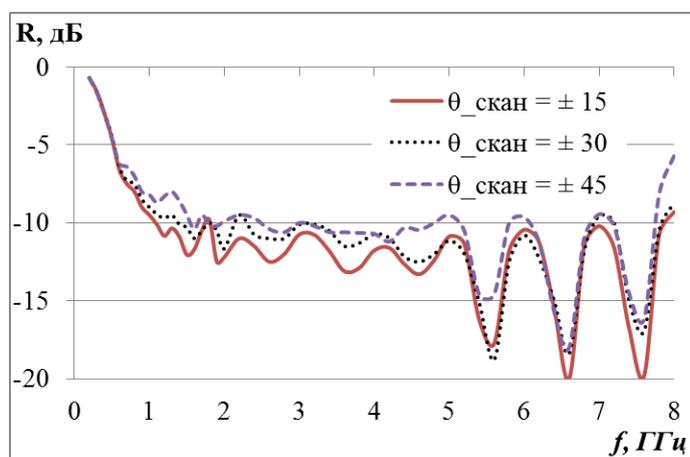


Рис. 4.25. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости решетки 3 от частоты

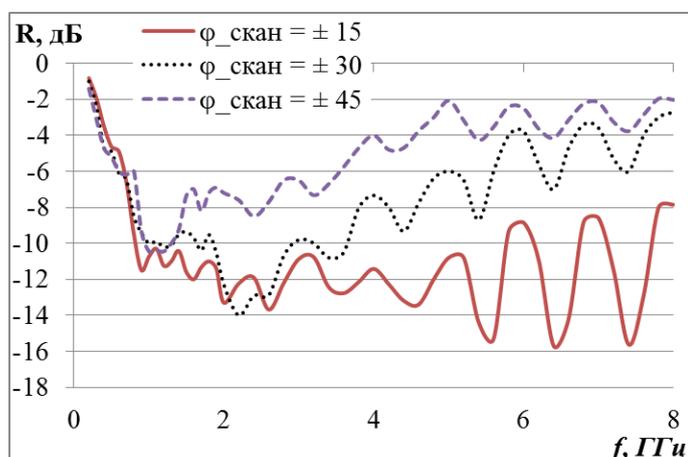


Рис. 4.26. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в Н – плоскости решетки 3 от частоты

На Рис. 4.25 видно, что при отклонении луча от нормали в Е - плоскости нижняя граница согласования по уровню -10 дБ движется направо, так как решетка 3 обеспечит сканирование в пределах  $\pm 15^{\circ}$  от нормали в Е- плоскости в полосе частот 1 – 7.8 ГГц (1:7.8), в пределах  $\pm 30^{\circ}$  в Е - плоскости 1.1 – 7.8 ГГц (1:7), а в пределах  $\pm 45^{\circ}$  в Е - плоскости 1.5 – 7.6 ГГц (1:5). На Рис. 4.26 видно, при отклонении луча в Н – плоскости на  $\pm 15^{\circ}$  конечная решетка 1 согласована в полосе частот от 0.8 – 5.8 ГГц (1:7).

На Рис. 4.27 показаны зависимости коэффициента отражения от частоты сканирующей в обеих плоскостях решетки 3. На Рис. 4.27 видно, что полоса согласования по уровню -9.5 дБ решетки 3 при одновременном сканировании в обеих плоскостях (в Е – плоскости в пределах  $\pm 15^\circ$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^\circ$ ) находится в полосе частот 0.9:6.8 ГГц (1:7.5), а при одновременном сканировании в обеих плоскостях (в Е – плоскости в пределах  $\pm 30^\circ$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^\circ$ ) полоса согласования по уровню -9.5 дБ решетки 3 становится 1.1:6.8 ГГц (1:6).

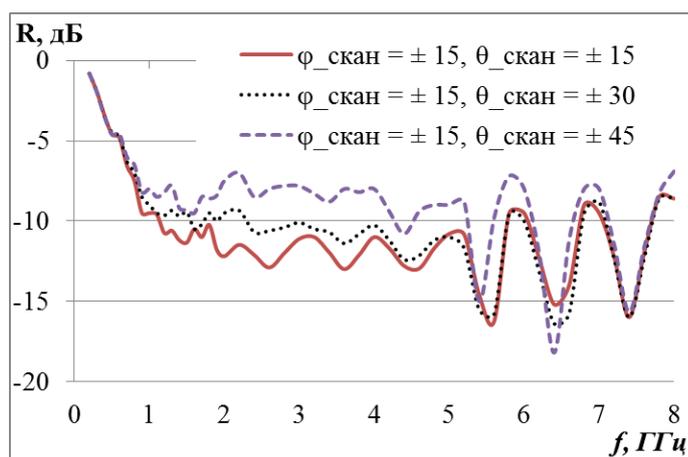


Рис. 4.27. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в обеих плоскостях решетки 3 от частоты

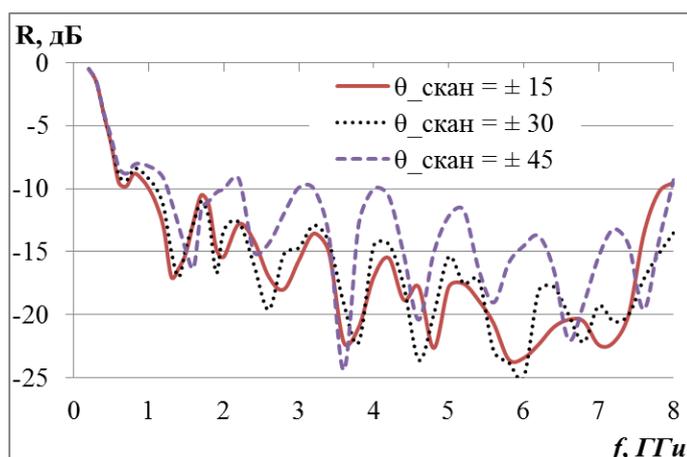


Рис. 4.28. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в Е – плоскости решетки 4 от частоты

Далее проведено исследование зависимости коэффициента отражения от частоты сканирующей решетки 4. На Рис. 4.28 сплошной кривой показана зависимость коэффициента отражения от частоты сканирующей в Е – плоскости решетки 4 при отклонении луча от нормали  $\pm 15^\circ$ ; пунктирной - при отклонении луча от нормали  $\pm 30^\circ$ ; штрих-пунктирной - при отклонении луча от нормали  $\pm 45^\circ$ . На Рис. 4.29 в тех же обозначениях проведены зависимости коэффициента отражения от частоты сканирующей в Н – плоскости решетки 4.

На Рис. 4.28 видно, что при отклонении луча в Е - плоскости от нормали нижняя граница согласования решетки 4 по уровню -10 дБ движется направо, при этом нижняя граница согласования сканирующей в Е - плоскости решетки 4 при отклонении луча от нормали на  $\pm 15^\circ$ ,  $\pm 30^\circ$  и  $\pm 45^\circ$  становится 1, 1.1 и 1.3 ГГц,

соответственно. Отметим, что нижняя граница согласования синфазной решетки 4 составляет 0.7 ГГц.

Более интересные результаты получились при сканировании луча в Н – плоскости решетки 4. На Рис. 4.29 можно отметить, по сравнению с решеткой 3, решетка 4 обеспечит лучше по коэффициенту согласования в полосе частот при сканировании луча в Н – плоскости. Так как нижняя граница согласования сканирующей в Н – плоскости решетки 4 при отклонении луча от нормали на  $\pm 15^\circ$  и  $\pm 30^\circ$  практически не меняется, как у синфазной решетки 4, а нижняя граница согласования сканирующей в Н – плоскости решетки 4 при отклонении луча от нормали на  $\pm 45^\circ$  становится 0.9 ГГц.

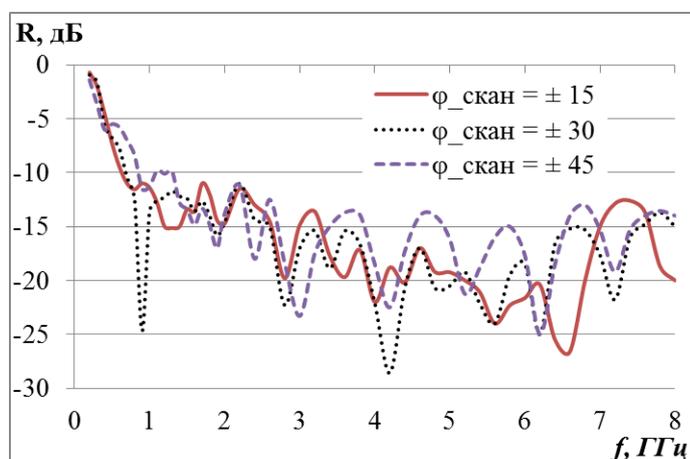


Рис. 4.29. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в Н– плоскости решетки 4 от частоты

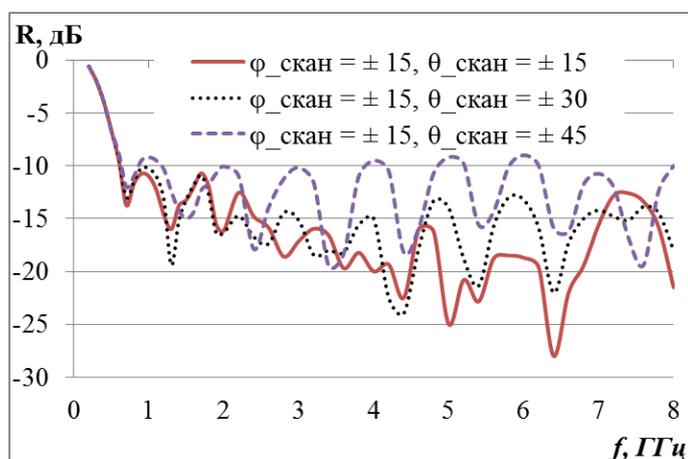


Рис. 4.30. Зависимость коэффициента отражения сканирующей в обеих плоскостях решетки 4 от частоты

На Рис. 4.30 показаны зависимости коэффициента отражения сканирующей в обеих плоскостях решетки 4 от частоты. На Рис. 4.30 видно, что полоса согласования решетки 4 практически не меняется и при одновременном сканировании в обеих плоскостях (в Е – плоскости в пределах  $\pm 45^\circ$  и в Н-плоскости в пределах  $\pm 15^\circ$ ).

Далее приведены характеристики излучения сканирующих решеток. На Рис. 4.31 приведены диаграммы направленности сканирующей в Е - плоскости решетки 3 на частоте 4 ГГц при отклонении луча от нормали  $\pm 15^\circ$  – пунктирной линией,  $\pm 30^\circ$  –

штриховой,  $\pm 45^\circ$  – штрих-пунктирной, а синфазной решетки 3 – сплошной линией. На Рис. 4.32 и Рис. 4.33 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности сканирующей в Е - плоскости решетки 3 на частоте 6 ГГц и 7.5 ГГц, соответственно.

