

На правах рукописи



ЛЕ Нху Тхай

СВЕРХДИАПАЗОННЫЕ ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

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

Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Долгопрудный – 2020 г.

Работа выполнена на кафедре радиотехники и систем управления факультета радиотехники и кибернетики (ФРТК) ФГАОУ ВО «Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)» Министерства науки и высшего образования Российской Федерации

Научный руководитель

Калошин Вадим Анатольевич

доктор физико-математических наук

Официальные оппоненты

Гринев Александр Юрьевич, доктор технических наук, профессор, кафедра 406 «Радиофизика, антенны и микроволновая техника», профессор, ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)».

Лось Валериан Федорович, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник отдела 23, АО «Концерн радиостроения «Вега».

Ведущая организация

ФГБУН Институт сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук (г. Томск)

Защита состоится «25» сентября 2020 г., в 10-00, на заседании диссертационного совета Д 002.231.02 на базе Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН) по адресу: 125009, Москва, ГСП-9, ул. Моховая, д. 11, корп. 7.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и на сайте:

<http://cplire.ru/rus/dissertations/LeNhuThay/dissertation.pdf>

Автореферат разослан «__» _____ 2020 г.

И.о.ученого секретаря диссертационного совета
доктор физико-математических наук



Л.Е.Назаров

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы.

Развитие сверхширокополосных (СШП) и многодиапазонных радиоэлектронных систем требует создания остронаправленных сканирующих антенн, функционирующих в очень широком диапазоне частот, в том числе с отношением верхней частоты к нижней более 10:1, т.е. перекрывающих более одного диапазона волн [1, 2]. В качестве таких (сверхдиапазонных) антенн могут быть использованы плоские и цилиндрические фазированные антенные решетки (ФАР).

К настоящему времени предложены и исследованы сверхдиапазонные излучатели [3], линейные [4] и кольцевые [5] ФАР. В то же время полосы частот плоских и цилиндрических ФАР, как правило, не превышают 10:1 [6-8]. В работе [9] показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы плоской ФАР *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства, однако решетка в этой работе исследовалась без экрана, что привело к большому заднему излучению. В работе [10] показана возможность согласования цилиндрической ФАР в полосе частот более 10:1. Однако период этой решетки на высоких частотах более длины волны, что приводит к резкому росту бокового излучения.

Таким образом, результаты исследования ФАР с полосой рабочих частот более 10:1 и низким уровнем заднего и бокового излучения в доступной литературе отсутствуют. Также практически отсутствуют результаты исследования характеристик рассеяния СШП ФАР. При этом радиолокационная заметность объектов, построенных с использованием «стелс» технологий, в значительной степени определяются рассеянием их антенных систем. Это объясняется невозможностью использования для уменьшения их рассеяния покрытий из поглощающих материалов, поскольку при этом невозможно сохранить требуемые характеристики излучения.

Такая ситуация с разработкой и исследованием двумерно - периодических ФАР с полосой большей 10:1 объясняется тем, что при этом возникает ряд фундаментальных проблем, главная среди которых - согласование решетки с периодами по двум координатам много меньшими длины волны.

Таким образом, исследование возможности реализации сверхдиапазонного режима работы двумерно-периодических ФАР и характеристик рассеяния

сверхдиапазонных двумерно-периодических ФАР является актуальной фундаментальной проблемой теории и практики антенн.

Цель и задачи исследования. Целью диссертационной работы является разработка и исследование плоских и цилиндрических сверхдиапазонных фазированных антенных решёток (с полосой рабочих частот более 10:1).

Достижение поставленной цели потребовало **решения следующих задач:**

1. Создание электродинамических моделей плоских и цилиндрических ФАР с использованием программных продуктов на основе метода конечных элементов (МКЭ) и конечных разностей во временной области (МКРВО);
2. Разработка и исследование характеристик согласования и излучения одно-поляризационной плоской ФАР;
3. Разработка и исследование делителей мощности для системы питания ФАР;
4. Разработка и исследование плоских ФАР с системой питания;
5. Разработка и исследование характеристик излучения и согласования двух-поляризационной плоской ФАР;
6. Разработка и исследование сверхдиапазонных цилиндрических антенных решеток (ЦАР);
7. Исследование характеристик рассеяния сверхдиапазонных ФАР;
8. Разработка конструкции и проведение исследований экспериментального образца ФАР.

Методы исследования. В работе использованы численный и физический эксперимент. При численном моделировании использованы строгие методы: конечных элементов (МКЭ) и конечных разностей во временной области (МКРВО), а также приближенные методы. В рамках физического эксперимента использован метод измерения характеристик согласования и излучения в безэховой камере в дальней зоне.

Новые научные результаты:

В диссертационной работе получены следующие новые научные результаты:

1. Разработана и с использованием численного эксперимента исследована одно-поляризационная ФАР с системой питания. Показано, что рабочая полоса частот при сканировании в секторе 90^0 в H - плоскости 19:1, а в E - плоскости -15:1.
2. Изготовлен и исследован экспериментальный образец плоской одно-поляризационной синфазной сверхдиапазонной антенной решетки с рабочей

полосой более 18:1.

3. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно плоской сверхдиапазонной двух-поляризационной ФАР.

4. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно цилиндрической сверхдиапазонной ФАР.

5. Исследованы характеристики рассеяния одно-поляризационных и двух-поляризационных плоских сверхдиапазонных ФАР. Показано, что максимум ЭПР меньше максимума ЭПР волноводной решетки на 10-30 дБ в полосе частот более 10:1.

Практическая значимость работы

Результаты работы, имеющие практическую значимость:

1. Разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец сверхдиапазонного многоканального делителя мощности.

2. Разработана конструкция и изготовлен экспериментальный образец плоской сверхдиапазонной антенной решетки 32 – *ТЕМ*-рупоров с полосой рабочих частот 0.35 – 6.6 ГГц.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы плоской одно-поляризационной ФАР *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства, экраном и системой питания.

2. Показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы плоской двух-поляризационной ФАР с полотном в виде многопроводниковой линии из нерегулярных металлических стержней квадратного сечения.

3. Показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы цилиндрической одно-поляризационной ФАР *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства и экраном.

4. Показано, что максимум ЭПР сверхдиапазонных ФАР в полосе частот более 10:1 меньше ЭПР волноводной решетки на 10-30 дБ (для одно-поляризационных сверхдиапазонных ФАР - на одной поляризации).

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались на VI Всероссийской Микроволновой конференции, г. Москва. Ноябрь. 2018.; Международной конференции «2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)», Divnomorskoe, Krasnodar Region, Russia. Июнь. 2019; Московском семинаре по электродинамике и антеннам им. Я.Н. Фельда.

Июнь.2019.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 8 научных работ, в том числе 6 – в изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки РФ, из них 4 – в журналах, индексируемых в международных базах данных Web of Science и Scopus, 2 - в трудах Международных и Всероссийских конференций, из них 1 - входящих в базу данных Scopus. Общий объём опубликованных работ по теме диссертации составил 87 страниц.

Личный вклад. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежат: построение электродинамических моделей плоских и цилиндрических ФАР с использованием программных продуктов на основе приближенных и строгих численных методов (МКЭ и МКРВО), разработка конструкции, изготовление и проведение измерений экспериментального образца плоской ФАР в безэховой камере.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из Введения, пяти глав, Заключения, Списка использованных сокращений и обозначений и Списка литературы из 58 наименований. Основная часть работы изложена на 114 страницах, содержит 96 рисунков и одну таблицу.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во Введении обоснована актуальность темы, сформулированы цели и задачи исследования, описаны научная новизна и практическая значимость диссертационной работы, приведены сведения об апробации работы и положения, выносимые на защиту. Основная часть диссертации состоит из пяти глав.

В первой главе с использованием приближенной численно-аналитической модели на основе интегрального уравнения и метода Бубнова-Галеркина, а также строгой электродинамической модели на основе МКЭ исследованы характеристики бесконечной плоской решетки ТЕМ-рупоров с металлизацией части межрупорного пространства и металлическим экраном (рис.1а). Показано, что оптимизация расстояния между экраном и входами элементов решетки позволяет обеспечить диапазон рабочих частот 10:1. Аналогичные результаты получены в результате численного моделирования конечных решеток с использованием МКЭ.

Раздел 1.1 посвящен построению численно - аналитической модели решетки. Модель основана на представлении канала Флоке (рис. 1б, в) в виде плавного

волноводного перехода, в котором происходит медленная трансформация мод от входа до свободного пространства. Проводится исследование основных мод, характеристических импедансов, модели нерегулярного волновода в рамках теории линий передачи и решение задачи об излучении в свободное пространство.