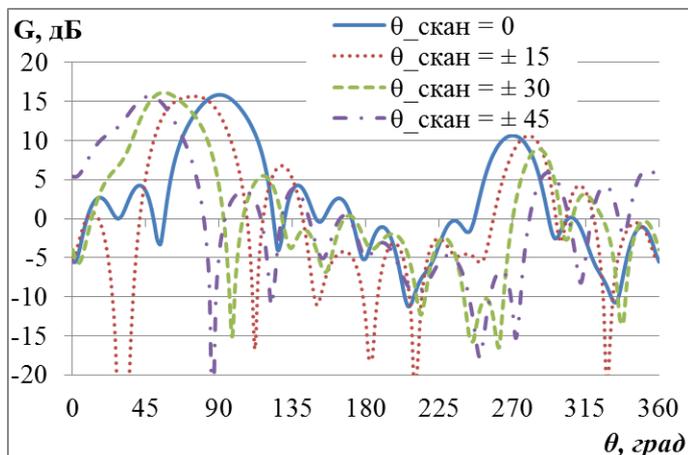


Рис. 4.31. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 3 на частоте 4 ГГц при  $\varphi = 90^\circ$

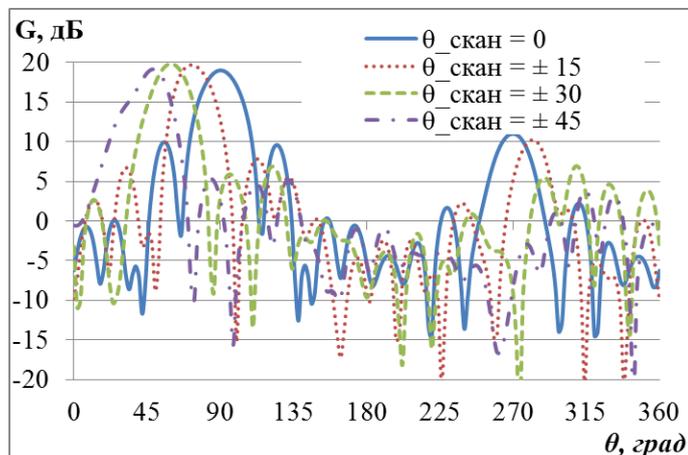


Рис. 4.32. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 3 на частоте 6 ГГц при  $\varphi = 90^\circ$

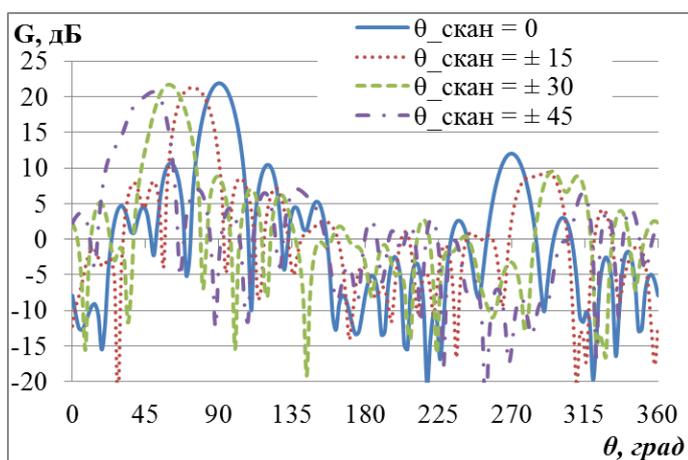


Рис. 4.33. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 3 на частоте 7.5 ГГц при  $\varphi = 90^\circ$

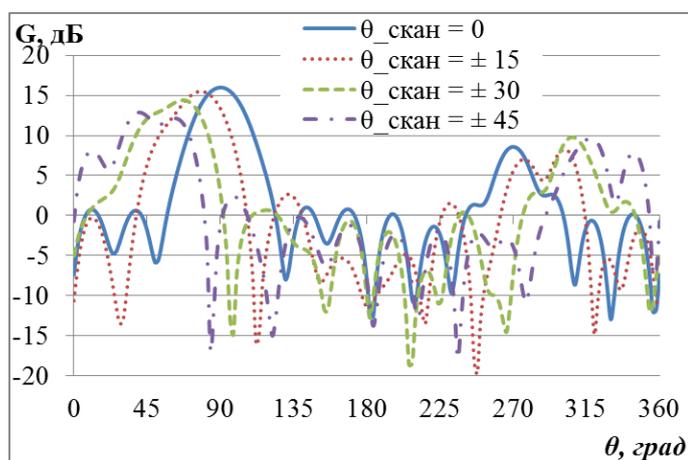


Рис. 4.34. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 4 на частоте 4 ГГц при  $\varphi = 90^\circ$

На Рис. 4.31, Рис. 4.32 и Рис. 4.33 можно отметить, что при сканировании в Е – плоскости в пределах углов  $\pm 45^\circ$  коэффициент усиления решетки 3 практически не падает, при этом не много падает уровень заднего лепестка на 2 – 3 дБ.

На Рис. 4.34, Рис. 4.35 и Рис. 4.36 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности сканирующей в Е - плоскости решетки 4 на частоте 4 ГГц, 6 ГГц и 7.5 ГГц, соответственно.

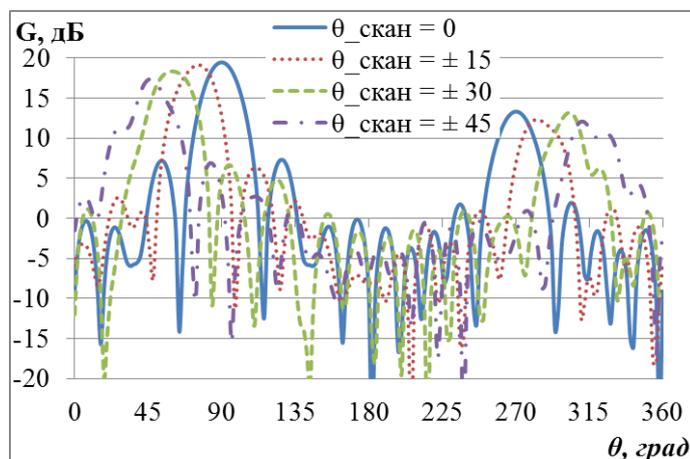


Рис. 4.35. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 4 на частоте 6 ГГц при  $\varphi = 90^{\circ}$

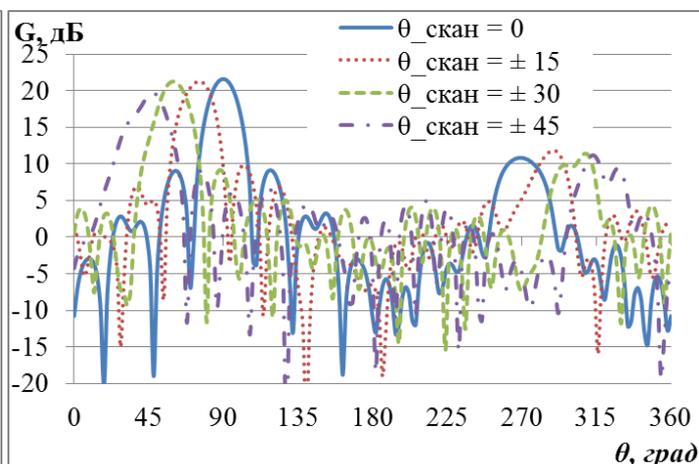


Рис. 4.36. Диаграммы направленности сканирующей в Е – плоскости решетки 4 на частоте 7.5 ГГц при  $\varphi = 90^{\circ}$

На Рис. 4.34, Рис. 4.35 и Рис. 4.36 можно отметить, что при сканировании в Е – плоскости в пределах углов  $\pm 45^{\circ}$  усиление решетки 4 немного падает, при этом уровень заднего лепестка остается на том же уровне как у синфазной решетки 4.

На Рис. 4.37 приведены диаграммы направленности сканирующей в Н - плоскости решетки 3 на частоте 4 ГГц при отклонении луча от нормали  $\pm 15^{\circ}$  – пунктирной линией,  $\pm 30^{\circ}$  – штриховой, сплошной линией - синфазной решетки 3. На Рис. 4.38 и Рис. 4.39 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности сканирующей в Н - плоскости решетки 4 на частоте 6 ГГц и 7.5 ГГц, соответственно.

На Рис. 4.37, Рис. 4.38 и Рис. 4.39 видно, что в отличие со сканированием в Е – плоскости решетки 3, при сканировании в Н – плоскости в пределах  $\pm 30^{\circ}$  от нормали уровень заднего лепестка не падает. Падает коэффициент усиления сканированием в Е – плоскости решетки 3 при отклонении луча на  $\pm 30^{\circ}$  из – за рассогласования.

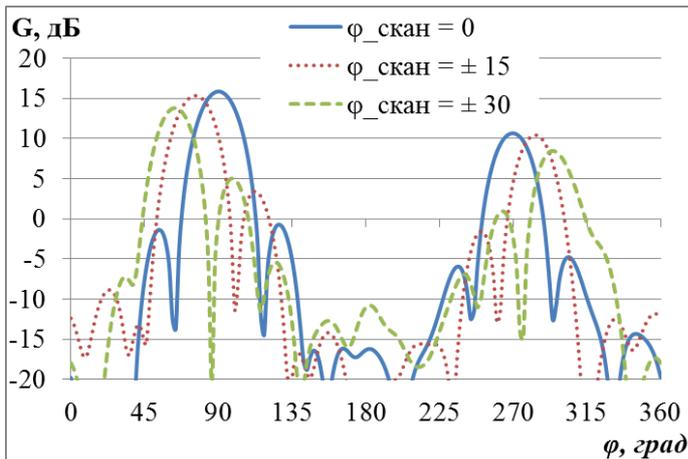


Рис. 4.37. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 3 на частоте 4 ГГц при  $\theta = 90^0$

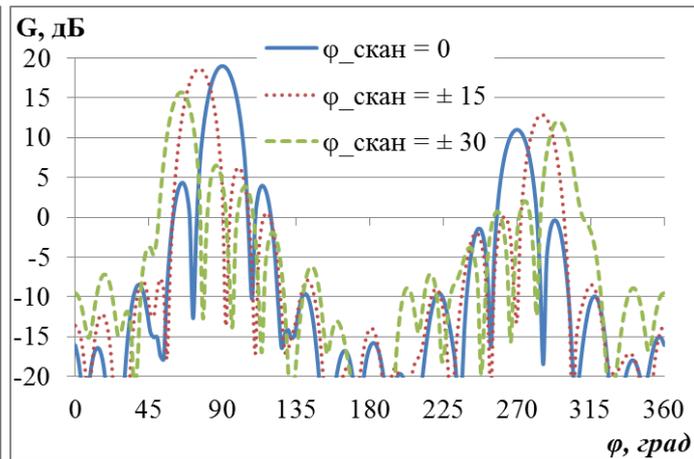


Рис. 4.38. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 3 на частоте 6 ГГц при  $\theta = 90^0$

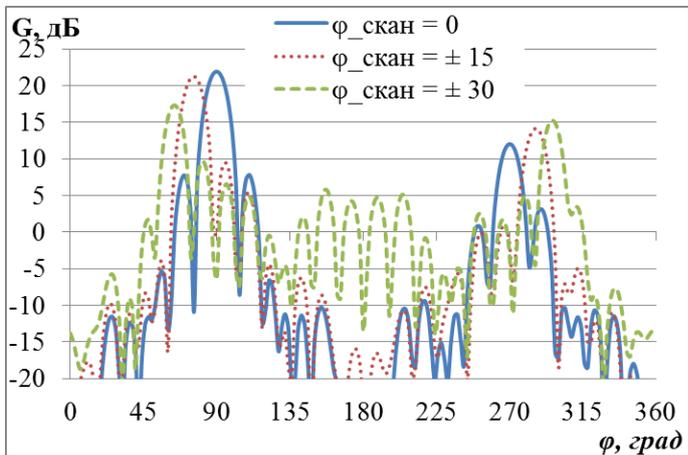


Рис. 4.39. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 3 на частоте 7.5 ГГц при  $\theta = 90^0$

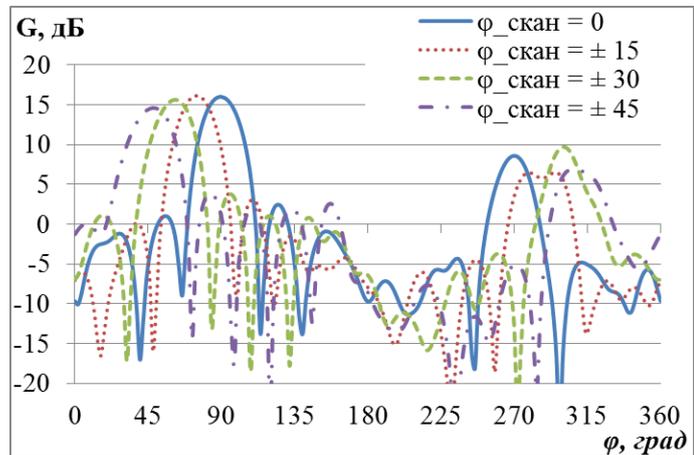


Рис. 4.40. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 4 на частоте 4 ГГц при  $\theta = 90^0$

На Рис. 4.40 приведены диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 4 на частоте 4 ГГц при отклонении луча от нормали  $\pm 15^0$  – пунктирной линией,  $\pm 30^0$  – штриховой,  $\pm 45^0$  – штрих-пунктирной, а сплошной – синфазной решетки 4. На Рис. 4.41 и Рис. 4.42 в тех же обозначениях приведены диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 4 на частоте 6 ГГц и 7.5 ГГц, соответственно.

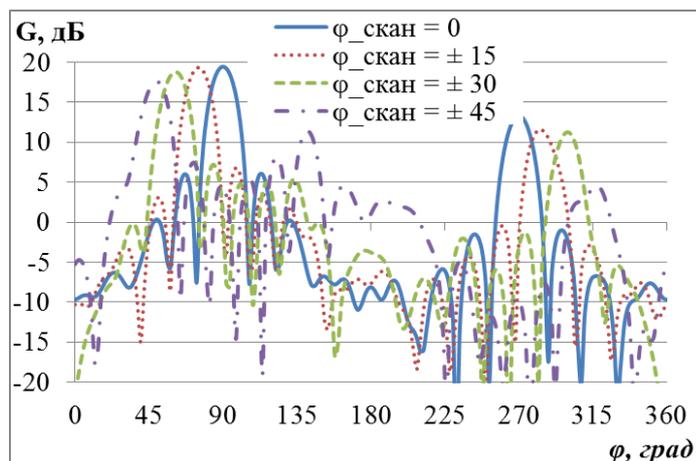


Рис. 4.41. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 4 на частоте 6 ГГц при  $\theta = 90^\circ$

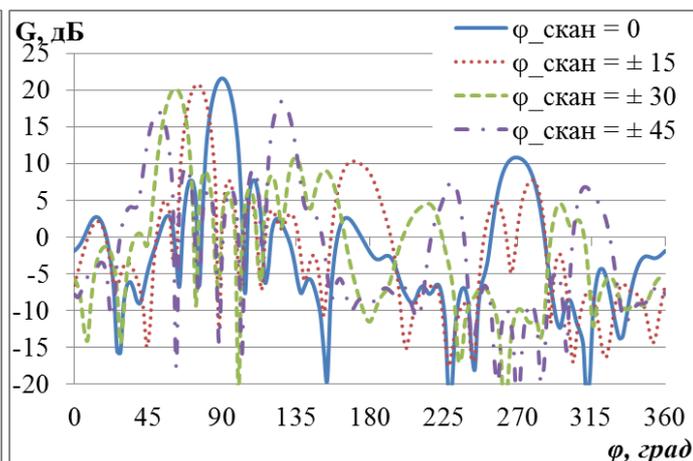


Рис. 4.42. Диаграммы направленности сканирующей в Н – плоскости решетки 4 на частоте 7.5 ГГц при  $\theta = 90^\circ$

На Рис. 4.40, Рис. 4.41 и Рис. 4.42 можно отметить, несмотря на падение уровня заднего лепестка, при больших углах сканировании в Н – плоскости наблюдается резкий рост уровня боковых лепестков, из – за чего падает коэффициент усиления решетки 4.

#### 4.2.2. ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСКОНЕЧНОЙ ПЛОСКОЙ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Рассмотрим канал Флоке бесконечной синфазной решетки ТЕМ рупоров как волновод с медленно изменяющимися вдоль оси  $Oz$  параметрами. В каждом сечении  $z = const$  ему можно поставить в соответствие волновод сравнения, поле в котором представляется в виде совокупности собственных волн

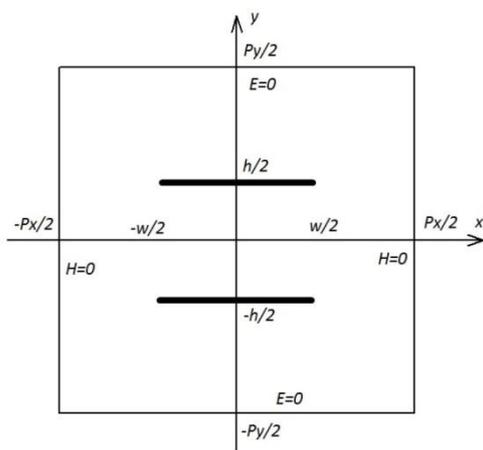


Рис. 4.43. Сечение канала Флоке  
решетки 1

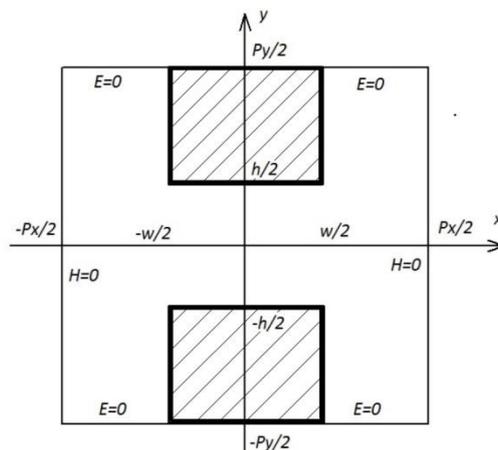


Рис. 4.44. Сечение канала Флоке  
решетки 2

Рассмотрим вначале решетку 1. В этом случае волновод содержит три изолированных проводника при  $y = 0, h/2, P_y/2$ . Известно [117], что в волноводе с изолированными проводниками и однородной средой между ними основными волнами являются  $T$  – волны (ТЕМ). Причем их число равно  $N-1$ , где  $N$  - число проводников.  $T$  - волны имеют ряд характерных особенностей, которые облегчают анализ. На проводниках такие волны имеют только продольные электрические токи, а их поле, наоборот, имеет только поперечные компоненты. При этом все  $T$  - волны имеют одинаковые постоянные распространения равные волновому числу среды, заполняющей пространство между проводниками  $k$ .

Заметим, что одна из двух основных волн находится тривиально (без решения граничной задачи). Очевидно, что волна пустого ТЕМ - волновода является собственной волной рассматриваемой структуры. Запишем ее поле:

$$E_{y1} = \exp(-ikz), \quad H_{x1} = -\frac{\exp(-ikz)}{W_0} \quad (4.1)$$

где  $W_0$  - волновое сопротивление среды. Индекс 1 соответствует номеру собственной волны. Видно, что поле не зависит от координат  $x, y$ . Оно удовлетворяет граничным условиям на проводнике при  $y = h/2$ , так как электрическое поле перпендикулярно металлической поверхности.

Определение поля второй волны связано с решением граничной задачи. Выразим ее поле через продольный электрический ток с плотностью  $I_z^e$ , текущий по проводнику, расположенному при  $y = h/2$ . Ищем решение в виде бегущей волны:

$$I_z^e(x, z) = I_z^e(x) \exp(-ikz) \quad (4.2)$$

Воспользуемся функцией Грина структуры, которая удовлетворяет граничным условиям при  $x = 0, P_x/2$ ;  $y = 0, P_y/2$ . Вывод функции Грина мы опускаем и приводим окончательное выражение для компоненты электрического поля  $E_x$  при  $y = h/2$ :

$$E_x = -\frac{2W_0}{P_x} \int_0^{w/2} \sum_{n=1}^{\infty} I_z^e(x') \sin \kappa_n x \cos \kappa_n x' dx' Q_n, \quad (4.3)$$

$$\kappa_n = \frac{2\pi n}{P_x}, \quad Q_n = \text{sh} \kappa_n h (\text{ch} \kappa_n h - \text{sh} \kappa_n h \text{cth} \kappa_n P_y / 2).$$

В формулах (4.3) экспоненциальный множитель  $\exp(-ikz)$  опущен. Отметим, что поле, созданное продольным электрическим током с заданной зависимостью от координаты  $z$  не имеет продольной компоненты электрического поля  $E_z$ . При этом, как отмечалось выше оно автоматически удовлетворяет граничным условиям при  $x = 0, P_x/2, y=0, P_y/2$ . Таким образом, нам осталось выполнить граничное условие для компоненты  $E_x$ , полагая ее равной нулю при  $y = h/2, 0 \leq x \leq w/2$ :

$$\int_0^{w/2} \sum_{n=1}^{\infty} I_z^e(x') \sin \kappa_n x \cos \kappa_n x' dx' Q_n = 0. \quad (4.4)$$

Соотношение (4.4) является интегральным уравнением (ИУ) относительно неизвестной функции плотности тока  $I_z^e$ . Оно относится к классу сингулярных ИУ. Их решение рассматривалось в работе [118]. Для ряда частных случаев для него можно получить простое аналитическое решение. Однако при произвольном сочетании параметров аналитические методы неэффективны. Поэтому мы воспользуемся численным решением ИУ. Стандартным подходом в задачах на собственные волны является применение метода Галеркина [119]. Он приводит к быстро сходящимся алгоритмам для ИУ с симметричным ядром. Нетрудно увидеть,