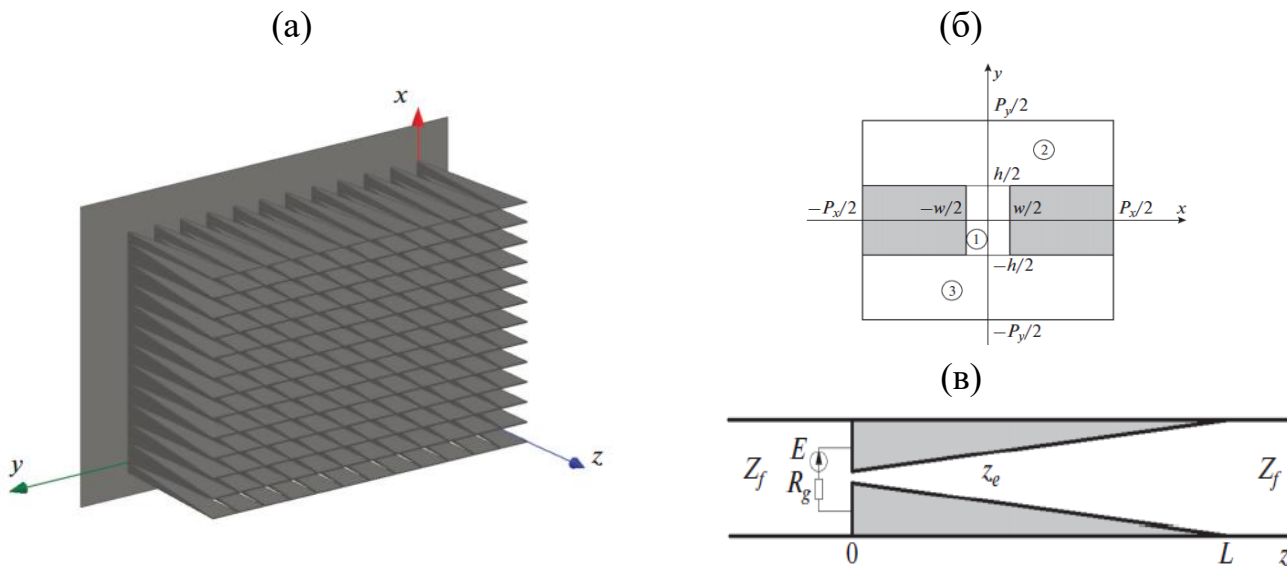


Рис.1. Общий вид решетки (а), поперечное (б) и продольное (в) сечения канала Флоке

Анализ возбуждения канала Флоке проведен при помощи эквивалентных схем, показанных на рис. 2а, б. Эквивалентная схема решетки без экрана (рис. 2а) состоит из трех частей: узла возбуждения, отрезка линии передачи длиной L с переменным сопротивлением $Z_c(z)$ и сочленения двух линий передачи с сопротивлениями $Z_c(L)$ и Z_f , которые соответствуют каналам Флоке с воздушным заполнением. Структура имеет три входа – выхода (порты 1 – 3). Порт 1 соответствует сосредоточенному источнику, а порты 2, 3 каналам Флоке с воздушным заполнением. При наличии экрана (рис. 2б) вместо порта 1 имеем отрезок канала Флоке длиной L_s . Узел возбуждения решетки без экрана представляет собой многополюсник с тремя портами и шестью полюсами, то есть шестиполюсник, а при наличии экрана узел возбуждения представляет собой четырехполюсник.

Раздел 1.2 посвящен численному исследованию излучения бесконечной решетки с использованием численно - аналитической модели и МКЭ, а также конечных решеток с использованием МКЭ. Известно, что решетки без экрана имеют большой уровень заднего излучения [9]. Поэтому проведен анализ решетки

с экраном, расположенный на расстоянии L_s от точки возбуждения структуры. Экран вносит во входное сопротивление решетки реактивное сопротивление, которое зависит от частоты. При этом полоса согласования определяется не только параметрами плавного перехода от точки питания до свободного пространства, но и сопротивлением реактивного шлейфа длиной L_s (рис. 2б). Поэтому далее была проведена оптимизация параметра L_s с целью минимизации нижней частоты согласования решетки.

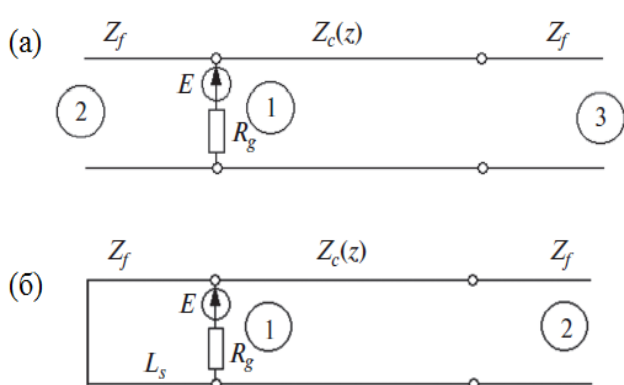


Рис. 2. Эквивалентная схема решетки без экрана (а), с экраном (б).

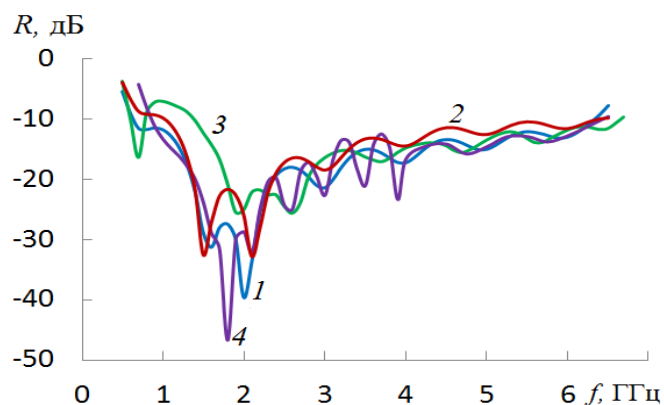


Рис. 3. Зависимости коэффициента отражения синфазной решетки от частоты

На рис. 3 показаны частотные зависимости коэффициента отражения. Кривыми 1, 2, соответственно, представлены результаты моделирования бесконечной решетки при использовании МКЭ и численно - аналитической модели, кривыми 3, 4, соответственно, для решетки с числом элементов $N = 36$, $N = 144$ при использовании МКЭ. Видно, что с увеличением числа элементов характеристики конечных решеток приближаются к их предельным значениям, соответствующим бесконечной решетке. При этом отношение вперед/назад для синфазной решетки 144 *ТЕМ*-рупоров составило 15 – 29 дБ в диапазоне полосе 10:1.

Во второй главе с использованием численного и физического эксперимента проведено исследование характеристик согласования и излучения плоской двумерно - периодической антенной решетки 64 *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства и системой питания.

В разделе 2.1 описана функциональная схема (рис. 4) и конструкция (рис. 5) антенной решетки с системой питания. Система питания в рис. 4 содержит два

делителя мощности (с последовательным делением на основе 50-омной коаксиальной линии и с параллельным делением на основе двухпроводной симметричной полосковой линии) и управляемые линии задержки.