что ядро ИУ (4.4) несимметрично. Для устранения этого недостатка проинтегрируем его по координате  $x$ :

$$\int_0^{w/2} \sum_{n=1}^{\infty} I_z^e(x') \frac{\cos \kappa_n x \cos \kappa_n x'}{\kappa_n} dx' Q_n = C, \quad (4.5)$$

где  $C$  - постоянная интегрирования. Видно, что ИУ (4.5) имеет симметричное ядро. В соответствии с методом Галеркина представим неизвестную функцию в виде ряда по известным базисным функциям  $f_m(x)$ :

$$I_z^e(x) = \sum_{m=0}^M A_m f_m(x), \quad f_m(x) = \frac{\cos \alpha_m x}{\sqrt{(w/2)^2 - x^2}}, \quad \alpha_m = \frac{\pi m}{w}. \quad (4.6)$$

Подставим далее соотношения (4.6) в ИУ (4.5) и осуществим проекцию ИУ на систему базисных функций (4.6). В результате мы получаем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных коэффициентов  $A_m$ :

$$\begin{cases} \sum_{m=0}^M A_m Z_{n,m} = C_n, & Z_{n,m} = \sum_{p=1}^{\infty} \frac{\xi_{n,p} \xi_{m,p}}{\kappa_p} Q_p, \\ C_n = C J_{n,0}, & \xi_{n,p} = \frac{\pi}{2} (J_0((\alpha_n + \kappa_p)w) + J_0((\alpha_n - \kappa_p)w)) \end{cases} \quad (4.7)$$

где  $J_0(x)$  - функция Бесселя нулевого порядка.

Нетрудно видеть, что коэффициенты разложения (4.6) находятся с точностью до произвольного множителя  $C$ , что характерно для всех задач на собственные волны. Решение СЛАУ (4.7) проводилось численно. На Рис. 4.45 показано нормированное распределение тока по проводнику  $I(x)$ . Нормировка проводилась на значение тока при  $x = 0$ . Кривые 1 - 4 получены для  $P_x = P_y = 15$ ,  $w = 8.5$ ,  $h = 7.85$ ,  $M = 1, 3, 5, 7$ . Здесь и далее все размеры приведены в миллиметрах. Видно, что, начиная с  $M = 5$  распределение тока остается практически неизменным, что говорит о внутренней сходимости численного решения.

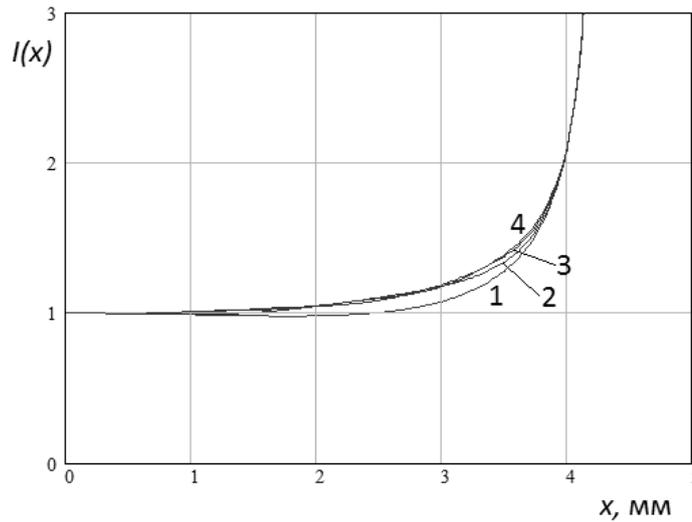


Рис. 4.45. Нормированное распределение тока

Представляют интерес интегральные параметры собственных волн, к которым, в первую очередь относится характеристическое сопротивление  $Z_c$ . Для волны первого типа выражение для него имеет простой вид  $Z_{c1} = W_0 P_y / P_x$ .

Для вычисления сопротивления волны второго типа нам необходимо найти напряжения между проводниками и токи, текущие по ним. Присвоим проводникам при  $y = 0, h/2, P_y/2$  номера  $0, 1, 2$ . Будем отсчитывать напряжение от нулевого проводника, полагая его потенциал равным нулю. Можно показать, что у второй волны напряжение второго проводника  $U_2^2$  равно нулю. Здесь нижний индекс соответствует номеру проводника, а верхний номеру волны. Напряжение  $U_1^2$  и полный ток  $J_1^2$  второй волны на первом проводнике определяются выражениями:

$$U_1^2 = \int_0^{h/2} E_y(0, y) dy, \quad J_1^2 = \int_0^{w/2} I_z(x) dx. \quad (4.8)$$

Из общих свойств  $T$ -волн многопроводных линий [117] известно, что сумма всех токов на проводниках равна нулю. Отсюда следует соотношение:

$$J_0^2 + J_2^2 = -J_1^2. \quad (4.9)$$

Чтобы обеспечивает выполнение условия ортогональности собственных волн, введем еще одно соотношение между токами:

$$\frac{J_2^2}{J_1^2} = -\frac{h}{P_y}. \quad (4.10)$$

Нетрудно получить выражения для напряжений и токов волны первого типа. Запишем их в векторной форме:

$$\vec{U}_1 = U_2^1 \begin{bmatrix} h/P_y \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \vec{J}_1 = J_2^1 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

В вектора напряжений и токов (4.11) входят напряжения и токи на проводниках 1, 2. Первая волна не имеет тока на первом проводнике, так как магнитное поле на нем непрерывно.

Вектора напряжений и токов второй волны имеют следующий вид:

$$\vec{U}_2 = U_1^2 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \vec{J}_2 = J_1^2 \begin{bmatrix} 1 \\ -h/P_y \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

Можно убедиться, что для волн (4.11), (4.12) выполняются соотношения ортогональности  $\vec{U}_1 \vec{J}_2 = 0$ ,  $\vec{U}_2 \vec{J}_1 = 0$ .

Нам необходимо получить выражения, связывающие напряжения и токи второй волны с решением граничной задачи. Подставляя в формулу (4.8) разложение (4.6), получаем:

$$J_1^2 = \sum_{m=0}^M A_m \xi_{m,0}. \quad (4.13)$$

Соотношение (4.13) решает поставленную задачу для полного тока. Для вывода аналогичного выражения для напряжения (4.8) нам потребуется компонента электрического поля  $E_y$ :

$$E_y = -\frac{W_0}{P_x} \left( \frac{F'_0(y)}{2} \int_0^{w/2} I_z^e(x) dx + \sum_{n=1}^{\infty} F'_n(y) \int_0^{w/2} I_z^e(x) \frac{\cos \kappa_n x \cos \kappa_n x'}{\kappa_n} dx \right), \quad (4.14)$$

где  $F'_n(y)$  - производные от функций:

$$\begin{aligned}
F_0(y) &= |y + h/2| - |y - h/2|, \\
F_n(y) &= \left( \exp(-\kappa_n |y - h/2|) - \exp(-\kappa_n |y + h/2|) \right) - \\
&\quad - 4\text{sh}\kappa_n y \text{sh}\kappa_n h/2 \frac{\exp(-\kappa_n P_y)}{1 - \exp(-\kappa_n P_y)}.
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Подставляя соотношения (4.15), (4.14) и (4.6) в формулу (4.8), получаем:

$$U_1^2 = -\frac{W_0}{P_x} \left( \frac{F_0(h/2)}{2} \sum_{m=0}^M A_m \xi_{m,0} + \sum_{n=1}^{\infty} F_n(h/2) \sum_{m=0}^M A_m \frac{\xi_{m,n}}{\kappa_n} \right). \tag{4.16}$$

Выражение (4.16) связывает геометрические параметры структуры с напряжением второй волны. На Рис. 4.46 показана зависимость характеристического сопротивления второй волны от параметра  $h$ . Кривые 1 - 4 получены для  $P_x = P_y = 15$ ,  $w = 1, 3, 5, 9$ . Видно, что при  $h \rightarrow 0$  и при  $h \rightarrow P_y$  сопротивление второй волны стремится к нулю. Изменение ширины проводника  $w$  качественно не меняет указанную тенденцию.

Перейдем к исследованию решетки 2 (Рис. 4.9) Анализ собственных волн в такой решетке сводится к исследованию волновода, представленного на Рис. 4.44. Так как число изолированных проводников в нем равно двум, в нем распространяется только одна  $T$ -волна. Задача состоит в определении ее поля и интегральных параметров поля: тока, напряжения и сопротивления.

Введем, как и ранее, электрические и магнитные стенки в плоскостях симметрии структуры и будем далее рассматривать ее только в главном квадранте плоскости  $XOY$ , как показано на Рис. 4.44. Получим ИУ, описывающее поле внутри волновода. В качестве неизвестной функции выберем компоненту электрического поля  $E_y(y)$  в плоскости  $x = w/2$ . Дальнейшие этапы вывода ИУ стандартны. Они основаны на использовании собственных функций областей 1 и 2. При помощи этих функций можно выразить через  $E_y(y)$  все компоненты поля  $T$ -волны. При этом автоматически выполняются при  $x = w/2$  граничные условия для указанной компоненты поля. Она равна нулю при  $y > h/2$  и непрерывна при  $y < h/2$ . Граничные условия на внешних стенках волновода выполняются потому, что им удовлетворяют

собственные функции областей 1 и 2. Осталось выполнить граничные условия для магнитного поля при  $x = w/2$ ,  $y < h/2$ . Отметим, что граничные условия для компоненты  $H_z$  удовлетворяются автоматически, благодаря тому, что она тождественно равна нулю и, следовательно, непрерывна в указанной плоскости. Таким образом, мы должны выполнить условие непрерывности только для компоненты  $H_y$ , что приводит нас к искомому ИУ:

$$4 \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{h/2} E(y') \left[ \frac{1}{P_y} \cos \gamma_n y' \sin \gamma_n y \operatorname{th} \gamma_n a + \frac{1}{h} \cos \beta_n y' \sin \beta_n y \operatorname{th} \beta_n \frac{w}{2} \right] dy' = 0, \quad (4.17)$$

$$\gamma_n = \frac{2\pi n}{P_y}, \quad \beta_n = \frac{2\pi n}{h}, \quad a = P_x - w.$$

Как и в первом случае ИУ (4.17) имеет несимметричное ядро неудобное для численного решения. Симметрируем его, интегрируя уравнение (4.17) по переменной  $y$ :

$$4 \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{h/2} E(y') \left[ \frac{1}{P_y} \frac{\cos \gamma_n y' \cos \gamma_n y \operatorname{th} \gamma_n a}{\gamma_n} + \frac{1}{h} \frac{\cos \beta_n y' \cos \beta_n y}{\beta_n} \operatorname{th} \beta_n \frac{w}{2} \right] dy' = C \quad (4.18)$$

Уравнение (4.18) решаем методом Галеркина, представляя неизвестную функцию в виде разложения, используя в качестве базисных функций собственные функции области 1:

$$E(y) = \sum_{m=0}^M A_m f_m(y), \quad f_m(y) = \cos \beta_m x. \quad (4.19)$$

Важное отличие функций (4.19) от (4.6) состоит в том, что функции (4.6) в явном виде содержали особенности на краях интервала определения. Появление этих особенностей было связано с известной особенностью поля в окрестности кромки бесконечно тонкого идеально проводящего проводника [120]. В рассматриваемой структуре проводники не являются бесконечно тонкими. Поэтому особенность поля в окрестности ребра такого проводника существенно слабее, чем в ранее рассмотренном случае. Такое поведение поля дает нам основание применять более

простые базисные функции (4.19). Подставляя выражение (4.19) в ИУ (4.18) и проецируя его на функции (4.19) получаем СЛАУ, аналогичную (4.7):

$$\begin{cases} \sum_{m=0}^M A_m Z_{n,m} = C_n, & Z_{n,m} = \frac{h \operatorname{th} \beta_n w / 2}{4 \beta_n} \delta_{n,m} + \frac{4}{P_y} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{\xi_{n,p} \xi_{m,p}}{\gamma_p} \operatorname{th} \gamma_p a / 2, \\ C_n = C \xi_{n,0}, & \xi_{n,p} = \int_0^{h/2} f_n(x) \cos \gamma_p x dx. \end{cases} \quad (4.20)$$

где  $\delta_{n,m}$  - символ Кронекера.

Напряжение между металлическими проводниками может быть найдено через поле  $E_y(y)$ . Подставим формулу (4.19) в (4.8) получаем:

$$U = A_0 h / 2. \quad (4.21)$$

Полный ток  $J$ , текущий по одному из проводников удобно вычислять через интегрирование компоненты магнитного поля  $H_x$  по переменной  $x$  при  $y = 0$ :

$$J = \sum_{m=0}^M A_m \frac{\operatorname{th} \beta_m w / 2}{\beta_m} + 4 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^M A_m \frac{\operatorname{th} \gamma_n a / 2}{\gamma_n P_y} \xi_{n,m}. \quad (4.22)$$

Из формул (4.21), (4.22) находим характеристическое сопротивление, зависимость которого от параметра  $h$  показана на Рис. 4.47. Кривые 1 - 6 получены при  $P_x = P_y = 15$ ,  $w = 2, 4, 6, 8, 10, 14$ , соответственно. Видно, что сопротивление волны меняется от нуля при малых значениях  $h$  до характеристического сопротивления ТЕМ - волновода, которое в данном примере равно  $W_0$ . Увеличение параметра  $w$  приближает рассматриваемую зависимость к линейной.

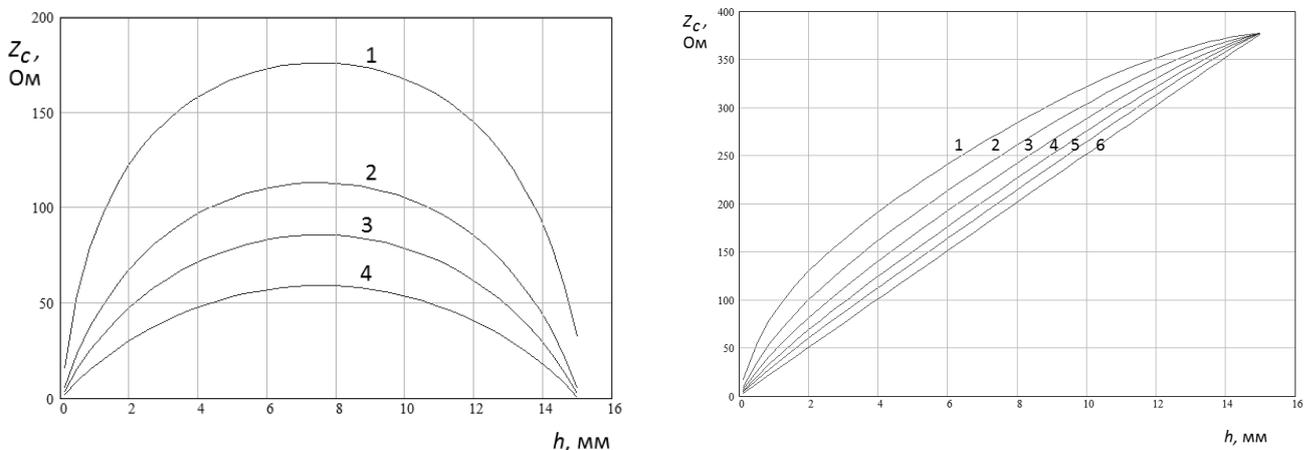


Рис. 4.47. Зависимость

Рис. 4.46. Зависимость характеристического сопротивления от расстояния  $h$  в решетке 1

характеристического сопротивления от расстояния  $h$  в решетке 2

Анализ бесконечной решетки ТЕМ - рупоров с бесконечно тонкими проводниками сводится к расчету матрицы рассеяния волноводного перехода, показанного на Рис. 4.48. Переход возбуждается сосредоточенным источником с ЭДС –  $E$  и внутренним сопротивлением  $R_g$ . Этот источник подключен к входу 1 рассматриваемого многополюсника. Вход 2 образован ТЕМ - волноводом, уходящим на бесконечность влево, а вход 3 таким же волноводом, уходящим вправо. Эту структуру разделим на три последовательно включенных многополюсника. Получаемая эквивалентная схема показана на Рис. 4.49. Многополюсник  $S_1$  - является восьмиполюсником с четырьмя входами (Рис. 4.50). Вход 1 соответствует генератору с сопротивлением  $R_g$ , вход 2 - левому ТЕМ - волноводу, входы 3 и 4 волнам первого и второго типа канала Флоке с параметрами ТЕМ - рупора в сечении  $z = 0$ . Восьмиполюсник  $S_2$  представляет собой плавный переход канала Флоке от сечения  $z = 0$  до сечения  $z = L$ . Его входы справа и слева соответствуют указанным выше волнам канала Флоке первого и второго типов. Наконец, шестиполюсник  $S_3$  соответствует соединению проводников канала Флоке. Таким образом, мы допускаем, что на участке плавного перехода проводники могут приближаться друг к другу сколь угодно близко, но без электрического контакта. Их соединение необходимо рассматривать отдельно. Левые входы шестиполюсника образованы двумя волнами канала Флоке, а правый вход соответствует волне правого ТЕМ - волновода. Все многополюсники анализировались в приближении теории линий передачи СВЧ. Ее применение оправданно, так как мы ограничились учетом только  $T$  - волн (запредельные волны не учитываются). При этом волноводные сочленения анализируются с использованием условий непрерывности напряжений и токов на проводниках, которые представляются в виде сумм напряжений и токов собственных волн линий передачи слева и справа от

сочленения с неизвестными коэффициентами, через которые выражаются элементы матрицы рассеяния. Мы не будем подробно останавливаться на решении задач для многополюсников  $S_{1-3}$  и приведем выражения для их матриц рассеяния

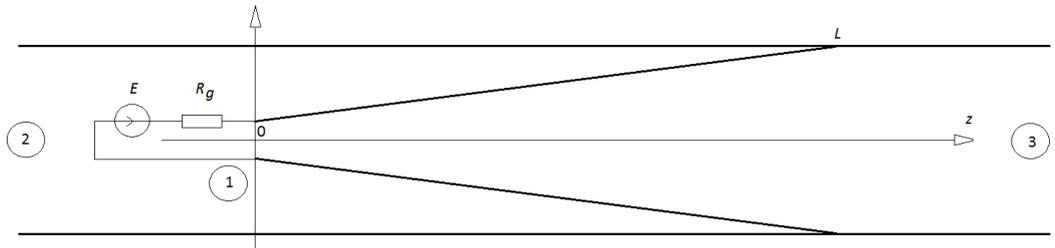


Рис. 4.48. Модель элемента

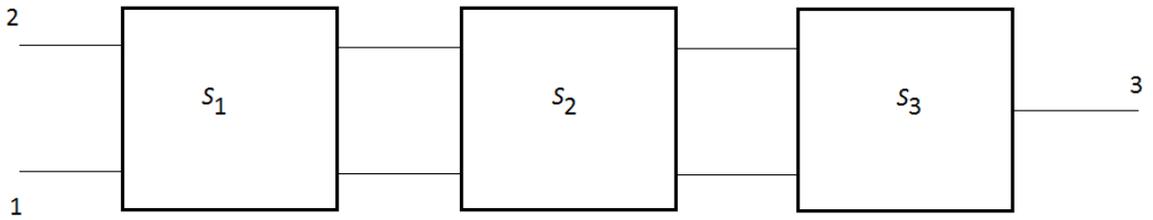


Рис. 4.49. Эквивалентная схема решетки 1

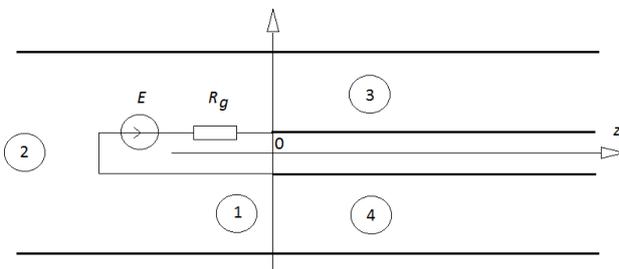


Рис. 4.50. Многополюсник  $S_1$

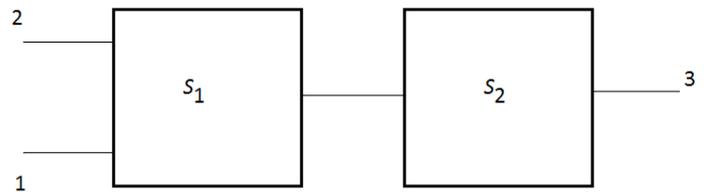


Рис. 4.51. Эквивалентная схема решетки 2

$$S_1 = \begin{bmatrix} Z_{c2} + 2Z_{c1} - R_g & 2\sqrt{Z_{c1}R_g} & 2\sqrt{Z_{c2}R_g} & 2\sqrt{Z_{c1}R_g} \\ 2\sqrt{Z_{c1}R_g} & -2Z_{c1} & -2\sqrt{Z_{c1}R_g} & R_g + Z_{c2} \\ 2\sqrt{Z_{c2}R_g} & -2\sqrt{Z_{c1}R_g} & R_g + 2Z_{c1} - Z_{c2} & -2\sqrt{Z_{c1}R_g} \\ 2\sqrt{Z_{c1}R_g} & R_g + Z_{c2} & -2\sqrt{Z_{c1}R_g} & -2Z_{c1} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

$$\frac{1}{Z_{c2} + 2Z_{c1} + R_g}, \quad S_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Здесь  $Z_{c1,2}$  - характеристические сопротивления волн первого и второго типов соответственно.