Рис. 4. Функциональная схема антенной решетки с системой питания

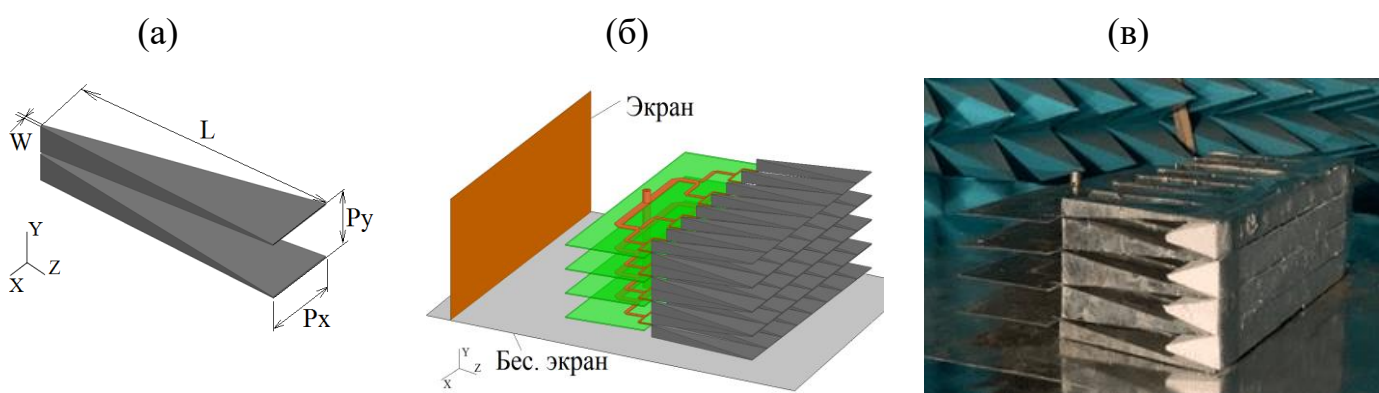


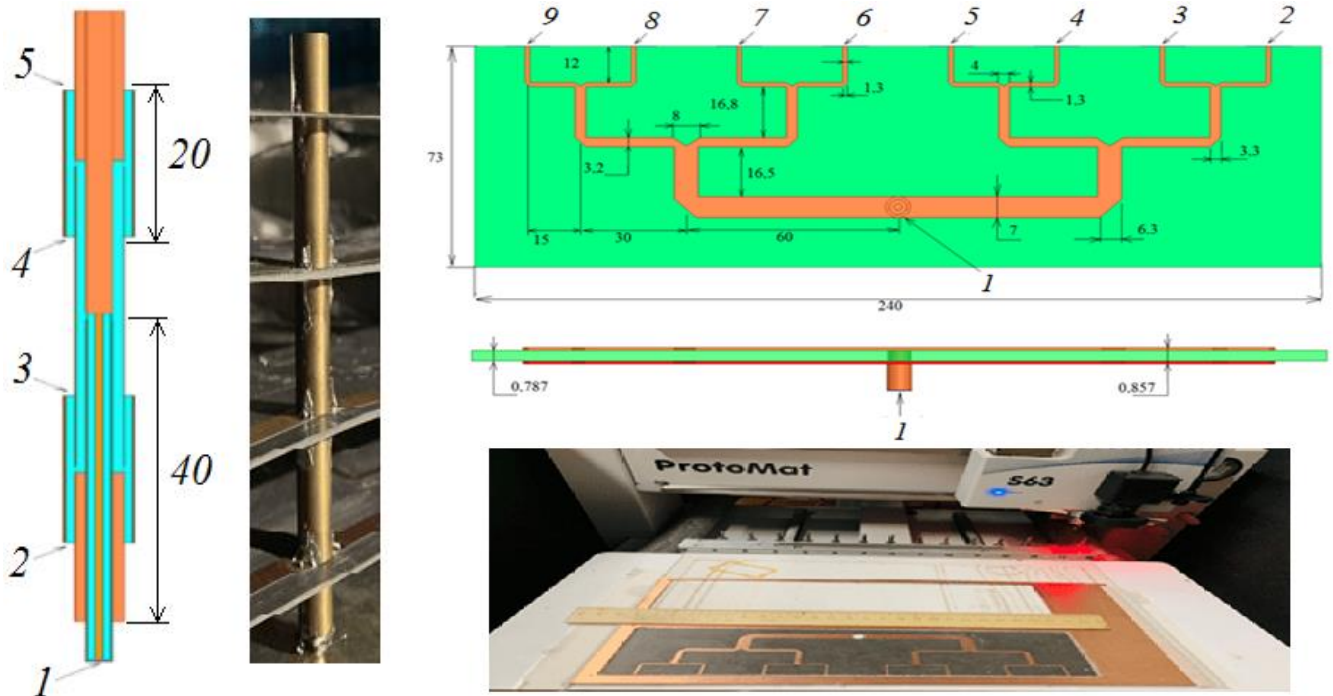
Рис. 5. Элемент (а), модель 64-элементной антенной решетки с системой питания (б) и экспериментальной образец (в)

На рис. 5а, б показаны, соответственно, элемент и модель 64-элементной решетки (32 элементная решетка над бесконечным экраном). На рис. 5в приведена фотография экспериментального образца 32 элементной антенной решетки *ТЕМ*-рупоров (4x8) с металлизацией межрупорного пространства, системой питания и экраном над граундом в измерительной камере.

В разделе 2.2 проведены исследование и оптимизация параметров четырехканального делителя мощности на коаксиальной линии и восьмиканального делителя на полосковой линии.

Делитель мощности на коаксиальной линии (рис. 6а) имеет 50-омный вход (1) и четыре 12.5-омных выхода (2 – 4), которые обеспечивают равномерное синфазное деление мощности на выходе с коэффициентом передачи -6 дБ в каждом канале (без учета тепловых потерь). Каждый из четырех восьмиканальных

делителей мощности имеет вход (1) с волновым сопротивлением 12.5 Ом, выходы (2 – 9) с волновыми сопротивлениями 100 Ом и обеспечивает равномерное синфазное деление мощности на выходе с коэффициентом передачи -9.5 дБ (без учета тепловых потерь). Конструкция и фото экспериментальных образцов делителей показаны на рис. 6б. Результаты расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения четырехканального и восьмиканального делителя с использованием МКЭ (сплошные линии) и МКРВО (штриховые линии) показаны на рис. 7 кривыми 1(1*), 2(2*), соответственно.



(a)

(б)

Рис. 6. Делители мощности на коаксиальной и полосковой линии

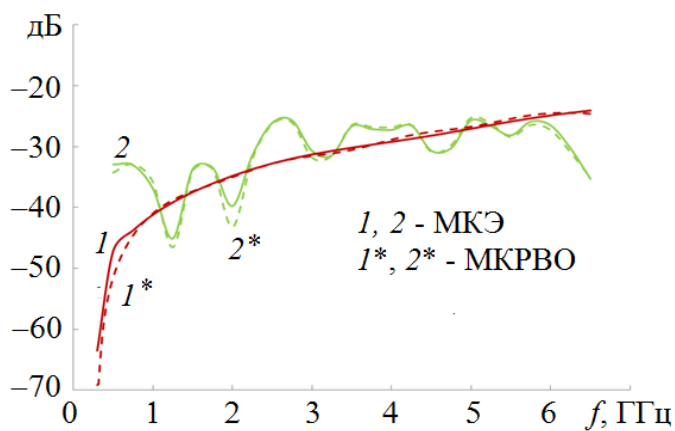


Рис. 7. Зависимости коэффициентов отражения делителей от частоты

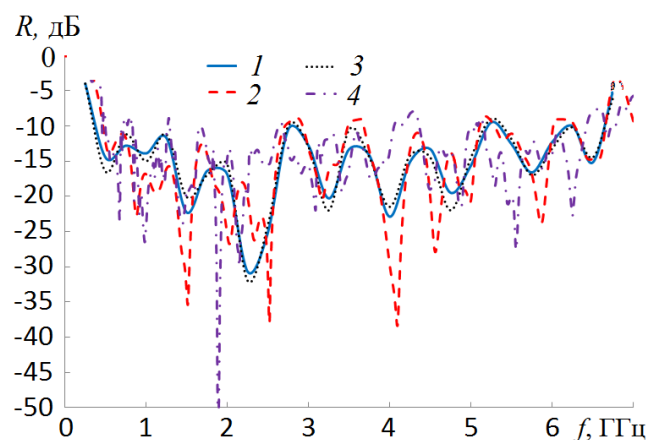


Рис. 8. Зависимость коэффициента отражения решетки от частоты

В разделе 2.3 проведено исследование характеристик антенной решетки с системой питания. На рис. 8 представлена зависимость коэффициента отражения 64-элементной синфазной антенной решетки от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2), экспериментального образца, рассчитанная с использованием МКЭ (3) и результаты измерений (4). Видно, что по уровню -10 дБ решетка согласована в полосе частот 0.35 - 6.6 ГГц (19:1).

На рис. 9 сплошными линиями (1) - (3), приведены результаты расчета ДН в H -плоскости синфазной 64- элементной антенной решетки на частоте 2, 4 и 6.5 ГГц, соответственно. Штриховыми линиями и пунктиром приведены результаты, соответственно, моделирования и измерений ДН экспериментального образца 32 –элементной синфазной решетки на тех же частотах. На рис. 10 сплошной и штриховой линиями приведены зависимости коэффициента усиления от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, соответственно.