При расчете матрица рассеяния второго многополюсника плавный переход заменялся последовательностью сочленений волноводов с разными поперечными размерами. Матрица рассеяния каждого сочленения находилась в рамках теории линий передачи СВЧ без привлечения допущений, связанных с медленными изменениями сечения волноводов. Отметим, что такие допущения часто используют при описании плавных переходов для получения решения в простой форме [121]. Однако, в нашем случае это невозможно, так как сопротивление второй волны канала Флоке стремится к нулю при  $z \rightarrow L$ . Поэтому коэффициент отражения такой волны в указанной области от сочленения не будет малым даже при длинных переходах.

По найденным матрицам рассеяния сочленений находились матрицы передачи. Затем определялась матрица передачи всей структуры, как произведений матриц передачи сочленений. В заключение по найденной матрице передачи рассчитывалась матрица рассеяния второго многополюсника. Описанная процедура была реализована численно.

Алгоритм анализа решетки 2 существенно проще алгоритма описанного выше, что связано с тем, что в гребневом волноводном переходе распространяется одна  $T$ -волна. Эквивалентная схема в этом случае состоит из двух многополюсников (Рис. 4.51). Первый из них соответствует узлу возбуждения рупора. Вход 1 - это

сосредоточенный источник с внутренним сопротивлением  $R_g$ , вход 2 - это волна левого ТЕМ - волновода. Правый вход многополюсника  $S_1$  соответствует волне канала Флоке в сечении  $z = 0$ . Второй многополюсник описывает плавный переход из сечения  $z = 0$  в сечение  $z = L$ . Левый вход многополюсника  $S_2$  - это волна канала Флоке в сечении  $z = 0$ , а его правый вход волна того же канала в сечении  $z = L$ . Поскольку ее сопротивление совпадает с сопротивлением ТЕМ - волновода, то в сечении  $z = L$  не возникает дополнительной нерегулярности, а волна канала Флоке без возмущения переходит в волну правого ТЕМ - волновода. Матрица рассеяния второго многополюсника определялась численно по алгоритму, описанному выше. Отметим, что в данном случае можно было бы использовать более простой подход, использующий условие медленного изменения сечения перехода и получить аналитические выражения для элементов матрицы рассеяния.

Матрицу рассеяния первого многополюсника имеет вид:

$$S_1 = \begin{bmatrix} G_g - (G_t + G_f) & 2\sqrt{G_g G_t} & 2\sqrt{G_g G_f} \\ 2\sqrt{G_g G_t} & G_t - (G_g + G_f) & 2\sqrt{G_f G_t} \\ 2\sqrt{G_g G_f} & 2\sqrt{G_f G_t} & G_f - (G_g + G_t) \end{bmatrix} \frac{1}{G_g + G_t + G_f}, \quad (4.24)$$

$$G_g = 1/R_g, \quad G_t = 1/Z_t, \quad G_f = 1/Z_f.$$

где  $Z_{t,f}$  - характеристические сопротивления ТЕМ - волновода и канала Флоке в сечении  $z = 0$ .

На Рис. 4.52 кривыми 1, 2, 3, соответственно, показаны коэффициент отражения и амплитуды обратной и прямой волн в каналах Флоке в зависимости от частоты, рассчитанные с использованием описанной выше численно-аналитической модели решетки 1 с параметрами: период  $P_x = 56$  мм,  $P_y = 41.5$  мм, длина рупора  $L = 150$  мм, входной импеданс 150 Ом. Кривыми 4, 5, 6 показаны аналогичные зависимости, рассчитанные методом конечных элементов. Как видно на рисунке амплитуда обратной волны весьма велика, что объясняет большую величину обратного излучения решетки, отмеченную в [95]. Одной из причин, объясняющих большую амплитуду обратной волны, может быть связь рупорных волн,

возбужденных в элементах решетки, с рупорными волнами в ТЕМ рупорах, образованных соседними элементами решетки. В связи с этим была исследована решетка 2 с металлизацией части пространства между соседними элементами (Рис. 4.9). Результаты расчетов коэффициента отражения и амплитуд обратной и прямой волн канала Флоке решетки 2 с использованием численно-аналитической теории и МКЭ в зависимости от частоты приведены Рис. 4.53 в тех же обозначениях, как и на Рис. 4.52. Как видно, амплитуда обратной волны в каналах Флоке решетки 2 мало отличается от соответствующей величины в решетке 1. Иными словами, металлизация межэлементного пространства не позволила подавить возбуждение обратной волны и, соответственно, заднего излучения в решетке ТЕМ рупоров. Однако подавление обратной волны возможно путем увеличения длины рупора и уменьшения входного импеданса рупора. На Рис. 4.54 кривыми 1, 2, 3 показаны коэффициент отражения и амплитуды обратной и прямой в каналах Флоке в зависимости от частоты, рассчитанные с использованием численно-аналитической теории для решетки 1 с параметрами:  $w = 8.5$  мм,  $h = 0.5$  мм, период  $P_x = 21.6$  мм,  $P_y = 20.1$  мм, длина рупора  $L = 250$  мм, входной импеданс 25 Ом. Кривыми 4, 5, 6 – для такой решетки, рассчитанные с использованием МКЭ. На Рис. 4.55 кривыми 1, 2, 3 показаны аналогичные зависимости, рассчитанные с использованием численно-аналитической теории для решетки 2 с такими же параметрами. Кривыми 4, 5, 6 – рассчитанные с использованием МКЭ. Как видно на рисунках удлинение рупора действительно уменьшает амплитуду обратной волны, однако приводит к увеличению коэффициента отражения. Особенно заметно такое увеличение для решетки 1.

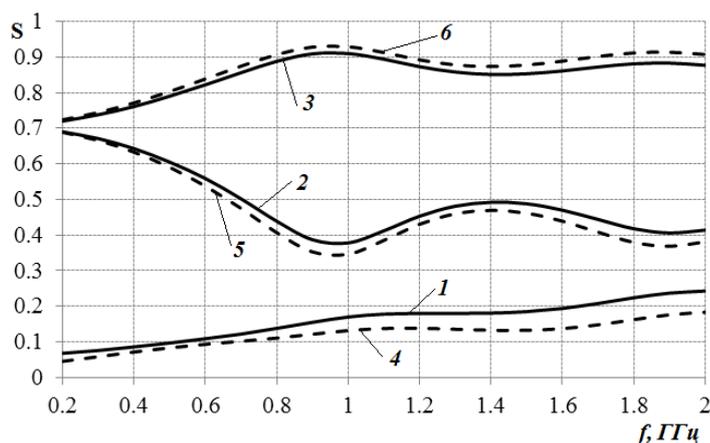


Рис. 4.52. Амплитуды волн в решетке 1

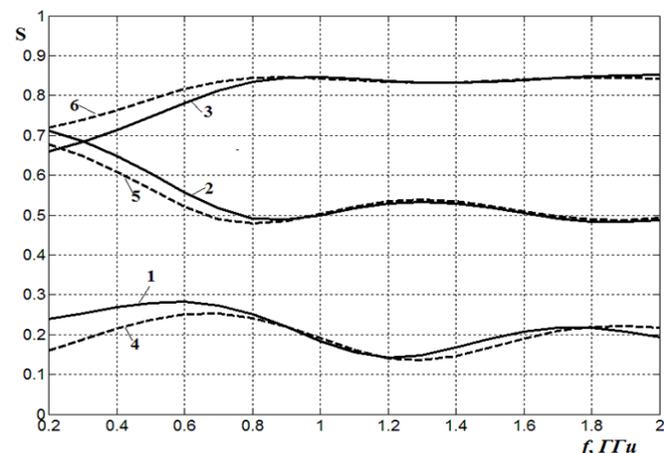


Рис. 4.53. Амплитуды волн в решетке 2

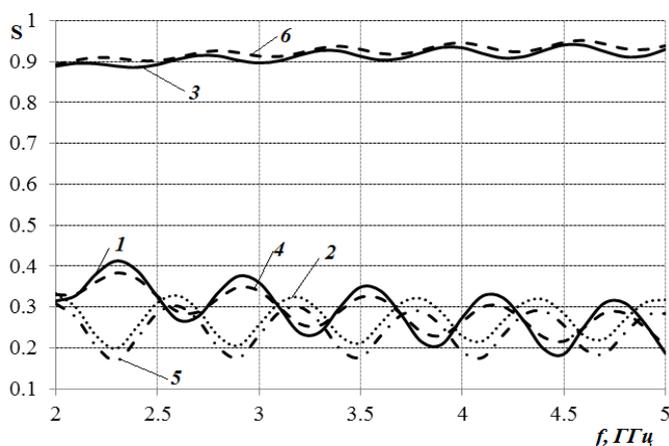


Рис. 4.54. Амплитуды волн в решетке 1

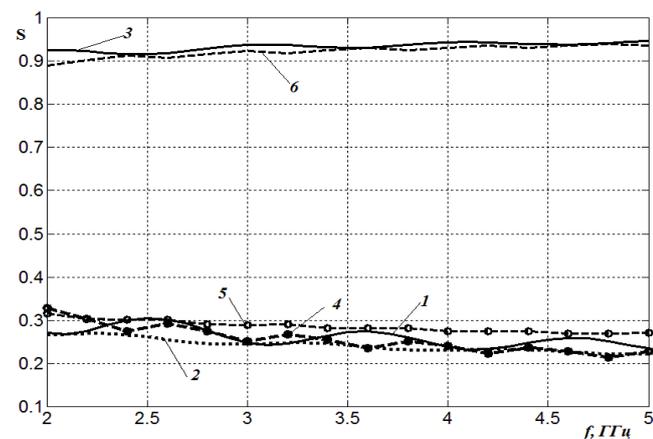


Рис. 4.55. Амплитуды волн в решетке 2

## ВЫВОДЫ

Взаимодействие близко расположенных линейных подрешеток 180-градусных вырезок в составе четырех - элементной антенной решетки слабо влияет на характеристики согласования и форму диаграммы направленности. Взаимная связь в цилиндрической решетке 90-градусных вырезок влияет на характеристики сильнее в пятиэлементной решетки, чем в четырехэлементной.

Расчеты модели синфазной решетки из ТЕМ рупоров с использованием МКЭ и численно-аналитической модели на основе интегрального уравнения показали что оба метода достаточно хорошо описывают свойства плоских решеток, в том числе эффект большого заднего излучения.

Исследования на основе численной и численно-аналитической модели излучения синфазной решетки из ТЕМ рупоров с металлизацией пространства между соседними в  $E$  - плоскости волноводами показали, что сама по себе такая металлизация не позволяет снизить уровень заднего излучения. Снизить уровень заднего излучения можно, удлиняя рупорные элементы и уменьшая входной импеданс рупора, правда, за счет некоторого увеличения коэффициента отражения.

Исследование синфазного режима цилиндрических и плоских решеток показало возможность реализации рабочей полосы частот более 1:10.