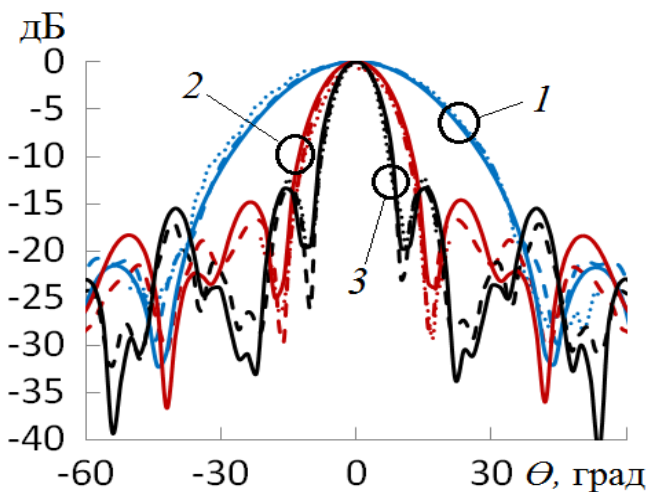


Рис. 9. ДН синфазной антенной решетки в H -плоскости

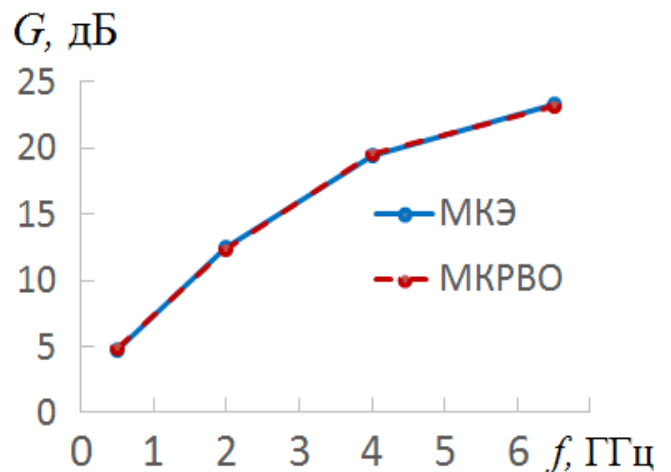


Рис. 10. Зависимость коэффициента усиления решетки от частоты

Далее исследованы характеристики сканирования в H - и E - плоскости. При моделировании характеристик сканирования в H - плоскости с целью уменьшения объема задачи в 2 раза использовалась модель решетки 32 элементов (8x4) над бесконечным идеально-проводящем граундом. Показано, что при сканировании в секторе 90° полоса согласования более 20:1. При сканировании в E - плоскости для уменьшения числа элементов решетки (в H -плоскости) в два раза использовалась магнитная плоскость, решетка в E -плоскости разбивалась на две подрешетки с отдельными входами портами, а коэффициент отражения находился по формуле:

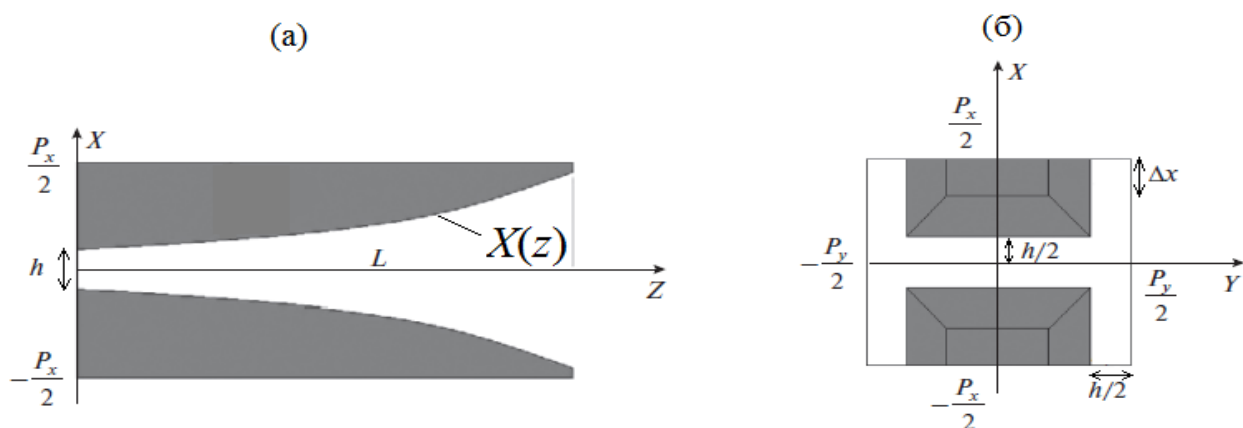
$$R = \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 S_{nm} \quad (1)$$

где S_{nm} - элементы матрицы эквивалентного четырехполюсника. При этом, полоса согласования в секторе сканирования в E - плоскости 60^0 практически такая же, как в синфазном режиме (19:1), а в секторе 90^0 полоса согласования сужается до 15:1.

В третьей главе предложена и исследована плоская двумерно – периодическая двух-поляризационная антенная решетка в виде неоднородной много-проводниковой линии из проводников квадратного сечения.

В разделе 3.1 с использованием приближенной теории исследованы характеристики согласования двухпроводной линии с линейным, параболическим и экспоненциальным законами изменения импеданса. В результате показано, что наименьшую нижнюю частоту согласования имеет линия с экспоненциальным законом.

В разделе 3.2 с использованием МКЭ исследована электродинамическая модель бесконечной антенной решетки (рис. 11). Расстояние металлического экрана от входов элементов решетки найдено из условия минимума нижней частоты согласования. На первом этапе было проведено исследование характеристик синфазных решеток. Путем введения эквивалентных граничных условий (условий Флоке) задача сводилась к исследованию одного периода. С использованием МКЭ была исследована зависимость сопротивления канала Флоке от поперечного размера проводника (рис. 12) и коэффициента отражения от частоты (рис. 13) синфазной бесконечной антенной решетки с линейным (1), параболическим (2) и экспоненциальным (3) законами изменения сопротивления.



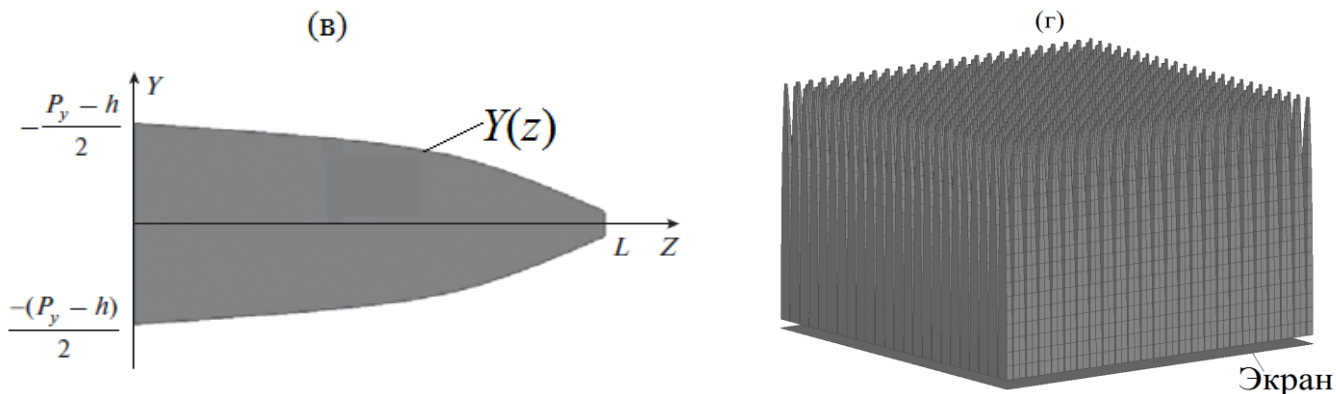


Рис. 11. Сечения элемента и общий вид решетки из 576 (24x24) элементов

Сравнение с теоретическим результатом для экспоненциального закона (4) показывает, что он действительно является оптимальным. Дальнейшее исследование решетки показано, что при сканировании в H - плоскости в секторе углов 90^0 и в E - плоскости в секторе углов 30^0 полоса согласования решетки практически не меняется в сравнении с полосой синфазной решетки (34:1), а в секторах сканирования 60^0 и 90^0 в E - плоскости полосы согласования сужаются до 25:1 и 15:1, соответственно. В секторе углов сканирования 30^0 в косо́й плоскости полоса согласования такая же, как синфазной решетки, а в секторах углов 60^0 и 90^0 – уменьшается до 31:1 и 22:1, соответственно.

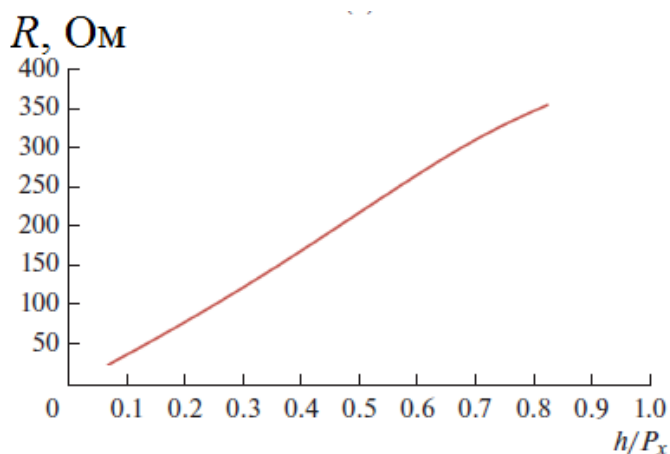


Рис. 12. Зависимость сопротивления канала Флоке от поперечного размера

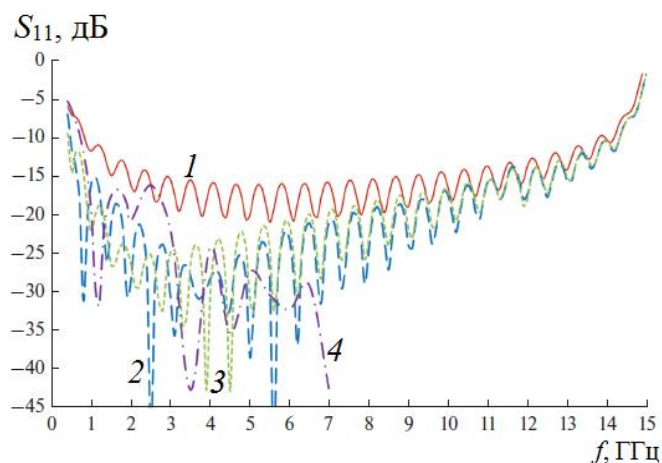


Рис. 13. Зависимость коэффициента отражения от частоты

В разделе 3.3 исследованы решетка 1 из 144 элементов (12x12) и решетка 2 из 576 элементов (24x24). В синфазном режиме было проведено исследование решеток с использованием двух плоскостей симметрии, что позволило в 4 раза уменьшить объем задачи. На рис. 14 показана зависимость коэффициента отражения от частоты решеток 1, 2 и бесконечной решетки. Полосы согласования

решеток 1, 2 составили 20:1 и 34:1, соответственно. Для решетки 1, при сканировании в H - и косо́й плоскости, а также в E - плоскости в секторе углов сканирования 30° полоса согласования не меняется, а в секторах углов 60° , 90° сужаются до 15:1.

При исследовании сканирования решетки 2 использовались модели, бесконечные в плоскости, ортогональной плоскости сканирования, что позволило в 24 раза уменьшить объем задачи. Проверка корректности этих моделей была предварительно проведена для решетки 1. Показано, что при сканировании в секторе углов 90° в H - плоскости и в секторе 30° в E - плоскости полоса согласования решетки 2 практически не меняется (34:1), а при отклонении луча на 45° в E -плоскости сужается до 15:1.

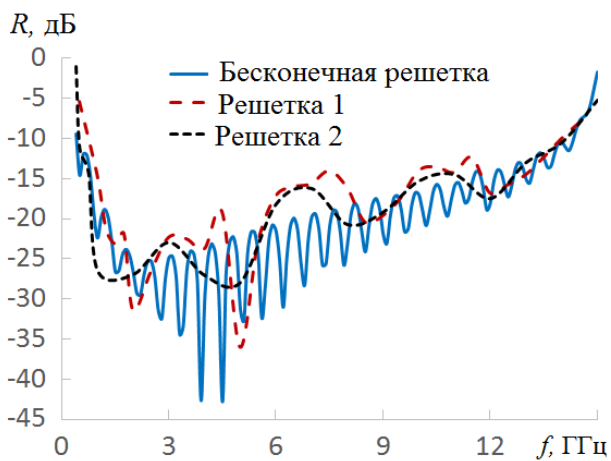


Рис. 14. Зависимость коэффициента отражения решеток от частоты

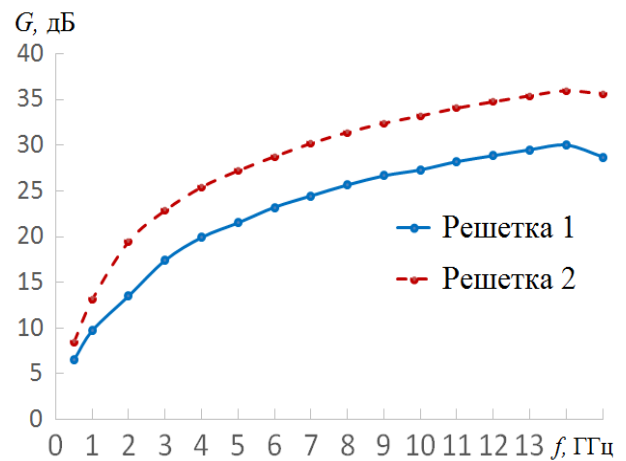


Рис. 15. Зависимость коэффициента усиления решеток от частоты

Для решеток 1, 2 на высоких частотах относительный уровень заднего лепестка в синфазном режиме около -30 дБ, а при углах сканирования на $\pm 45^\circ$ в E -, H - и косо́й плоскости наблюдается резкий рост уровня боковых лепестков (до -5 дБ на верхней частоте 13 ГГц) и падение коэффициента усиления (КУ) решетки. На рис. 15 сплошной линией показана частотная зависимость КУ решетки 1, а штриховой – решетки 2.

В четвертой главе рассмотрены характеристики цилиндрических антенных решеток (ЦАР).

В разделе 4.1 построены электродинамические модели ЦАР из 5 (рис.16), 7, 9

и 11 линейных антенных решеток (ЛАР) биконусов и вырезок из биконусов, входы которых расположены на цилиндрической поверхности с постоянным радиусом L . Каждая ЛАР содержит на входе делитель мощности на 6 каналов с входным сопротивлением 100 Ом и выходным – =16.67 Ом. Вход каждого делителя соединен с коаксиальным портом. Делитель обеспечивает синфазное равно-амплитудное возбуждение биконических элементов в ЛАР.

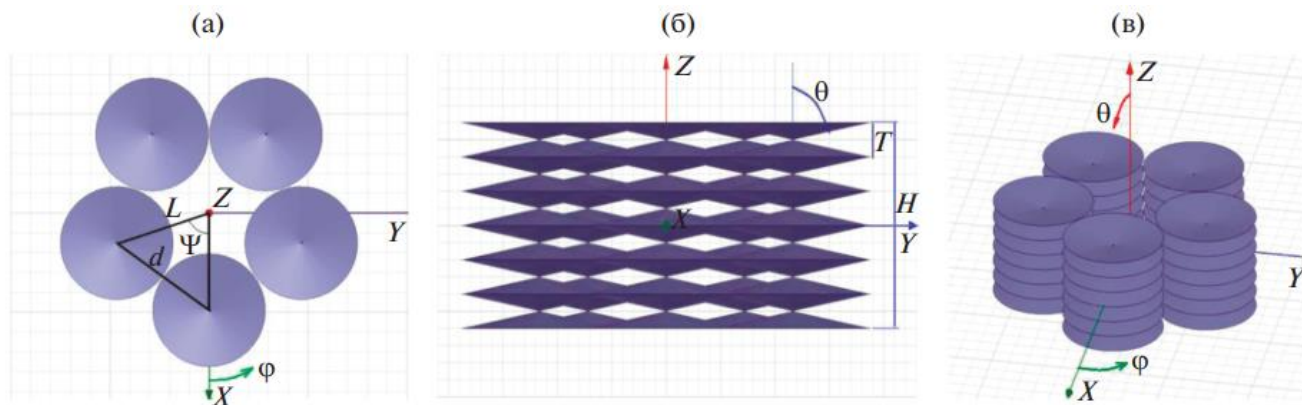


Рис. 16. Цилиндрическая антенная решетка из пяти шестиэлементных ЛАР биконусов: вид сверху (а), вид сбоку (б), общий вид (в).

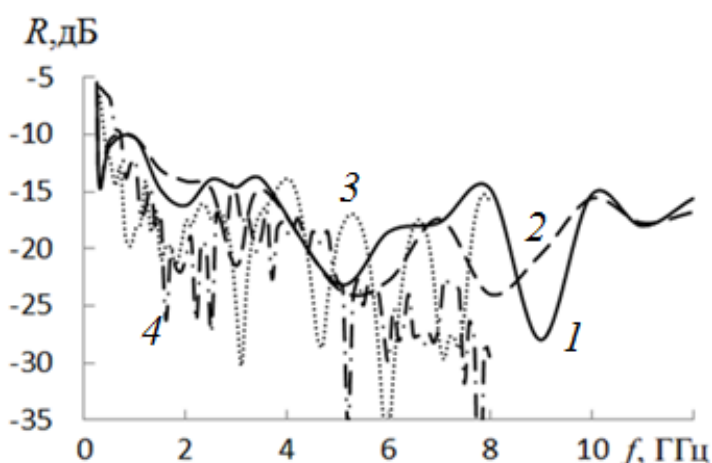


Рис. 17. Зависимости коэффициента отражения от частоты ЦАР из 11-и ЛАР

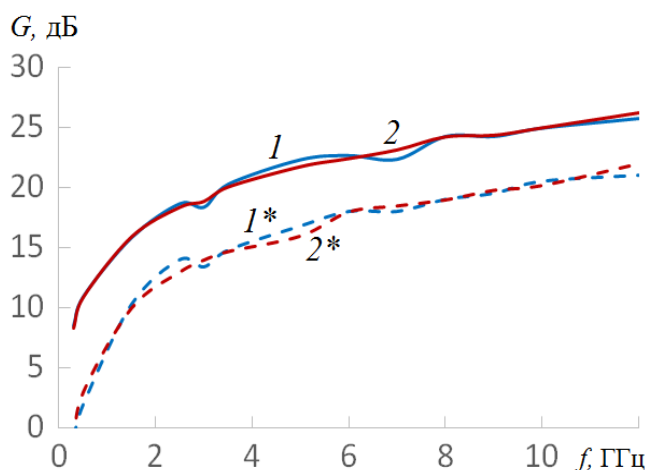


Рис. 18. Зависимости КУ ЦАР из 11-и ЛАР (1, 2) и УБЛ (1*, 2*) от частоты

В процессе численного эксперимента проведена оптимизация фазовых соотношений между элементами с целью минимизации боковых лепестков. В связи с угловой периодичностью (с периодом Ψ) цилиндрической антенной решетки в H - плоскости рассмотрено сканирование в пределах одного периода. На рис. 17 кривыми 1, 2 показаны результаты моделирования зависимости коэффициента отражения от частоты 66 - элементной ЦАР (одиннадцать ЛАР) для