Материалы, изложенные в данной главе, доложены на IV Всероссийской Микроволновой (Москва, 2016), и опубликованы в трудах этой конференции в работе [105], а также в статьях [91], [92], [96], [111].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены следующие основные результаты:

- предложен и исследован трехканальный коллинеарный СШП синфазный равноамплитудный делитель-сумматор мощности;
- предложены и исследованы коллинеарные СШП антенные решетки цилиндрических - конических и поликонических элементов;
- предложена и исследована СШП антисимметричная линейная решетка двух печатных диполей с неравномерностью усиления в магнитной плоскости менее 1.5 дБ и четырех печатных диполей с неравномерностью менее 1 дБ;
- исследованы и оптимизирована коллинеарная решетка биконусов, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:25;
- исследованы линейные решетки биконических и ТЕМ рупоров различных типов, показана возможность реализации в синфазном режиме полосы частот более 1:25;
- исследованы цилиндрические антенные решетки биконических и ТЕМ рупоров различных типов, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:10;
- исследованы плоские антенные решетки из ТЕМ рупоров, показана возможность реализации полосы частот в синфазном режиме более 1:10;
- исследован эффект аномального большого заднего излучения в плоских антенных решетках из ТЕМ рупоров и пути его подавления.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Несмотря на то, что результаты работы были получены путем исследования конкретных решеток, главным образом, рупоров различного типа, первый вывод, который можно сделать, это общий вывод о возможности существенного расширения полосы частот СШП антенных решеток, в частности, возможности реализации сверхдиапазонного режима работы (с перекрытием более одного диапазона волн, т.е. с полосой более 1:10)

2. Усиление предложенных в работе антисимметричных решеток печатных диполей и коллинеарных решеток цилиндрических и поликонических элементов могут быть увеличено за счет увеличения числа элементов решетки.
3. Задача расширения полосы рабочих частот сканирующих решеток требует дальнейших исследований, исследованные в работе полосы частот согласования бесконечных решеток подтверждают такую возможность.

**СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ**

ИУ – интегральное уравнение

МКРВО – метод конечных разностей во временной области

МКЭ – метод конечных элементов

КИР – коэффициент использования размера антенны

КИП – коэффициент использования поверхности антенны

КСВ – коэффициент стоячей волны

КАР – кольцевая антенная решетка

КУ – коэффициент усиления

СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений

СШП – сверхширокополосный

ТЕМ – transverse electromagnetic

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // Радиотехника и электроника. 2011. Т.56. № 9. С.1094–1098
2. Mehrdadian A., Forooraghi K. Design and fabrication of a novel ultrawideband combined antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2014. Vol. 13. pp. 95-98
3. Ефимова Н.А., Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование рупорно-параболической ТЕМ антенны // Журнал Радиоэлектроники. 2011. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec11/17/text.pdf>
4. Ефимова Н.А., Калошин В.А. Исследование рупорно - линзовой ТЕМ антенны // Радиотехника и электроника. 2012. Т.57. № 9. С.1020-1027
5. Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калиничев В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Исследование сверхширокополосной кольцевой антенной решетки // Журнал радиоэлектроники. 2013. №1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf>
6. Kindt R.W., Pickles W.R. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. V. 58. No 11. pp. 3568–3575
7. Yan J., Gogineni S., Camps-Raga B., Brozena J. A dual-polarized 2-18 GHz Vivaldi array for airborne radar measurements of snow // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. V. 64. No 2. pp. 781–785
8. Бирюков В.Л., Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. Исследование фрагмента сверхширокополосной кольцевой антенной решетки для сканирования в полусфере // Журнал Радиоэлектроники. 2014. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan14/21/text.pdf>
9. Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. Сверхширокополосная цилиндрическая антенная решетка на основе поликонических излучателей // Журнал Радиоэлектроники. 2015. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf>

10. Papas C. H., King R. Input impedance of wide-angle conical antennas fed by a coaxial line // Proceedings of the IRE. 1949. Vol. 37. No 11. pp. 1269 - 1271
11. Papas C. H., King R. Radiation from Wide-Angle Conical Antennas fed by a coaxial line // Proceedings of the IRE. 1951. Vol. 39. No 1. pp. 49 – 51
12. Макурин М.Н., Чубинский Н.П. Расчет характеристик биконической антенны методом частичных областей // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. №10. С.1199 – 1208
13. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Моделирование биконической антенны в широкой полосе частот // Труды III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», г. Москва, 2009. С. 97–101
14. Калошин В.А., Мартынов Е. С. Асимптотическая теория биконической антенны // Журнал Радиоэлектроники. 2011. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep11/12/text.pdf>
15. Amert A.K., Whites K.W. Miniaturization of the biconical antenna for ultrawideband applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2009. Vol. 57. No. 12. pp. 3728–3735
16. Ott T., Eibert T.F. A 433 MHz-22 GHz reconfigurable dielectric loaded biconical antenna // 4-th IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010). Spain. April 2010. pp. 1–5
17. Nagasawa K., Matsuzuka I. Radiation field consideration of biconical horn antenna with different flare angles // IEEE Trans. Antennas Propag. 1988. Vol. 36. No. 9. pp. 1306 – 1310
18. Samaddar S.N., Mokole E.L. Biconical antennas with unequal cone angles // IEEE Trans. Antennas Propag. 1998. Vol. 46. No. 2. pp. 181- 192
19. Inbal Gronich. Omnidirectional ultrawideband asymmetric biconical antenna // IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems. 2009. pp. 1 - 4

20. Mulenga C.B., Flint J.A. Radiation characteristics of a conical monopole antenna with a partially corrugated ground plane // Antennas and Propagation Conference (LAPC 2009). Loughborough. 2009. pp. 517–520
21. McDonald J.L., Filipovic D.S. Biconical antenna over ground plane // IEEE Trans. Antennas Propag. 2012. Vol. 60. No. 4. pp. 2093–2096
22. Калошин В.А., Скородумова Е.А. Диск - поликоническая антенна // Антенны. 2011. № 10. С. 79 – 82
23. Lee R.T., Smith G.S. A design study for the basic TEM horn antenna // IEEE Antennas Propag. Mag. 2004. Vol. 46. pp. 86-92
24. Ефимова Н.А., Калошин В.А., О согласовании симметричных TEM рупоров // Радиотехника и электроника. 2014. том 59. № 1. С. 60-66
25. Chung K. H., Pyun S. H., Choi J. H. Design of an ultrawideband TEM horn antenna with a microstrip-type balun // IEEE Trans. Antennas Propag. 2005. Vol.53. No. 10. pp. 3410 – 3413
26. Bassam S., Rashed-Mohassel J. A Chebyshev tapered TEM horn antenna // Progress Electromagnetics Research. 2006. Vol. 2. No. 6. pp. 706 - 709
27. R. Mallahzadeh., F. Karshenas. Modified TEM horn antenna for broadband applications // Progress Electromagnetics Research. 2009. Vol. 90. pp. 105–119
28. Ameri A.A.H., Kompa G., Bangert A. Study about TEM horn size reduction for ultra-wideband radar application // Proceedings of the 6th German Microwave Conference March 14-16 2011. Darmstadt, Germany. pp. 1–4
29. Singh S.K., Sarkar B.K. Effect of aperture matching on the performance of TEM horn antenna // 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking, Gujarat, India, 19 Dec - 21 Dec 2012. pp. 1–5
30. Oloumi D., Mousavi P., Pettersson M.I. Duncan G. Elliott. A modified TEM horn antenna customized for oil well monitoring applications // IEEE Trans. Antennas Propag. Dec.2013. Vol.61. No 12. pp. 5902 – 5909

31. Jinjin Sh., Guangyou F., Jingjing F., Yicai J., Hejun Y. TEM horn antenna loaded with absorbing material for GPR applications // *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* 2014. Vol. 13. pp. 523-527
32. C. E. Baum. Low-frequency compensated TEM horn // *Sensor Simul. Notes, Note.* 377. Jan. 1995pp. 1-13.
33. Koshelev V. I., Buyanov Y. I., Kovalchuk B.M. High-power ultra-wideband electromagnetic pulse radiation // *Proc. SPIE*, 1997. Vol. 3158. pp. 209-219
34. Андреев Ю.А., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания // *Радиотехника и электроника.* 2005. Т. 50. № 5. С. 585 - 594.
35. Campbell M.A., Okoniewski M., Fear E.C. TEM horn antenna for near-field microwave imaging // *Microwave Optical Tech. Lett.* 2010. pp. 1164–1170
36. Kaloshin V.A. Scattering matrix for a junction of two horns // *RJMP*, 2009. Vol. 16. No. 2. pp. 246–250
37. Elmansouri M. A., Filipovic D.S. Miniaturization of TEM horn using spherical modes engineering // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. Vol. 64. No. 12. pp. 5064 – 5073
38. Богатых Н. А. Исследование и оптимизация полигонального TEM рупора // *Журнал Радиоэлектроники.* 2015. № 1. <http://jre.cplire.ru/iso/jan15/9/text.pdf>
39. Калошин В.А., Нгуен К.З., Нгуен Н.Ш. Исследование характеристик TEM рупоров // *Журнал Радиоэлектроники.* 2015. № 10. <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/2/text.pdf>
40. Ефимова Н.А., Калошин В.А. Минимизация размера сверхширокополосных рупорных антенн // *Нелинейный мир.* 2015. Т.13. № 2. С.12-13
41. Tan A.E.-Ch., Jhamb K., Rambabu K. Design of transverse electromagnetic horn for concrete penetrating ultra-wideband radar // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2012. Vol. 60. No. 4. pp. 1736-1743

42. Бобрешов А.М., Мещеряков И.И., Усков Г.К. Оптимизация геометрических параметров ТЕМ рупора для излучения сверхкоротких импульсов в составе антенной решетки с управляемым положением главного лепестка // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58. № 3. С. 233-237
43. Bruns C., Leuchtmann P., Vahldieck R. Analysis and simulation of a 1–18 GHz broadband double-ridged horn antenna // IEEE Trans. Electromag. Compat. 2003. Vol. 45.No. 1. pp. 55 – 60
44. Abbas-Azimi M., Arazm F., Rashed-Mohassel J., Faraji-Dana R. Design and optimization of a new 1–18 GHz double ridged guide horn antenna // Jurnal of Electromagn. Waves and Appl. 2007. Vol. 21, No. 4. pp 501 – 516
45. Amjadi H., Hamedani F.T. A Novel 2-18 GHz TEM double-ridged horn antenna for wideband applications // 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, 26 Jul - 30 July 2011 Harbin, Heilongjiang, China. pp 341-344
46. Dehdasht-Heydari R., Hassani H.R., Mallahzadeh A.R. A new 2 – 18 GHz quad-ridged horn antenna // Progress in Electromagnetics Research. 2008. No. 81. pp. 183 - 195
47. Mohamed H.A., Elsadek H., Abdallah E.A. Quad ridged UWB TEM horn antenna for GPR applications // IEEE Radar Conference. OH, USA. 19-23 May 2014
48. <http://www.mvg-world.com/>
49. Chu L.J. Physical limitations of omnidirectional antennas // Journal of Applied Physics. 1948. pp. 1163-1175
50. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет излучающих структур с помощью ФЕКО. М.: Родник. 2008
51. Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. Учебное пособие МЭИ, 2011
52. Банков С.Е., Курушин А.А., Гутцайт Э.М. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: Оркада, 2012

53. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника, 2012
54. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ. М.: СОЛОН–Пресс, 2017
55. [www.ansys.com](http://www.ansys.com)
56. [www.cst.com](http://www.cst.com)
57. [www.feko.info](http://www.feko.info)
58. [www.edem3d.ru](http://www.edem3d.ru)
59. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ. М.: Связь, 1976
60. Вайнштейн Л.А. Теория дифракции и метод факторизации. М.: «Советское радио», 1966
61. Gibson P.J. The Vivaldi aerial // IEEE 9th European Microwave Conference. Brighton, UK. 17 – 20 Sept. 1979. pp. 101 – 105
62. Nassar I.T., Weller T.M. A novel method for improving antipodal Vivaldi antenna performance // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63. No. 7. pp. 3321 - 3324
63. De Oliveira A.M., Perotoni M.B., Kofuji S.T., Justo J.F. A palm tree antipodal Vivaldi antenna with exponential slot edge for improved radiation pattern // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2015. Vol.14. pp. 1334 - 1337
64. Moosazadeh M., Kharkovsky S. A compact high-gain and front-to-back ratio elliptically-tapered antipodal Vivaldi antenna with trapezoid-shaped dielectric lens // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2015. Vol. 15. pp. 552 – 555
65. Zhang Y., Li E., Wang C., Guo G. Radiation enhanced Vivaldi antenna with double-antipodal structure // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2017. Vol. 16. pp. 561 - 564
66. Sato H., Takagi Y., Sawaya K. High gain antipodal fermi antenna with low cross polarization // IEICE Trans. Commun. 2011. Vol. E94-B. No. 8. pp. 2292 - 2297

67. Виленский А.Р., Чернышев С.Л. Синтез сверхширокополосных печатных щелевых антенны бегущей волны с максимальной энергической направленностью излучения // Труды 8-й Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». г. Суздаль, 20 – 23 сентября 2015. С. 153 – 157
68. Schuppert B. Microstrip/slotline transitions: modeling and experimental investigation // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1988. Vol. 36. No. 8. pp. 1272 - 1282
69. Manteghi M., Rahmat-Samii Y. A novel UWB feeding mechanism for the TEM horn antenna, reflector IRA, and the Vivaldi antenna // IEEE Antennas Propag. Mag. 2004. Vol. 46. No. 5. pp. 81 – 87
70. Zaker R., Abdipour A. A very compact ultrawideband printed omnidirectional monopole antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2010. Vol. 9. pp. 471 - 473
71. Fereidoony F., Chamaani S., Mirtaheri S.A. Systematic design of UWB monopole antennas with stable omnidirectional radiation pattern // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2012. Vol. 11. pp. 752 – 755
72. Sudhanshu Verma, Preetam Kumar. Printed Newton's egg curved monopole antenna for ultrawideband applications // IET Microw. Antennas Propag. 2014, Vol. 8. No. 4. pp. 278 – 286
73. Yeoh W. S., Wong K. L. Wideband miniaturized half bowtie printed dipole antenna with integrated balun for wireless applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. Vol. 59. No 1. pp. 339 - 342
74. Gueguen E., Thudor F., Chambelin P. A low cost UWB printed dipole antenna with high performance // IEEE International Conference on Ultra-Wideband. 5-8 Sept. 2005. pp. 89 - 92
75. Zhang Z.Y., Yang X., Zuo S.L., Fu G. Wideband omnidirectional printed dipole antenna with dumbbell-shaped open sleeve for wireless communication applications // IET Microwave Antennas Propag. 2014. Vol. 8. No. 15. pp.1299 - 1304

76. Button D.D., Wyatt W.D., McGrath J.F. Stacked biconical omnidirectional antenna // US Patent 5 534 880. Jul. 9.1996
77. McDonald J.L., Filipovic D.S. A monocone – bicone collinear array // IEEE Trans. Antennas. Propag. 2010. Vol. 58. No. 12. pp. 3905–3912
78. Honda R.M., Rossman C.E. Collinear coaxial slot-fed biconical array antenna // US Patent 6 593 892 B2. Jul. 15.2003
79. Liao S., Chen P., Xue Q. Ka-band omnidirectional high gain stacked dual bicone antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. Vol. 64. No 1. pp. 294 - 299
80. Виноградов А.Д., Михин А.Ю., Подшивалова Г.В., Структуры и характеристики осесимметричных широкодиапазонных антенн пеленгаторных антенных решеток ОБЧ-УКВ диапазонов // Антенны. 2015. № 5. С. 4–27
81. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование сверхширокополосной антенной решетки из цилиндро-биконических и поликонических элементов // Труды II Всероссийской Микроволной конференции. г. Москва, 2014. С.514–518
82. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование коллинеарных сверхширокополосных антенных решеток из цилиндро – конических и поликонических элементов // Антенны. 2016. № 2. С. 34–41
83. Wong K. L., Hsiao F. R., Chiou T. W. Omnidirectional planar dipole array antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2004. Vol. 52. No. 2. pp. 624 - 628
84. Hsiao F., Wong K. Omnidirectional planar folded dipole antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2004. Vol. 52. No. 7. pp. 1898 - 1902
85. Wei K., Zhang Z., Chen W., Feng Z., Iskander M. F. A triband shunt-fed omnidirectional planar dipole array // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2010. Vol. 9. pp. 850 - 853
86. Chen X., Huang K., Xu X. A novel planar slot array antenna with omnidirectional pattern // IEEE Trans. Antennas Propag. 2011. Vol. 59. No. 12. pp. 4853 – 4857

87. Ma C., Kuai Z., Zhu X., Liu C. A parallel feeding omnidirectional array antenna // IEEE Antennas Propag. Society International Symposium (APSURSI), Chicago, IL, USA, 8-14 July 2012.
88. Yu Y., Xiong J., Wang R. A wideband omnidirectional antenna array with low gain variation // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. pp. 386 – 389
89. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхширокополосная всенаправленная в магнитной плоскости линейная решетка печатных диполей // Труды IV Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва, 26 – 28 ноября 2016. С. 402 – 405.
90. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхширокополосная всенаправленная в магнитной плоскости линейная решетка печатных диполей // Журнал Радиоэлектроники. 2016. № 5
91. Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калиничев В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Исследование сверхширокополосной кольцевой антенной решетки // Журнал Радиоэлектроники. 2013. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf>
92. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхдиапазонные излучатели и антенные решетки на основе биконических рупоров // Антенны. 2016. №8. С. 69 – 76
93. Wang Z.P., Hall P.S., Kelly J., Gardner P. TEM horn circular array for wide band pattern notch reconfigurable antenna system // Loughborough Antennas & Propagation Conference. Nov. 2010. pp. 365 - 367
94. Elmansouri M.A., Ha J., Filipovic D.S. Ultrawideband TEM horn circular array // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65. No 3. pp. 1374 – 1379
95. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхдиапазонные рупорные излучатели и антенные решетки // Труды 26-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, Россия, 4 -10 сентября 2016. С. 84 – 95
96. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование характеристик E - плоскостных линейных решеток тем рупоров // Журнал Радиоэлектроники. 2017. № 5.

97. McGrath D.T. Blindness effects in ground plane - backed TEM horn arrays // IEEE Antennas Propag. Society International Symposium, June 1998. pp. 1024 - 1027
98. McGrath D.T., Baum C.E. Scanning and impedance properties of TEM horn arrays for transient radiation // IEEE Trans. Antennas Propag. 1999. Vol.47. No. 3. pp. 469-473
99. Holzman E.L. A wide band TEM horn array radiator with a novel microstrip feed // IEEE International Conf. Phased Array Systems Tech. May 2000. pp. 441 – 444
100. Herd J. S, Kao P.S. Broadband TEM horn array for FOPEN radar // IEEE Antennas Propag. Society International Symposium, July 2001. pp. 452 – 455
101. Wang J., Tian C., Luo G., Chen Y., Ge D. Four-element TEM horn array for radiating ultrawideband electromagnetic pulses // Microw. Opt. Technology Lett. 2001. Vol. 31. No. 3. pp. 190 - 194
102. Wu F., Yuan N. The radiation characteristic of UWB planar TEM horn antenna array // CIE International Conference Radar. China, 16-19 Oct. 2006
103. Strauss G., Breitsameter K. A circular polarized TEM horn antenna array with large scanning angle // IEEE Radio Wireless Symposium. Jan. 2011. pp. 98 – 101
104. Keskin A.K., Senturk M.D., Turk A.S. Quasi TEM horn antenna array for rescue radar buried victims under rubble // 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR). Italy, 7-10 July 2015
105. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. К теории антенных решеток из TEM рупоров // Труды IV Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва, 26 – 28 ноября 2016. С. 410 – 413
106. Chio T., Schaubert D.H. Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays // IEEE Trans. Antennas Propag. 2000. V. 48. No 6. pp. 879–886
107. Kasturi S., Schaubert D.H. Effect of dielectric permittivity on infinite arrays of single-polarized Vivaldi antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. 2006. Vol. 54. No. 2. pp.351 - 358

108. Maaskant R., Ivashina M.V., Iupikov O., Redkina E.A., Kasturi S., Schaubert D.H. Analysis of large microstrip-fed tapered slot antenna arrays by combining electrodynamic and quasi-static field models // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2011. Vol. 59. No. 6. pp. 1798 - 1807
109. Reid E.W., Ortiz-Balbuena L., Ghadiri A., Moez K. A 324-element Vivaldi antenna array for radio astronomy instrumentation // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2012. Vol. 61. No. 1. pp. 241 – 250
110. Банков С.Е., Дупленкова М.Д., Калошин В.А. Сверхширокополосная облучающая система на основе линейной решетки из антенн Вивальди для многолучевых гибридных антенн // *Журнал Радиоэлектроники.* 2015. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/18/text.html>
111. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование характеристик плоских двумерно-периодических решеток ТЕМ рупоров // *Журнал Радиоэлектроники.* 2017. № 5.
112. Pozar D.M. The active element pattern // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1994. Vol. 42. No. 8. pp. 1176 – 1178
113. Pozar D.M. A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2003. Vol. 51. No. 9. pp. 2486 – 2489
114. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974
115. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983
116. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
117. Сазонов В.П., Силин Р.А. Замедляющие системы. М.: Сов. Радио, 1966.
118. Левин Л. Теория волноводов. М.: Радио и связь, 1981
119. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. М.: Наука, 1967
120. Нобл Б. Метод Винера-Хопфа. // М.: Изд-во Иностран. лит-ры, 1962

121. Каценеленбаум Б.З. Теория волноводов с медленно меняющимися параметрами. М.: Изд-во АН СССР, 1961