двух положений луча ($\varphi = 0$ и $\varphi = \Psi/2$). Для сравнения на рисунке показаны коэффициенты отражения ЛАР в свободном пространстве (кривой 3) и ЛАР в составе соответствующей цилиндрической решетки (кривой 4). Видно, что частотные зависимости коэффициента отражения решеток с различным числом элементов отличаются довольно сильно, а от угла сканирования – мало. С увеличением числа линейных подрешеток (при постоянном диаметре цилиндрической решетки) нижняя частота не меняется (0.27 ГГц), а верхняя – растет (более 12 ГГц для одиннадцати ЛАР). На рис. 18 показаны частотные зависимости КУ и уровень бокового лепестка (УБЛ) ЦАР из 11-и ЛАР для двух положений луча. Видно, что при увеличении частоты от 0.27 до 12 ГГц относительный уровень бокового излучения вырастает от – 9 дБ до – 5 дБ, а КУ растет от 8 до 26 дБ.

Отметим, что нижняя частота согласования на входе фазированной цилиндрической решетки существенно ниже соответствующей частоты ЛАР, как в свободном пространстве, так и в составе цилиндрической решетки. Это можно объяснить разными фазами элементов матрицы рассеяния (рис.19), т.е. именно взаимодействие элементов решетки в H -плоскости приводит к понижению нижней частоты согласования.

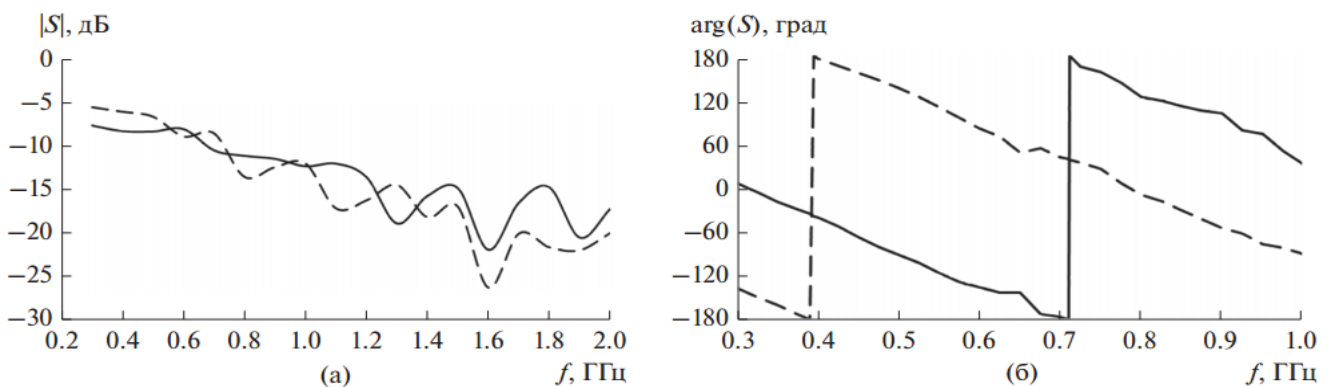


Рис. 19. Зависимости модуля (а) и фазы (б) S_{11} , S_{12} от частоты

В разделе 4.2 исследовано полотно сверхдиапазонной цилиндрической антенной решетки TEM -рупоров с металлизацией межрупорного пространства и экраном. ЦАР состоит из 40 ЛАР TEM -рупоров, входы которых расположены на поверхности круглого цилиндра с радиусом $R_0=86$ мм (рис. 20). Внутри решетки находится соосный цилиндрический экран с радиусом R_1 .

Рассмотрены три варианта ЦАР (1 – 8 элементов в ЛАР, $R_1 = 26$ мм; 2 – 8

элементов в ЛАР, $R_1 = 64$ мм; 3 – 16 элементов в ЛАР, $R_1 = 26$ мм). Коэффициент отражения решетки определялся по формуле:

$$R = \frac{1}{NM} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M [S_{nm} \exp(j(2\Psi_n))] \quad (2)$$

где N – количество ЛАР, M – количество рупоров в ЛАР, S_{nm} – элементы матрицы рассеяния полотна ЦАР, Ψ_n – величина задержки. Величины S_{nm} рассчитывались с использованием МКЭ.

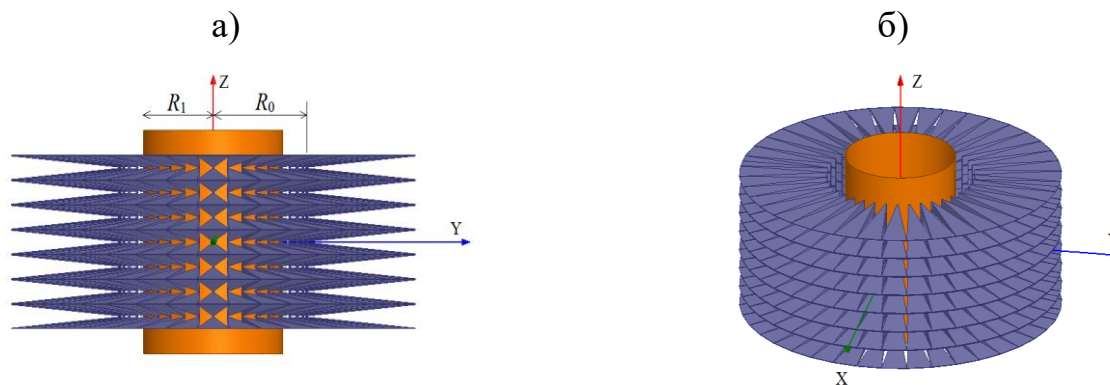


Рис. 20. ЦАР ТЕМ-рупоров

Результаты исследования нижней частоты согласования ЦАР в зависимости от числа возбужденных ЛАР с использованием формулы (2) приведены на рис. 21. Видно, что с увеличением числа возбужденных ЛАР для всех вариантов ЦАР нижняя частота уменьшается, но при возбуждении 7 ЛАР и более уже меняется мало и для трех вариантов ЦАР равна, соответственно, 0.7, 0.8 и 0.5 ГГц.

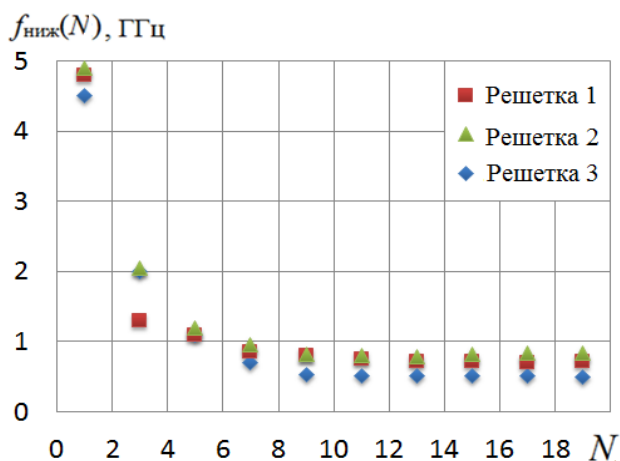


Рис. 21. Зависимость нижней частоты согласования от числа ЛАР

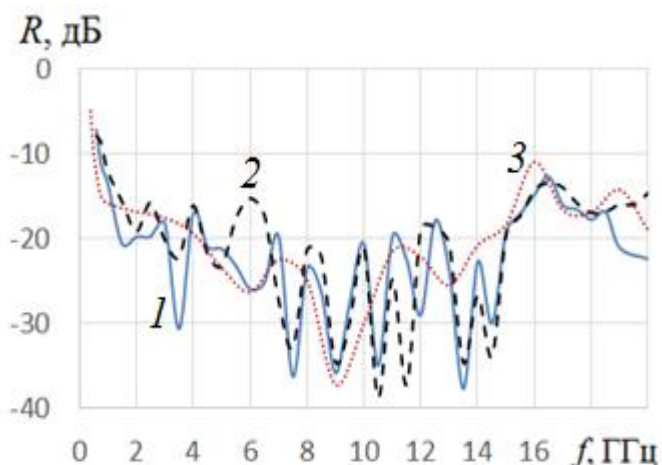


Рис. 22. Зависимость коэффициента отражения ЦАР с 19 возбужденными ЛАР от частоты (1- ЦАР 1; 2- ЦАР 2; 3- ЦАР 3)

Результаты исследования (рис. 22) показали, что связь между элементами приводит к существенному уменьшению величины коэффициента отражения ЦАР на нижних частотах по сравнению с коэффициентом отражения отдельного элемента. В результате полоса согласования ЦАР 3 с 19 возбужденными ЛАР становится более 40:1.

При положении центрального элемента ЛАР на оси X выражение для ДН ЦАР с $N = 2k + 1$ симметрично возбужденными ЛАР можно представить в виде:

$$E_N = \sum_{n=-k}^k A(\varphi - n\varphi_0) \exp(i\Phi(\varphi - n\varphi_0)) \exp(i\Psi_n), \quad (3)$$

где $A(\varphi), \Phi(\varphi)$ – соответственно, амплитудная и фазовая ДН ЛАР.

Далее, с использованием МКЭ и формулы (3) были исследованы характеристики излучения ЦАР 1, 2, которые отличаются только диаметрами экрана, в зависимости от числа возбужденных ЛАР. Результаты исследования ДН ЦАР в H - плоскости в зависимости от числа возбужденных ЛАР на частотах $f = 1, 5, 10, 20$ ГГц показали, что с увеличением числа возбужденных ЛАР до 17 на низких и средних частотах лучи сужаются, а на высоких частотах, начиная с $N = 13$, лучи начинают расширяться, а боковые лепестки - расти. Особенно заметен этот эффект для ЦАР 1.

На рис. 23 кривыми 1 – 4, показаны результаты расчета коэффициента усиления от числа возбужденных ЛАР для ЦАР 1 (а) и ЦАР 2 (б) на частотах 1, 5, 10 и 20 ГГц, соответственно. Видно, что для обоих вариантов ЦАР с увеличением числа возбужденных ЛАР усиление растет, но, начиная с определенного числа, этот рост замедляется, а затем происходит падение, причем это число уменьшается с увеличением частоты. Тем не менее, при оптимальном числе возбужденных ЛАР с увеличением частоты усиление ЦАР растет.

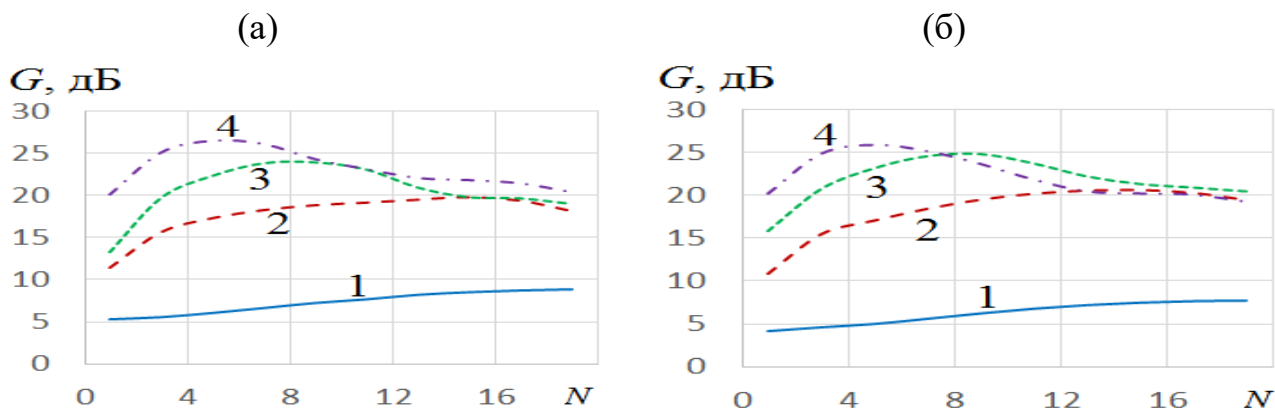


Рис. 23. Зависимость коэффициента усиления ЦАР от числа возбужденных ЛАР

В пятой главе рассмотрена задача рассеяния плоской линейно поляризованной электромагнитной волны, падающей на один из трех типов антенных решеток с одинаковым размером апертуры. Решетка 1, характеристики излучения и согласования которой исследованы в главе 3, состоит из 576 проводников квадратного переменного сечения. Решетка 2, характеристики излучения и согласования которой исследованы в главе 1, состоит из 216 *ТЕМ*-рупоров (18x12) с металлизацией межрупорного пространства. Решетка 3 состоит из 384 полых прямоугольных металлических волноводов (24x16) с размером широкой стенки $a = 22.5$ мм, узкой стенки $b = 15$ мм и длиной $L = 260$ мм. Размеры поперечного сечения волноводов этой решетки выбраны из условия совпадения ее рабочей полосы с высокочастотной частью полосы рабочих частот решеток 1, 2. С использованием МКЭ проведены результаты численного моделирования моностатической ЭПР для различных случаев падения плоской волны и поляризации. На рис. 24 кривыми 1 – 3 показана зависимость максимума моностатического ЭПР от частоты для перпендикулярной (а) и параллельной (б) ориентации решеток 1, 2, 3, соответственно, относительно вектора электрического поля падающей волны при нормальном падении плоской волны. Видно, что ЭПР решетки 1 меньше ЭПР решетки 3 на 10-30 дБ в полосе частот более 10:1. Для одной из линейных поляризаций падающей плоской волны ЭПР решетки 2 близка к ЭПР решетки 3, а для другой - к ЭПР решетки 3. При увеличении углов падения и наблюдения разница моностатических ЭПР уменьшается.

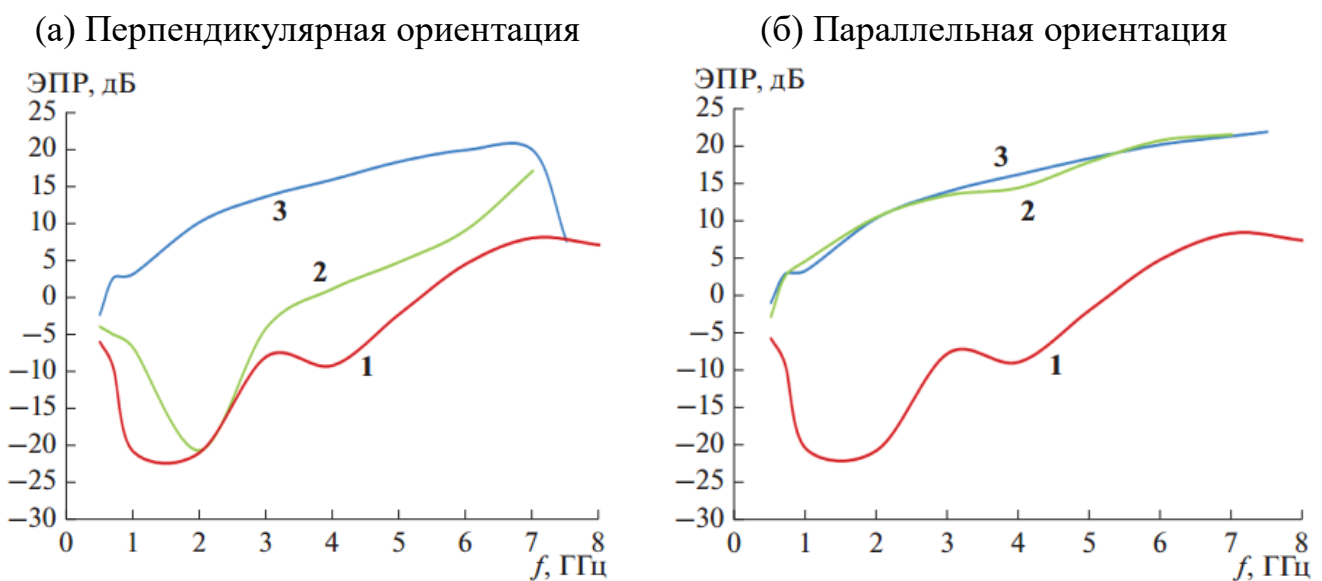


Рис. 24. Зависимость моностатической ЭПР от частоты для нормального падения

На рис. 25, 26 для двух поляризаций падающего поля приведены диаграммы рассеяния решетки 1 на трех частотах при падении плоской волны под углом $\theta = 0$ (1), 15° (2), 30° (3) и 45° (4), которые сопоставлены с диаграммами рассеяния волноводной решетки 3 (5) при нормальном падении. На рисунках видно, что при нормальном падении плоской волны с перпендикулярной и параллельной поляризациями уровень лепестков диаграммы рассеяния решетки 1 в заднем полупространстве на 10 - 28 дБ ниже, чем у решетки 3. При этом разница уровней двух главных лепестков диаграммы рассеяния (вперед и назад) решетки 1 на всех частотах превышает около 20 дБ в отличие от волноводной решетки 3, для которой эта разница практически отсутствует. При наклонном падении разница уровней главных лепестков диаграммы рассеяния решетки 1 уменьшается и на частоте 7 ГГц достигает минимума (10 дБ).

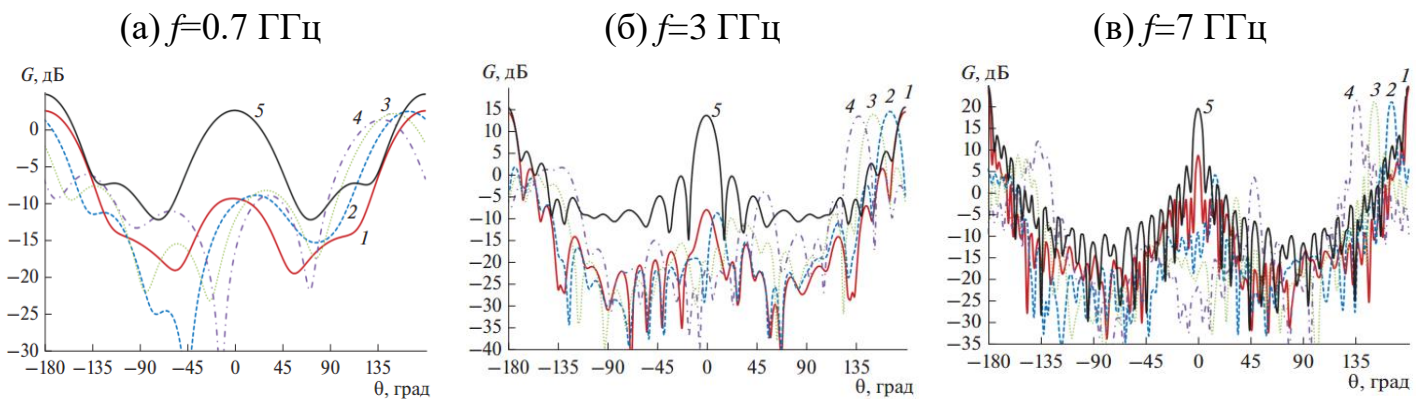


Рис. 25. Диаграммы рассеяния решетки 1 (перпендикулярная поляризация)

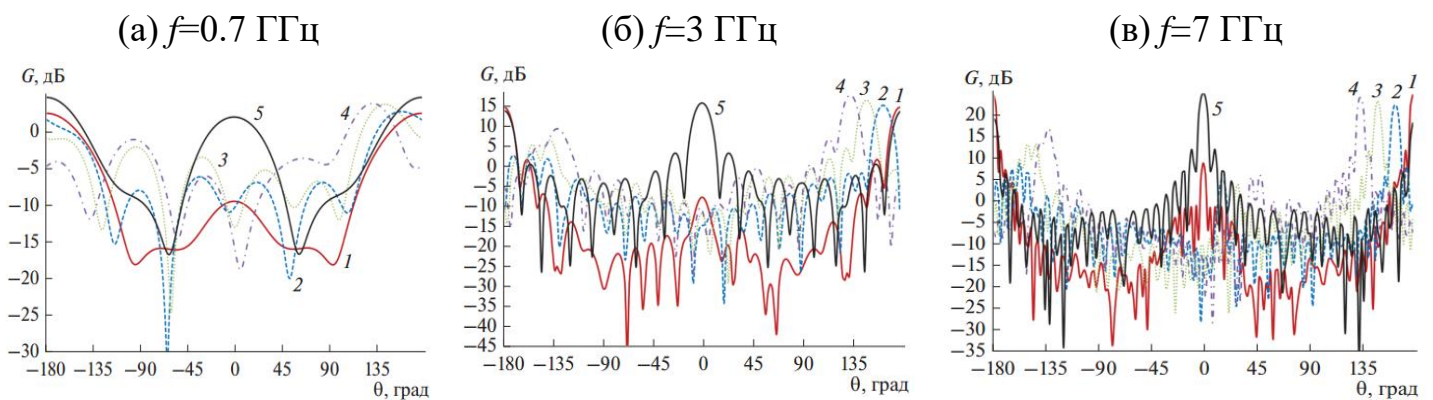


Рис. 26. Диаграммы рассеяния решетки 1 (параллельная поляризация)

В **Заключении** проведен анализ разработанных моделей сверхдиапазонных антенных решеток с точки зрения величины коэффициента использования размера, приведены основные результаты работы, общие выводы и рекомендации

Основные результаты работы:

1. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно плоской одно-поляризационной ФАР 144 *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства и экраном. Показано, что ФАР в синфазном режиме согласована в полосе рабочих частот 10:1.

2. Разработана и исследована с использованием численного и физического эксперимента плоская одно-поляризационная ФАР 64 *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства, экраном и системой питания. Рабочая полоса ФАР в синфазном режиме и при сканировании в секторе 90^0 в *H*-плоскости - 19:1, а в *E*-плоскости -15:1.

3. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно плоской двух-поляризационной ФАР 576 проводников квадратного переменного сечения с полосой рабочих частот в синфазном режиме и при сканировании в секторе 90^0 в *H* – плоскости 34:1, а при сканировании в секторе 90^0 в *E*– плоскости – 15:1.

4. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно ЦАР 66 биконических рупоров с рабочей полосой частот 45:1.

5. Разработано и с использованием численного эксперимента исследовано полотно ЦАР *ТЕМ*-рупоров в зависимости от числа возбужденных ЛАР, а также числа *ТЕМ*-рупоров в ЛАР. Показано, что для 19 возбужденных ЛАР из 640 *ТЕМ*-рупоров, расположенных в секторе 171^0 , полоса согласования ЦАР более 40:1.

6. Исследованы характеристики рассеяния сверхдиапазонных одно-поляризационных и двух-поляризационных сверхдиапазонных ФАР. Показано, что максимум ЭПР сверхдиапазонных ФАР меньше максимума ЭПР волноводной решетки на 10-30 дБ в полосе частот более 10:1.

Список публикаций автора в журналах, входящих в перечень ВАК РФ

A1. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование характеристик двумерной сканирующей решетки *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 12. С. 1263 – 1276.

A2. Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование характеристик сканирования в *H* – плоскости сверхширокополосных цилиндрических антенных решеток биконических элементов // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 5. С.

447 – 454.

- A3. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно–периодическая двух–поляризационная сверхдиапазонная антенная решетка // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 11. С. 1126 – 1137.
- A4. Калошин В.А., Ле Н.Т. Характеристики рассеяния сверхширокополосных антенных решеток // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 2. С. 158 – 164.
- A5. Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование плоской двумерно – периодической сверхдиапазонной антенной решетки с системой питания // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>
- A6. Калошин В.А., Ле Н.Т., Флорова Е.В. Сверхдиапазонная цилиндрическая антенная решетка ГЕМ-рупоров // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/2/text.pdf>

Список публикаций автора в трудах конференций

- A7. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно–периодическая двух–поляризационная сверхдиапазонная антенная решетка // VI Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М. ИПЭ им. Котельникова РАН. 2018. С. 194 – 198.
- A8. Kaloshin V.A., Le N.T. Over wave region antenna arrays: Radiation and scattering characteristics // Proc. of Int. Conf. «2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)», Divnomorskoe, Krasnodar Region, Russia. 24-28 June 2019 г. pp. 32-35. Publisher: IEEE. DOI: 10.1109/RSEMW.2019.8792733

Список цитируемой литературы

1. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. – М.: Радио и связь, 2005.
2. В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы // под общей редакцией д.ф-м.н В.И. Кошелева, Новосибирск: Наука, 2015.
3. Mehrdadian A., Forooraghi K. Design and fabrication of a novel ultrawideband combined antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2014. V. 13. pp. 95-98.

4. Калошин В.А., Нгуен К.З. Сверхдиапазонные излучатели и антенные решетки на основе биконических рупоров // Антенны. 2016. №8. С. 69 – 76.
5. 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. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan14/21/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. M. Wajih Elsallal, and John C. Mather. An Ultra-Thin, Decade (10:1) Bandwidth, Modular “BAVA” Array with Low Cross-Polarization // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). 2011. Spokane, WA, USA.
8. Банков С.Е. Теория цилиндрических решеток антенн Вивальди в одноволновом приближении // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. №7. С. 709-719.
9. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование характеристик СШП плоскихдвумерно-периодических решеток *ТЕМ*-рупоров // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>
10. Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. Сверхширокополосная цилиндрическая антенная решетка на основе поликонических излучателей // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf>