

На правах рукописи



**Скобелев Сергей Петрович**

**ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ  
С СЕКТОРНЫМИ ПАРЦИАЛЬНЫМИ  
ДИАГРАММАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ**

05.12.07

«Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

**А в т о р е ф е р а т**  
диссертации на соискание ученой степени  
доктора физико-математических наук

Москва - 2014 г.

Работа выполнена в ОАО "Радиофизика", г. Москва

**Официальные оппоненты:** **Гусевский Владлен Ильич**,  
доктор технических наук, профессор, главный  
научный сотрудник НТЦ «Устройства и  
системы дистанционного зондирования  
Земли» ОАО ОКБ «МЭИ» .

**Кравченко Виктор Филиппович**,  
доктор физико-математических наук,  
профессор, главный научный сотрудник лаб.  
Радиофизических методов в аэрокосмических  
исследованиях природно-техногенной среды  
ФГБУН Института радиотехники и  
электроники им. В.А. Котельникова РАН

**Литвинов Олег Станиславович**, доктор  
физико-математических наук, профессор  
кафедры физики факультета "Фундаменталь-  
ные науки" Федерального государственного  
бюджетного образовательного учреждения  
высшего профессионального образования  
«Московский государственный технический  
университет им. Н. Э. Баумана»

**Ведущая организация:**

Головное системное конструкторское бюро Концерна ПВО «Алмаз-  
Антей» им. академика А.А. Расплетина, г. Москва.

Защита состоится 31 октября 2014 г. в 10-00, на заседании  
диссертационного совета Д 002.231.02 при ФГБУН Института радиотехники  
и электроники имени В. А. Котельникова РАН по адресу 125009, г. Москва,  
ул. Моховая 11, корп.7.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте  
<http://www.cplire.ru/iso/dissertations.html> ФГБУН Института радиотехники и  
электроники им. В.А.Котельникова РАН.

Автореферат разослан « \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2014 г.

Ученый секретарь диссертационного совета  
доктор физико-математических наук

 А.А. Потапов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность исследования.** Фазированные антенные решетки (ФАР) относятся к тому типу антенных устройств, которые способны обеспечивать наиболее широкие функциональные возможности радиосистем, используемых в радиолокации, связи и радиоастрономии. ФАР способны обеспечить высокий энергетический потенциал системы, быстрый обзор пространства, высокую разрешающую способность, одновременное излучение и прием для нескольких направлений, формирование диаграмм направленности (ДН) специальной формы и адаптацию к условиям работы. Указанные возможности обеспечиваются благодаря использованию управляемых элементов, таких, как фазовращатели в пассивных ФАР, и приемо-передающие модули (ППМ) в активных ФАР. Эти элементы являются наиболее сложными и дорогостоящими составляющими ФАР, и именно они делают ФАР самыми сложными и самыми дорогостоящими антеннами по сравнению с антеннами других типов. В связи с этим, перед разработчиками ФАР всегда стоит задача оптимального проектирования, которая в основном сводится к минимизации числа управляемых элементов при обеспечении заданных требований на характеристики ФАР. Актуальность этой задачи еще более возрастает в настоящее время, когда ФАР, традиционно используемые в оборонной области, находят все более широкое применение и в гражданских областях, бюджет которых обычно существенно меньше, чем в оборонных.

Одной из основных характеристик остронаправленных многоэлементных линейных и плоских ФАР является коэффициент усиления (КУ) в заданной области сканирования узкого луча. КУ с учетом заданных требований на уровень бокового излучения определяет площадь раскрыва, на котором размещаются элементы ФАР. Количество элементов далее зависит от подхода к их размещению в раскрыве. При проектировании ФАР с периодической сеткой размещения элементов, максимальные межэлементные расстояния, соответствующие минимальному числу элементов для выбранной площади раскрыва традиционно выбираются из условия отсутствия побочных интерференционных максимумов (дифракционных порядков) множителя решетки в области видимости при сканировании главного луча в заданной области пространства. Такой выбор является вполне оправданным, если требуется отклонение луча на большие углы от нормали к раскрыву, т.е. при широкоугольном сканировании. Однако существует целый ряд важных приложений, где от решетки требуется обеспечение высокого КУ лишь в сравнительно узком секторе углов в одной плоскости или в двух главных плоскостях. ФАР с таким узкоугольным (ограниченным) сканированием требуются и используются в радиолокационных системах (РЛС) аэропортов, аэродромов и морских портов, автомобильных РЛС для предотвращения столкновений, РЛС корабельных стрельбовых комплексов и артиллерийских батарей, в системах дистанционного зондирования земной поверхности и в системах связи со

спутниками, находящимися на геостационарной и геосинхронной орбитах, откуда угловой диаметр Земли составляет всего  $18^\circ$ . Кроме того, быстрое электронное сканирование в узком секторе может сочетаться с механическим поворотом всей решетки, как это было реализовано в известных отечественных РЛС "Аргунь" и "Руза".

Применение традиционного подхода к выбору межэлементных расстояний при проектировании ФАР для сканирования в сравнительно узком секторе привело бы к сильной избыточности дорогостоящих управляемых элементов по сравнению с их теоретическим минимумом. Последний определяется максимальными межэлементными расстояниями, обеспечивающими отсутствие побочных максимумов не во всей области видимости, как это имеет место при традиционном подходе, а лишь в *заданной* области сканирования. Например, число элементов для обеспечения сканирования в конической области с полным углом при вершине  $20^\circ$  при указанном подходе было бы в более чем в 11 раз меньше, чем при традиционном подходе. Кроме того, увеличение межэлементных расстояний по сравнению с традиционным подходом дает дополнительные преимущества при проектировании и других составляющих ФАР, таких как разводка питания, система управления и система кондиционирования.

Выбор максимальных межэлементных расстояний, соответствующих теоретическому минимуму управляемых элементов в ФАР со сравнительно узким сектором сканирования, приводит к присутствию побочных максимумов множителя решетки в области видимости. Высокий уровень побочных максимумов является нежелательным, так как приводит к снижению КУ решетки из-за отбора части излучаемой мощности из главного луча и к неоднозначности пеленгации целей. Простейший способ их подавления состоит в применении крупноапертурных излучающих элементов. Однако этот подход обеспечивает эффективное подавление максимумов только при нормальном положении главного луча. Отклонение последнего приводит к быстрому росту уровня максимумов и соответственно быстрому снижению КУ решетки в соответствии с формой диаграммы направленности (ДН) крупноапертурного элемента в решетке. Другой способ состоит в использовании нерегулярного размещения крупноапертурных элементов в раскрыве. Такое размещение позволяет эффективно рассеивать побочные максимумы и при отклонении луча, однако быстрое снижение КУ продолжает иметь место, так как мощность, которая излучалась в направления максимумов, все равно теряется, рассеиваясь в фон. Кроме того, нерегулярное размещение излучателей приводит к усложнению конструкции как излучающей части, так и системы питания излучателей.

Теоретический минимум числа управляемых элементов ФАР достигается не только лишь при максимальных межэлементных расстояниях, соответствующих ширине заданной области сканирования, но и при условии полного использования поверхности раскрыва, при котором КУ решетки пропорционален площади раскрыва, умноженной на  $\cos\theta$ , где  $\theta$  – угол отклонения луча от нормали. Если КУ снижается быстрее, чем по указанному

закону косинуса, как это имеет место при использовании крупноапертурных излучателей, то удовлетворение требований на уровень КУ в области сканирования приводит к необходимости наращивания площади раскрыва и, тем самым, – к увеличению числа управляемых элементов по сравнению с теоретическим минимумом.

Так как поведение побочных максимумов множителя решетки и главного луча решетки при сканировании определяется формой ДН элемента в решетке, идеальная амплитудная ДН элемента, соответствующая минимальному числу управляемых элементов, должна быть пропорциональна  $\cos^{1/2} \theta$  в заданной области сканирования и равна нулю вне заданной области, обеспечивая, тем самым, полное подавление побочных максимумов. Такие ДН называются секторными или контурными. Таким образом, актуальность задачи оптимального проектирования ФАР связано с решением задачи формирования соответствующих секторных ДН элемента в ФАР в одной или обеих главных плоскостях.

Актуальность формирования секторных ДН элемента решетки связана не только с минимизацией числа управляемых элементов в ФАР для сканирования в сравнительно узкой области. Межэлементные расстояния в ФАР миллиметрового диапазона, предназначенных для широкоугольного сканирования, должны быть достаточно малы, но плотность расположения излучателей в раскрыве ограничивается поперечными размерами существующих фазовращателей, которые могут превышать длину волны. Подобные межэлементные расстояния могут иметь место и в некоторых типах проходных ФАР сантиметрового диапазона из-за необходимости расположения ячеек управления рядом с фазовращателями. Формирование секторных ДН элемента в этих случаях позволяет получить максимальный КУ в максимально широкой области сканирования, соответствующей заданным межэлементным расстояниям.

Актуальность формирования секторных ДН элемента решетки связана еще и с тем, что решетки с такими ДН могут использоваться в качестве облучателей в зеркальных и линзовых антеннах. Секторные ДН в этих случаях обеспечивают высокую эффективность облучаемого зеркала или линзы при минимальных потерях на перелив мощности за края антенны.

Наконец, некоторые подходы к формированию секторных ДН элементов в ФАР могут быть применены и при проектировании несканирующих антенн с секторными и контурными ДН вообще, которые находят важные применения в системах связи с контурными зонами обслуживания и в системах передачи энергии посредством СВЧ-луча.

Спецификой секторных и контурных ДН элемента является то, что они не могут быть сформированы распределением поля только по одному периоду (ячейке) решетки. Строго говоря, соответствующее распределение должно занимать весь раскрыв решетки и, тем самым, – охватывать все ячейки последней. Таким образом, секторная ДН элемента, соответствующая возбуждению одного управляемого входа решетки, представляет собой ДН всей решетки при указанном парциальном возбуждении. Поэтому ДН

элемента в решетке также называется парциальной ДН (ПДН) решетки. Так как распределения, соответствующие возбуждению отдельных управляемых входов решетки перекрываются, то решетку можно считать построенной из перекрывающихся подрешеток, каждая из которых формирует секторную или контурную ДН. Обзор предыдущих работ по исследованию некоторых подходов к созданию ФАР с перекрывающимися подрешетками, формирующими секторный ДН, имеется в справочнике R. J. Mailloux "Phased Array Antenna Handbook", Norwood: Artech House, 1994. Эти работы в основном ограничиваются созданием разветвленных схем питания излучающих элементов на одномодовых линиях передачи. Однако возможности формирования секторных ПДН далеко не исчерпаны как в рамках указанного схемного подхода, так и при исследовании других подходов, включая использование связанных двухмодовых линий передачи, квазиоптических методов, ребристых структур в раскрыве, обеспечивающих необходимую связь между элементами, и сильно взаимодействующих антенных элементов продольного типа. Исследование указанных возможностей может быть эффективно осуществлено с использованием адекватных математических моделей. Таким образом создание таких моделей, позволяющих проводить численный анализ и оптимизацию излучающих структур, способных в принципе формировать секторные и контурные парциальные ДН, также является актуальной задачей.

**Объект исследования** – электромагнитные поля, возбуждаемые и рассеиваемые в периодических излучающих структурах ФАР с элементами, связанными для образования перекрывающихся подрешеток.

**Предмет исследования** – Математические и физические модели периодических излучающих структур с перекрывающимися подрешетками для формирования секторных и контурных диаграмм направленности.

**Цель исследования** – дальнейшее развитие теории ФАР, включая формулировку фундаментальных ограничений в них, разработку методов формирования перекрывающихся подрешеток с секторными и контурными ДН в излучающих структурах ФАР и разработку математических моделей для эффективного численного анализа и оптимизации структур с указанными подрешетками.

**Задачи исследования:**

1. Выявление свойств идеальных характеристик ФАР, таких как идеальная ДН элемента в решетке, эффективность идеального элемента в решетке, КУ на контуре идеальной ДН.
2. Выявление новых возможностей по формированию подрешеток с секторными ДН в рамках схемного метода (проходного многополюсника).
3. Выяснение возможностей использования связанных двухмодовых линий передачи для формирования секторных ДН элемента решетки.
4. Выяснение возможностей применения ребристых структур в раскрыве решетки для формирования перекрывающихся подрешеток с секторными ДН.

5. Выяснение возможностей элементов продольного излучения типа диэлектрических стержней, ребристых стержней и вибраторных директорных антенн по формированию секторных и контурных ДН элемента ФАР.

**Методы исследования** – аппарат теории антенн и математической физики, включая методы интегральных уравнений, проекционные методы, метод конечных элементов, метод факторизации, методы численного решения систем линейных алгебраических уравнений, численные методы поиска экстремумов целевых функций, а также экспериментальные методы антенных измерений.

**Научная новизна** диссертационной работы состоит в следующем:

1. Предложено определение идеальной контурной и секторной ДН элемента решетки, включая формулировку требований к области, занимаемой диаграммой в пространстве направляющих косинусов. Показано, что если указанная область полностью лежит в области видимости, то ДН различных элементов являются ортогональными.

2. В рамках схемного метода предложена и исследована новая многокаскадная "шахматная" схема формирования перекрывающихся подрешеток с секторными ДН, имеющая определенные преимущества перед известными схемами. Предложены и исследованы ее квазиоптические аналоги, позволяющие формировать узкие секторные парциальные ДН в решетках крупноапертурных зеркальных или линзовых излучающих элементов.

3. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента с использованием решеток двухмодовых волноводов с простыми щелевыми связями, позволяющими упростить конструкцию по сравнению с известным аналогом. Разработаны математические модели таких решеток, с использованием которых получены новые результаты по формированию секторных ДН. Получены также новые экспериментальные результаты с использованием макета, спроектированного согласно теоретической модели.

4. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента на основе использования пассивных реактивно нагруженных излучателей в виде ребристых структур в раскрыве решетки, разработаны математические модели таких решеток и получены новые расчетные и экспериментальные результаты по формированию секторных ДН.

5. Разработаны новые эффективные гибридные проекционные методы численного анализа решеток волноводов с выступающими диэлектрическими элементами, использующие меньшее число наборов неизвестных коэффициентов разложения полей по сравнению с ранее разработанными версиями, и получены новые результаты по формированию секторных и контурных ДН элемента в решетках указанного типа.

6. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента, основанный на использовании ребристых стержневых элементов. Разработаны математические модели для анализа и оптимизации решеток с

такими элементами и получены новые расчетные и экспериментальные результаты, подтверждающие эффективность предложенного подхода.

7. Разработана математическая модель вибраторных решеток с директорными элементами для формирования секторных ДН элемента в одной плоскости. Предложено обобщение одного известного метода эффективного вычисления функции Грина прямоугольного волновода для расчета функции Грина периодических структур, использованной при численном решении задачи. Получены новые расчетные результаты, характеризующие возможности директорных элементов по формированию секторных ДН в одной плоскости.

**Практическая значимость** полученных результатов состоит в следующем:

1. Новые результаты по формированию секторных и контурных ДН элемента в решетке, полученные как в рамках известных подходов, так и в рамках новых подходов позволяют проектировать ФАР с различными типами излучающих элементов при близком к минимальному числу дорогостоящих управляемых элементов для заданного КУ в заданной области сканирования.

2. Разработанные алгоритмы и соответствующие компьютерные программы позволяют эффективно проводить численное моделирование излучающих структур ФАР связанных двухмодовых волноводов, ребристых структур, выступающих диэлектрических элементов, ребристых стержней и их двумерных аналогов, а также директорных антенных элементов, и тем самым обеспечивать их эффективное проектирование.

Результаты диссертационной работы были получены и использованы при выполнении госбюджетных НИР "Багор" (ФАР с ребристыми структурами), "Лама" (волноводные ФАР с выступающими диэлектрическими элементами) и "Моренос" (ФАР с ребристо-стержневыми элементами), проводимых в ОАО "Радиофизика", а также коммерческих НИР и ОКР, проводимых ЗАО "Апекс" (дочернее предприятие ОАО "Радиофизика") при проектировании ФАР с диэлектрическими и ребристо-стержневыми элементами. По результатам диссертационной работы получены 7 авторских свидетельств на изобретение.

**Обоснованность и достоверность** результатов обеспечиваются строгой постановкой граничных задач, согласованностью с известными положениями макроскопической электродинамики и теории антенн, сходимостью численных результатов, сравнением численных результатов, полученных разработанными методами, с результатами, имеющимися в литературе для некоторых частных случаев, и сравнением результатов расчетов с данными измерений характеристик соответствующих макетных образцов.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Определение идеальной контурной и секторной ДН элемента в решетке, как ДН, имеющую максимально высокий уровень в максимально широкой области сканирования при заданных периодах решетки, и ее



свойства, касающиеся формы контура и уровня на контуре, а также свойства ортогональности.

2. Многокаскадная "шахматная" схема возбуждения перекрывающихся подрешеток, формирующих секторные ДН, волноводный макет ее однокаскадного варианта, квазиоптические аналоги однокаскадной "шахматной" схемы, расчетные и измеренные характеристики ФАР с указанной схемой.

3. Метод формирования секторных ДН элемента в решетке на основе двухмодовых волноводов с щелевыми связями, математические модели, полученные геометрические параметры, волноводный макет решетки, а также расчетные и измеренные характеристики решеток такого типа.

4. Метод формирования секторных ДН элемента в решетке путем использования реактивно нагруженных излучателей в виде ребристых структур, математические модели и макет решеток такого типа, а также рассчитанные геометрические и радиотехнические параметры, характеризующие возможности метода, и измеренные ДН макета.

5. Гибридные проекционные методы численного анализа решеток волноводов с выступающими диэлектрическими элементами, математические модели решеток указанного типа и численные результаты, характеризующие применение выступающих диэлектрических элементов для формирования секторных и контурных парциальных ДН.

6. Метод формирования секторных ДН элемента в решетке на основе элементов в виде ребристых стержней и их аналогов, двумерные и трехмерные математические модели для анализа и оптимизации таких решеток, макет, а также численные и экспериментальные результаты, характеризующие эффективность применения указанных элементов.

7. Метод формирования секторных ДН элемента в решетке на основе использования элементов в виде директорных антенн, математическая модель решеток указанного типа, обобщение известного метода эффективного вычисления функции Грина прямоугольного волновода на функцию Грина периодических структур, использованную в модели, а также численные результаты, характеризующие возможности формирования секторных ДН элемента в решетках указанного типа.

**Апробация результатов исследования.** Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на 10 отечественных конференциях и симпозиумах (работы соискателя [49–61]) и 22 международных конференциях и симпозиумах (работы соискателя [62–86]).

**Публикации.** Результаты диссертационной работы отражены в 88 публикациях, включая 27 статей в отечественных журналах, входящих в перечень ВАК, 2 статьи в других отечественных журналах, 7 авторских свидетельств на изобретение, 12 статей в международных журналах, 13 статей и тезисов в трудах отечественных конференций и симпозиумов, 25 статей в трудах международных конференций и симпозиумов и 2 монографии (одна из которых опубликована на русском языке, а вторая – ее

англоязычная версия, выпущенная издательством "Артек Хаус" (Artech House), г. Норвуд, США).

**Личный вклад автора.** Соискатель лично опубликовал 39 работ, включая 22 журнальные статьи, 1 авторское свидетельство на изобретение, 14 статей в трудах конференций и симпозиумов и 2 монографии. В остальных работах, опубликованных с соавторами, вклад соискателя в постановку и решение задач, разработку компьютерных программ, проведение расчетов, анализ полученных результатов и написание текста статей в части, относящейся к теме диссертации, является основным.

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа состоит из предисловия, введения, 6 глав, содержащих 8 приложений, заключения и списка литературы. Работа содержит 349 страниц, 120 рисунков и 3 таблицы. Список литературы включает 298 наименований.

## СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИИ

**В предисловии** с благодарностью упоминаются коллеги автора по работе в ОАО "Радиофизика" и другие специалисты как в России, так и за рубежом, с которыми автор взаимодействовал при выполнении диссертационной работы и представлении ее результатов.

**Во введении** приведен обзор опубликованных книг по ФАР вообще и статей по вопросам, связанным с темой диссертации, обоснована актуальность работы и дано краткое содержание каждой главы диссертации с указанием новых полученных результатов.

**Первая глава диссертации** содержит основные фундаментальные соотношения и ограничения для ФАР, полученные с использованием общей теории антенн, примененной к периодическим структурам, используемым в качестве теоретических моделей больших линейных и плоских многоэлементных ФАР.

Основное внимание уделяется векторной комплексной ДН элемента в решетке  $\mathbf{F}(\theta, \varphi)$ . Раскрыв решетки предполагается расположенным в плоскости, параллельной плоскости  $z=0$  прямоугольной декартовой системы координат  $0xyz$ , а углы  $\theta$  и  $\varphi$  отмеряются от осей  $z$  и  $x$  соответственно. В разделе 1.2.2 показано, что если электромагнитное поле излучения решетки, соответствующее подаче мощности  $P^{in}$  на один вход решетки записать в форме  $\mathbf{E}(r, \theta, \varphi) = \mathbf{F}(\theta, \varphi) e^{ikr}/r$  и  $\mathbf{H}(r, \theta, \varphi) = [\mathbf{e}_r \times \mathbf{E}(r, \theta, \varphi)]/\eta_0$ , где  $r$  – расстояние от начала координат до точки наблюдения в дальней зоне,  $k=2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны,  $\mathbf{e}_r$  – единичный вектор, направленный в точку наблюдения, и  $\eta_0$  – волновое сопротивление для свободного пространства, то КУ элемента в решетке определяется как  $g(\theta, \varphi) = 2\pi |\mathbf{F}(\theta, \varphi)|^2 / (P^{in} \eta_0)$ .

В идеальном случае требуется, чтобы вся мощность, подаваемая на входы решетки, излучалась в направлении главного луча, сканирующего в заданной области. Этому случаю соответствуют идеальные характеристики элемента решетки: идеальная ДН, идеальный КУ и идеальная эффективность (к.п.д.). При квазипериодическом возбуждении периодической структуры,

моделирующей ФАР, указанному идеальному случаю соответствует концентрация всей подводимой мощности в пространственных гармониках нулевого порядка, распространяющихся в направлении главного луча. Интегрирование плотности потока мощности через плоскую поверхность, параллельную раскрыву, приходящую на одну ячейку структуры, и приравнивание результата к мощности, подводимой к одному входу, дает соотношение  $(1/2)(|T_{100}|^2+|T_{200}|^2)\eta_0 k^2 \cos\theta = P^{in}$ , где  $T_{100}$  и  $T_{200}$  – амплитуды ТЕ и ТМ гармоник нулевого порядка. Это соотношение, а также выведенные соотношения  $F_\theta = -(ik^2 \eta_0 / (2\pi))(d_x d_y)^{1/2} T_{200} \cos\theta$  и  $F_\varphi = (ik^2 \eta_0 / (2\pi))(d_x d_y)^{1/2} T_{100} \cos\theta$ , где  $d_x$  – расстояние между соседними элементами в строке и  $d_y$  – расстояние между соседними строками, позволяет получить ДН элемента по мощности в форме  $P_{id}(\theta, \varphi) = |\mathbf{F}_{id}(\theta, \varphi)|^2 / (2\eta_0) = P^{in} (d_x d_y / \lambda^2) \cos\theta$ . Идеальная векторная амплитудная ДН элемента определяется из ДН по мощности формулой

$$\mathbf{F}_{id}(\theta, \varphi) = \sqrt{2P^{in} \eta_0 \frac{d_x d_y \cos\theta}{\lambda^2}} \mathbf{p}(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где  $\mathbf{p}(\theta, \varphi)$  – единичный вектор, характеризующий поляризацию. Подстановка (1) в приведенную выше формулу для КУ элемента дает известное выражение  $g_{id}(\theta, \varphi) = 4\pi (d_x d_y / \lambda^2) \cos\theta$  для идеального КУ элемента решетки.

При достаточно малых межэлементных расстояниях, например,  $d_x = d_y < \lambda/2$  в квадратной сетке или  $d_x < \lambda/\sqrt{3}$  в гексагональной сетке, выражение (1) справедливо для всей области видимости. Напротив, если межэлементные расстояния достаточно велики, например,  $d_x = d_y > \lambda/\sqrt{2}$  для квадратной сетки или  $d_x > 2\lambda/3$  для гексагональной сетки, то, кроме главного максимума, в области видимости могут присутствовать побочные максимумы. Однолучевое сканирование, которое всегда желательно осуществлять в максимально широкой области, соответствующей заданным межэлементным расстояниям, в этом случае может быть обеспечено, если побочные максимумы подавляются ДН элемента решетки, которая должна быть равна нулю в области перемещения побочных максимумов. Таким образом, наряду с максимальным уровнем (1), определение идеальной ДН элемента включает понятие максимальной области сканирования  $\Omega$ . Площадь области  $\Omega$  в пространстве направляющих косинусов  $u = \sin\theta \cos\varphi$  и  $v = \sin\theta \sin\varphi$  при условии, что  $\Omega$  полностью находится внутри единичного круга, равна  $S_\Omega = \lambda^2 / (d_x d_y)$ , так как именно эта площадь приходится на каждый интерференционный максимум.

Форма контура, ограничивающего область сканирования  $\Omega$  может быть произвольной и область может быть даже многосвязной при выполнении следующего условия: мысленное перемещение этой области по узлам сетки интерференционных максимумов должно быть обеспечено без зазоров и перекрытий. Простейшая форма области  $\Omega$  – прямоугольник размером  $(\lambda/d_x) \times (\lambda/d_y)$ . Примеры более сложных форм контура области  $\Omega$  для решеток с прямоугольной и гексагональной сетками приведены на рис. 1 и 2.

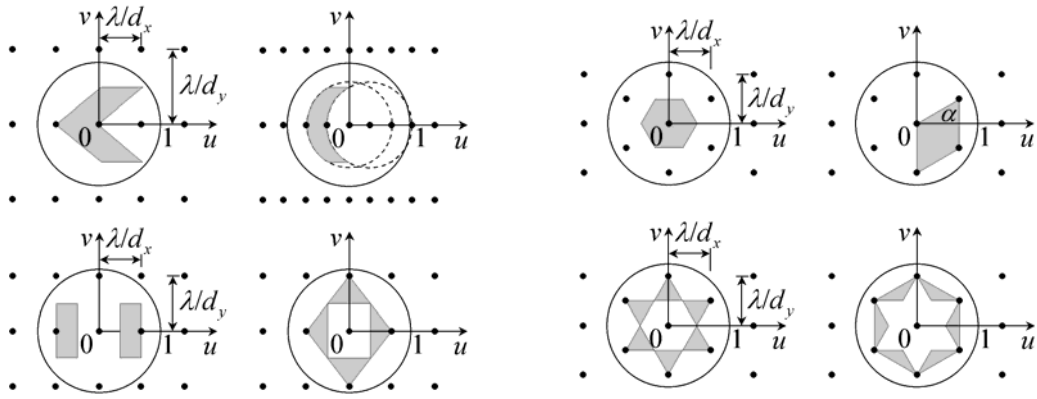


Рис. 1

Рис. 2

Одним из свойств контура идеальной ДН элемента является то, что если главный луч попадает на контур, то в другом месте контура должен появиться по крайней мере один побочный максимум. В этих случаях КУ элемента должен быть скорректирован путем умножения на коэффициент  $\xi = \alpha / (2\pi)$ , выведенный в приложении 1.1, где  $\alpha$  – угол, под которым область сканирования  $\Omega$  (или ее часть) видна из точки расположения главного луча.

Как показано в разделе 1.3.4, эффективность элемента в решетке, определяемая отношением излученной мощности к подводимой мощности, в идеальном случае определяется формулой  $\eta_e = S_\Omega / [\lambda^2 / (d_x d_y)]$ , которая показывает, что в случае идеальной контурной ДН, полностью лежащей в области видимости,  $\eta_e = 1$  или 100%. Если межэлементные расстояния достаточно малы, так, что областью однолучевого сканирования является вся область видимости, то  $S_\Omega = \pi$  и мы получаем известное выражение  $\eta_e = \pi d_x d_y / \lambda^2$ . В работе показано, что в промежуточных случаях идеальная эффективность элемента зависит от формы идеальной области сканирования, что не было отмечено в предыдущих работах других авторов.

В разделе 1.3.5 показано, что идеальная контурная ДН управляемого элемента, соответствующая его 100%-й эффективности, может быть в принципе сформирована бесконечной подрешеткой плотно расположенных идеальных излучателей, хотя каждый такой излучатель, возбуждаемый в подрешетке отдельно имеет низкую эффективность, соответствующую наличию обратных взаимных связей.

В разделе 1.3.6 рассмотрены свойства ортогональности идеальных контурных ДН, соответствующих различным элементам решетки. Пусть  $\mathbf{F}_{id}^{mn}(\theta, \varphi) = \mathbf{F}_{id}(\theta, \varphi) \exp[-ik(x_{mn}u + y_n v)]$  – идеальная ДН  $mn$ -го элемента с учетом его положения в решетке. Рассмотрим скалярное произведение ДН  $mn$ -го и  $m'n'$ -го элементов в форме

$$\langle \mathbf{F}_{id}^{mn}, \mathbf{F}_{id}^{m'n'} \rangle = \frac{1}{2\eta_0} \int_{\Omega} \mathbf{F}_{id}^{mn} \cdot \mathbf{F}_{id}^{m'n'} \sin\theta d\theta d\varphi = P^{in} \frac{d_x d_y}{\lambda^2} \int_{\Omega} e^{ik[(x_{m'n'} - x_{mn})u + (y_{n'} - y_n)v]} dudv \quad (2)$$

При  $m'=m$  и  $n'=n$  интеграл в (2) просто равен  $S_\Omega = \lambda^2 / (d_x d_y)$ . Если входы (элементы) разные, то интеграл равен нулю, что следует из периодичности подынтегральной функции. Таким образом  $\langle \mathbf{F}_{id}^{mn}, \mathbf{F}_{id}^{m'n'} \rangle = P^{in} \delta_{m'm} \delta_{n'n}$ , что

соответствует ортогональности идеальных контурных ДН элементов. Аналогично доказана ортогональность амплитудных распределений поля в раскрыве, соответствующих идеальным контурным ДН. Связь между ДН и распределениями в раскрыве, установленная в работе, позволила построить методику определения размеров и формы плоского раскрыва, обеспечивающих формирование ортогональных лучей по заданной регулярной декартовой сетке их расположения.

В разделе 1.6 рассмотрены двумерные случаи, когда геометрия структуры и поля не зависят от одной из координат, в частности от  $y$ . Показано, что если составляющая электрического поля в дальней зоне представлена в виде  $E_y(\rho, \theta) = (k/\rho)^{1/2} e^{i(k\rho - \pi/4)} F_1(\theta)$  для Е-поляризации и  $E_\theta(\rho, \theta) = (k/\rho)^{1/2} e^{i(k\rho - \pi/4)} F_2(\theta)$  для Н-поляризации, где  $\rho = (x^2 + z^2)^{1/2}$ , соответствующая возбуждению одного входа решетки сигналом мощности  $P_{in}$ , приходящейся на единицу длины вдоль  $y$ , то идеальная ДН элемента определяется формулой  $F_{id}(\theta) = (\eta_0 P_{in} b \cos \theta / \pi)^{1/2}$ , где  $b$  – период решетки вдоль оси  $x$ , справедливой для обеих поляризации. Если  $b > \lambda/2$ , идеальная ДН элемента является секторной ДН шириной  $\lambda/b$  по координате  $\sin \theta$ . Идеальная ДН может также иметь несколько секторов суммарной ширины  $\lambda/b$ .

Результаты, приведенные в первой главе, опубликованы в статьях соискателя [20, 21, 25–27, 46, 47, 60, 79, 84, 85].

**Вторая глава диссертации** посвящена развитию схемного метода формирования перекрывающихся подрешеток с секторными ДН. Метод состоит в том, что между фазовращателями и излучателями ФАР располагается пассивный проходной многополюсник, через который каждый управляемый вход решетки подключается к излучателям, соответствующим не только выбранному входу, но и как минимум, – соседним входам.

Основные результаты этой главы получены при исследовании предложенной в работе новой так называемой "шахматной" схемы, показанной на рис. 3. Решетка с указанной схемой представляет собой модульную структуру с периодом  $a$ , каждый модуль которой содержит два излучателя, тип которых может быть произвольным. Излучатели возбуждаются через симметричные двухканальные делители мощности и в общем случае  $N \geq 1$  каскадов направленных ответвителей. Длины передающих линий, находящихся на одном уровне, считаются одинаковыми. При возбуждении каждого входа в решетке формируются перекрывающиеся амплитудные распределения (подрешетки), охватывающие  $2N+1$  модуль.

Анализ, проведенный в разделе 2.2.1, показал, что множитель подрешетки определяется формулой  $M(\mathbf{q}, U) = A_l(U) e^{iU/4} + A_r(U) e^{-iU/4}$ , где  $\mathbf{q} = (q_1, q_2, \dots, q_{2N})$  – вектор амплитудных коэффициентов связи между перекрестными входами ответвителей, а  $A_l(U)$  и  $A_r(U)$  – комплексные амплитуды сигналов в левом и правом излучателях решетки при квазипериодическом возбуждении последней с фазовым набегом  $U = ka \sin \theta$ , определяемые с использованием соответствующих матриц рассеяния делителей и ответвителей.

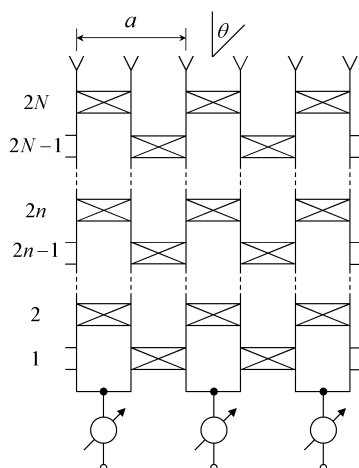


Рис. 3

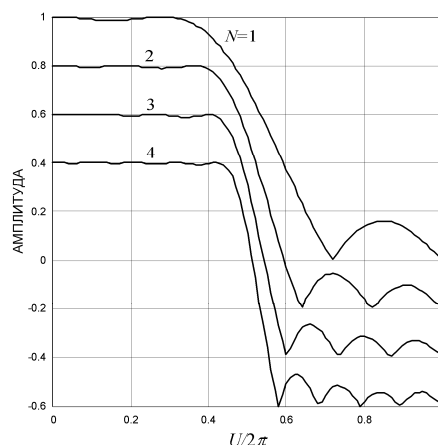


Рис. 4

Используя соотношения  $|A_l(U)|^2 + |A_r(U)|^2 = (A^i)^2$ ,  $A_l(2\pi - U) = A_l(-U) = A_r(U)$  и  $A_r(2\pi - U) = A_r(-U) = A_l(U)$ , следующие из закона сохранения энергии, а также из периодичности и симметрии решетки, где  $A^i$  – амплитуда сигнала на входе модуля, получим соотношение  $|M(\mathbf{q}, U)|^2 + |M(\mathbf{q}, 2\pi - U)|^2 = 2(A^i)^2$ , позволяющее ставить задачу синтеза как задачу поиска таких значений параметров  $q_n$ , при которых целевая функция

$$P(\mathbf{q}) = (1/\pi) \int_0^\pi |M(\mathbf{q}, U)|^2 dU \quad (3)$$

принимает максимальное значение. Решение поставленной задачи автоматически обеспечивает минимизацию мощности, излучаемой в область  $\pi < |U| < 2\pi$ . Результаты решения задачи для  $N=1, 2, 3$  и  $4$ , полученные при  $A^i = 1/\sqrt{2}$  с использованием известного метода деформированного многогранника, приведены в таблице ниже, а соответствующие графики модуля множителя подрешетки показаны на рис. 4, где кривые последовательно смещены вниз на  $0.2$  для удобства различимости.

$N$	$P$	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$
1	0.921	0.438	0.740						
2	0.950	0.455	0.971	0.714	0.631				
3	0.963	0.440	0.989	0.789	0.952	0.767	0.569		
4	0.971	0.428	0.994	0.802	0.982	0.872	0.942	0.783	0.531

При указанных значениях  $q_n$  уровень боковых лепестков не превышает  $-15.4$  дБ,  $-17.1$  дБ,  $-18.8$  дБ и  $-19.8$  дБ соответственно. Как отмечалось в нашей статье [4], указанный уровень при иной постановке задачи синтеза можно понизить за счет небольшого ухудшения формы секторного луча. Такая возможность была недавно реализована в статье D. Petrolati, et al., "Skobelev network optimisation by sequential quadratic programming," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 8, 15<sup>th</sup> April 2010, pp. 553–554.

Сравнивая предложенную схему с другими известными схемами, можно заметить следующее. Ее однокаскадный вариант похож на схему Р. Мейлу и П. Франки (US Pat. No. 3938160, Int. Cl. H 01 Q 3/26, 1976), однако шахматная схема имеет больше возможностей, так как может

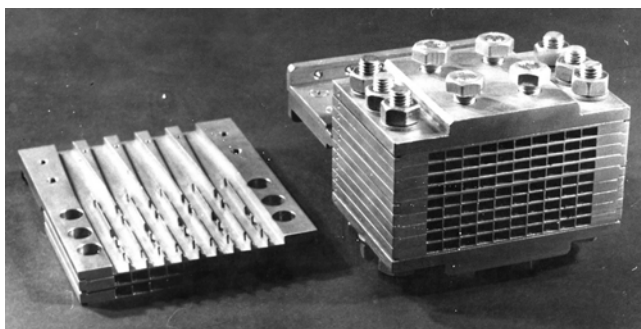


Рис. 5

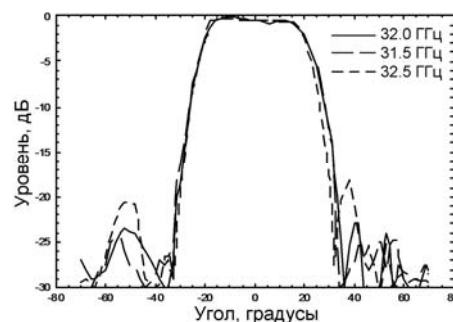


Рис. 6

использовать любой тип излучателей, а не только двухмодовые рупора, а также позволяет улучшать качество секторной ДН за счет использования большего числа каскадов. Так как в шахматной схеме реализуется параллельное возбуждение излучателей, она является более широкополосной, чем последовательная схема Р. Фразиты, А. Лоупеза и Р. Джанини (US Pat. No. 4041501, Int. Cl. H 01 Q 3/26, 1977). При прочих равных условиях шахматная схема проще, чем схемы Г. Вилера (А. С. № 1052154, М. Кл. H 01 Q 3/26, 1983), А. Лоупеза (А. С. № 1077586, М. Кл. H 01 Q 3/26, 1981) и Э. Дюфорта (US Pat. No. 4228436, Int. Cl. H 01 Q 3/26, 1980).

Однокаскадный вариант шахматной схемы был реализован в макете решетки одномодовых прямоугольных волноводов (рис. 5), предназначенном для сканирования в секторе  $\pm 17^\circ$  в  $H$ -плоскости в  $K_a$ -диапазоне. Направленные ответвители реализованы с использованием двух щелей, размеры которых и расстояние между ними подобраны так, что обеспечивают требуемые значения коэффициентов связи при одновременном согласовании ответвителя. Щели также используются для согласования делителей мощности и раскрыва решетки. Вся структура моделировалась с использованием метода проекционного сшивания в сочетании с методом обобщенных многомодовых матриц рассеяния. Результаты измерений ДН элемента на частоте 32 ГГц показаны на рис. 6. Синус ее полуширины на уровнях  $-1.5$  дБ и  $-10$  дБ равен 0.326 и 0.46 соответственно, что составляет 0.904 и 1.3 от полуширины идеальной ДН. Соответствующие данные, следующие из рис. 4, равны 0.9 и 1.26, т.е. хорошо согласуются с экспериментом. Эксперимент также показал (Рис. 6), что секторная форма ДН хорошо сохраняется на частотах 31.5 и 32.5 ГГц, т.е. в полосе 3.1%.

В разделе 2.5 предложены и рассмотрены квазиоптические аналоги однокаскадной шахматной схемы, представляющиеся предпочтительными в случаях, когда требуется формировать очень узкие (менее градуса) секторные ДН. Эти схемы основаны на том факте, что полупрозрачные экраны работают как направленные ответвители, как показано на рис. 7. Одна из возможных схем на основе таких экранов приведена на рис. 8. Пример ДН подрешетки с диэлектрическими экранами, параметры которых обеспечивают нужные коэффициенты связи, приведен на рис. 9, где также показана ДН, соответствующая металлическим экранам, когда нет связи между соседними элементами, а также ДН, соответствующая отсутствию

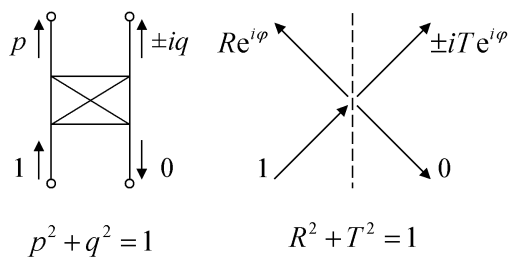


Рис. 7

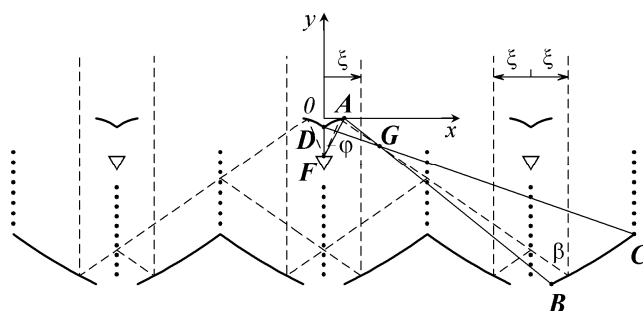


Рис. 8

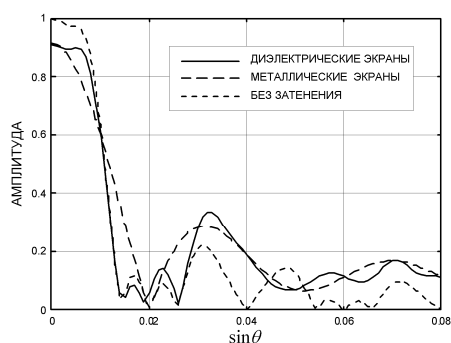


Рис. 9

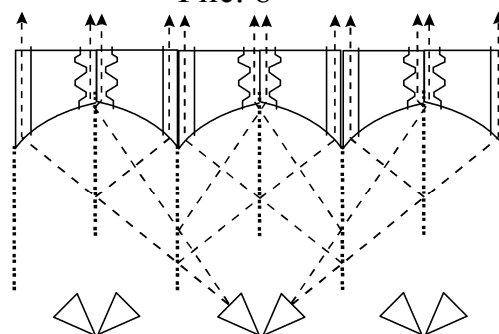


Рис. 10

затенения контррефлектором. Такой случай может быть реализован в оптической схеме с проходными линзовыми элементами (рис. 10).

Основные результаты второй главы опубликованы в работах соискателя [4, 11–13, 15, 28–30, 35, 39, 53, 62, 69–72, 78].

**В третьей главе** исследуются двумерные модели решетки связанных двухмодовых волноводов, в которых требуемые перекрывающиеся амплитудные распределения формируются путем возбуждения первых четной и нечетной мод. Ранее такой подход был реализован Р. Мейлу и П. Франки (US Pat. No. 3938160, Int. Cl. H 01 Q 3/26, 1976) с использованием схемы возбуждения, состоящей из делителей и ответвителей. В диссертации вместо указанной схемы предложено использовать простые щели в стенках двухмодовых волноводов, что заметно упрощает конструкцию.

Анализ упрощенной модели в разделе 3.1 позволил обосновать выбор геометрии структуры, показанной на рис. 11 для случая возбуждения ее ТЕМ-волнами из одномодовых волноводов ( $H$ -поляризация) и сканирования в  $E$ -плоскости. Задача, решаемая с использованием метода обобщенных матриц рассеяния, сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для амплитуд волн  $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$  и  $D_n$  ( $n=1, \dots, N$ ), существующих в частичных областях структуры, после решения которой рассчитываются коэффициент отражения  $R$  и ДН элемента структуры  $F$ .

В разделе 3.2.3 аналитически показано, что максимум ДН элемента при двухмодовом возбуждении достигается при соотношении амплитуд  $C_2(\theta)/C_1(\theta) = (2\gamma_1/\gamma_2)^{1/2} F_2(\theta)/F_1(\theta)$ , где  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  – постоянные распространения мод  $TM_1$  (ТЕМ) и  $TM_2$ ,  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ , – амплитудные ДН волновода при его возбуждении указанными модами единичной мощности, и при синфазном сложении комплексных ДН, соответствующих указанным модам.



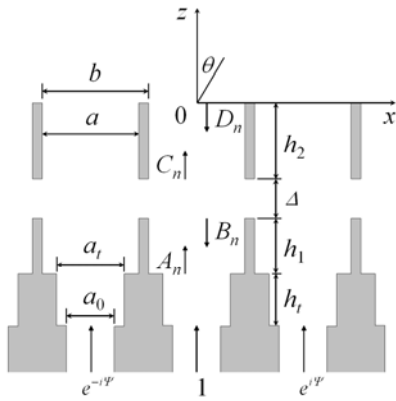


Рис. 11

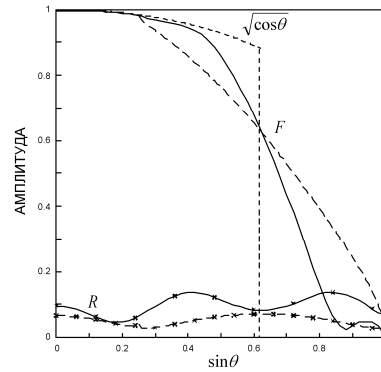


Рис. 12

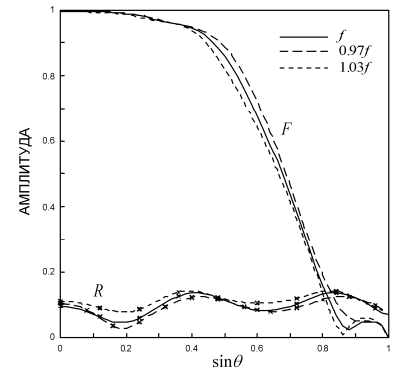


Рис. 13

Задача оптимизации геометрии структуры далее сводится к определению длины и ширины перехода между одномодовыми и двухмодовыми секциями, обеспечивающими его согласование; затем для заданного угла  $\theta \sim \arcsin(\lambda/(4b))$ , подбираются ширина щели и расстояние между щелями и переходами, обеспечивающие оптимальное отношение амплитуд первых двух мод, указанное выше; и, наконец, подбирается расстояние между щелями и раскрывом, обеспечивающее синфазное сложение комплексных ДН, соответствующих различным модам.

На рис. 12 приведен пример характеристик  $R$  и  $F$  структуры с  $b=0.8\lambda$ ,  $a=0.75\lambda$  и  $a_0=0.4\lambda$  и с параметрами  $a_i=0.565\lambda$ ,  $h_i=0.207\lambda$ ,  $h_1=0.527\lambda$ ,  $h_2=0.6\lambda$  и  $\Delta=0.3\lambda$ , полученными в результате оптимизации при  $N=4$ , где также приведены характеристики решетки без щелей и идеальная секторная ДН элемента. На рис. 13 показаны изменения характеристик при изменении частоты на  $\pm 3\%$ . В работе также приведены аналогичные результаты, полученные для решетки с  $b=0.9\lambda$  и  $b=\lambda$ .

В разделе 3.3 исследована решетка двухмодовых волноводов, возбуждаемых волнами  $TE_1$  из одномодовых волноводов ( $E$ -поляризация). Геометрия решетки в плоскости сканирования ( $H$ -плоскость) показана на рис. 14. Ее отличия от  $E$ -плоскостной решетки (рис. 11) заключаются в наличии разветвлений у раскрывов двухмодовых секций, позволяющих избежать потерь КУ из-за косинусоидального распределения поля в раскрыве двухмодового волновода, и в наличии двух щелей связи в стенке вместо одной для обеспечения хорошего согласования области связей.

Задача анализа решетки, также как и в предыдущем случае, сведена к СЛАУ, полученной методом обобщенных матриц рассеяния относительно амплитуд мод, существующих в структуре, с последующим использованием результатов ее решения для расчета характеристик излучения и согласования решетки. Решение задачи оптимизации геометрии структуры включает те же шаги, что и для предыдущего случая, плюс определение длины разветвления  $h_b$ , обеспечивающей минимум отражений основной волны при синфазном возбуждении, а также расстояния между щелями  $h$ , обеспечивающее их полное согласование также при синфазном возбуждении решетки.

В качестве примера ниже представлены результаты полученные для решетки с заданными параметрами  $b=1.295\lambda$ ,  $a=1.25\lambda$  и  $a_0=0.795\lambda$ . Остальные

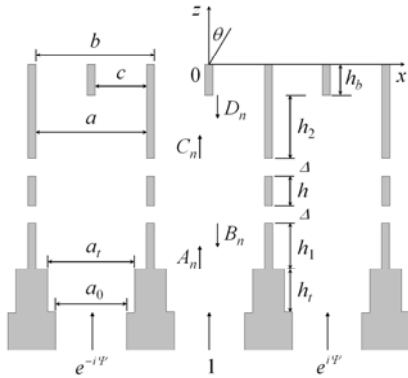


Рис. 14

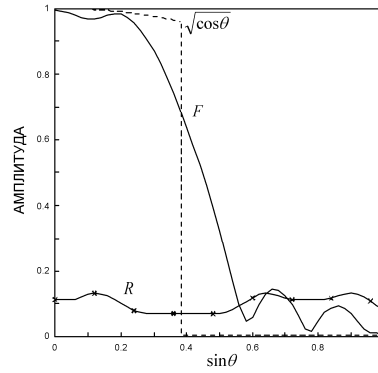


Рис. 15

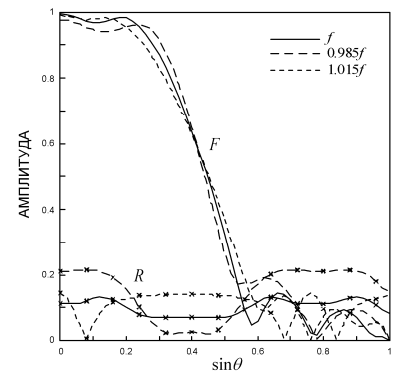


Рис. 16

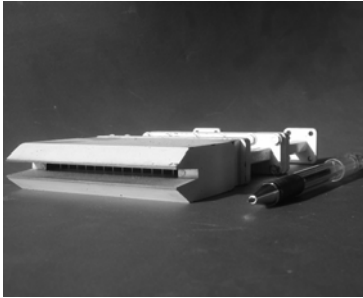


Рис. 17

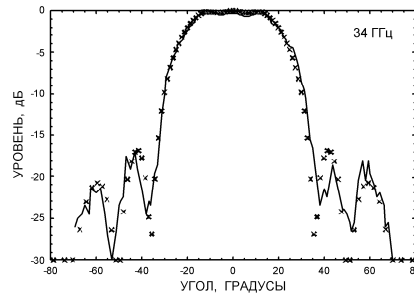


Рис. 18

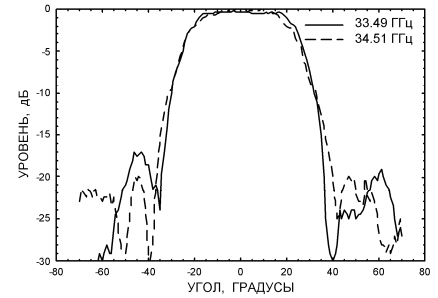


Рис. 19

параметры  $a_t=0.929\lambda$ ,  $h_t=0.232\lambda$ ,  $h_1=0.689\lambda$ ,  $h_2=0.27\lambda$ ,  $\Delta=0.425\lambda$ ,  $h=0.313\lambda$  и  $h_b=0.643\lambda$  были получены в результате оптимизации при  $N=4$ . ДН элемента и коэффициент отражения решетки показаны на рис. 15, где также приведена идеальная ДН элемента для сравнения. Рис. 16 показывает изменения характеристик решетки при изменении частоты на  $\pm 1.5\%$ .

Проверка численных результатов, приведенных выше, и возможности практической реализации предложенных структур для работы в  $K_a$ -диапазоне частот была проведена с использованием экспериментальной линейной решетки прямоугольных волноводов, связанных через щели в общих узких стенках, показанной на рис. 17. Измерения характеристик решетки проводились в полосе  $(34\pm 1)$  ГГц. КСВН центрального элемента в указанной полосе колеблется от 1.09 до 1.27. Результаты измерений ДН решетки при возбуждении ее центрального элемента на частоте 34, 33.49 и 34.51 ГГц и подключении остальных входов к согласованным нагрузкам приведены на рис. 18 и 19. Сравнение измеренной ДН (сплошная кривая на рис. 18) и рассчитанной ДН (крестики на рис. 18), пересчитанной в децибелы с использованием результатов, приведенных на рис. 15, показывает хорошее согласие теории и эксперимента. Результаты измерений ДН центрального элемента на частотах 33.49 ГГц и 34.51 ГГц (рис. 19) подтверждают теоретические выводы о том, что форма секторного луча решетки практически не изменяется в 3%-й полосе частот.

В приложениях 3.1 и 3.2 приведены алгоритмы расчета матриц рассеяния элементов рассмотренных структур, основанные на методе сшивания и использованные в методе обобщенных матриц рассеяния.

Основные результаты, полученные в третьей главе, опубликованы в работах соискателя [2, 3, 7, 8, 10, 13, 35, 38, 39, 65–67, 69].

**Четвертая глава** посвящена исследованию решеток волноводов с реактивными нагрузками в виде короткозамыкателей, образующих модулированные ребристые структуры. В отличие от использования связей между линиями передачи для формирования перекрывающихся подрешеток, рассмотренных во второй и третьей главах, здесь предлагается формировать перекрывающиеся подрешетки за счет естественных взаимных связей между излучателями по свободному пространству. Необходимая интенсивность взаимодействия излучателей обеспечивается их плотным размещением, а секторная ДН элемента формируется в результате подбора положений короткозамыкателей. Рассмотрены две модели решеток: отражательная (рис. 20), в которой ребристая структура возбуждается заданными сторонними токами, расположенными над ней, и решетка, в которой один или два волновода на периоде не содержат короткозамыкателей и возбуждаются ТЕМ-волнами заданной амплитуды (рис. 21).

В работе показано, что ДН элемента в отражательной решетке определяется формулой

$$F(\theta) = \left[ B_0^+(U) + D_0(U) + \frac{1}{M} B_0(u) \sum_{m=0}^{M-1} A'_m(U) \right] \cos\theta, \quad (4)$$

где  $B_0^+$  – амплитуда нулевой пространственной гармоники источников,  $D_0$  – амплитуда нулевой гармоники, отраженной непосредственно от раскрыва,  $B_0$  – амплитуда нулевой гармоники, излученной из решетки в отсутствие короткозамыкателей,  $U = kbs \sin\theta$ ,  $u = U/M$ ,  $M$  – число волноводов на периоде, и  $A'_m(U) = A_m(U) \exp(-imu)$ , где  $A_m$  – амплитуда ТЕМ-волны, приходящей к раскрыву  $m$ -го волновода, определяется решением СЛАУ

$$\sum_{m=0}^{M-1} A'_m(U) [R_{m-n}(u) - \delta_{mn} \exp(-i2kh_m)] = -T_m(U) \exp(-imu), \quad (5)$$

$T_m$  – амплитуды ТЕМ-волн, уходящих от раскрывов в волноводы в отсутствие короткозамыкателей при возбуждении раскрыва волнами от заданных источников, и  $R_m(u)$  определяются из СЛАУ

$$\sum_{m=0}^{M-1} R_m(u) e^{i2\pi pm/M} = R(u + 2\pi p/M), \quad p=0, 1, \dots, M-1, \quad (6)$$

через коэффициент отражения  $R(u)$  решетки без короткозамыкателей, возбуждаемой ТЕМ-волнами с фазовым набегом  $u$ .

Алгоритм расчета ДН элемента решетки (4) позволяет далее сформулировать задачу синтеза секторной ДН следующим образом: найти такие положения короткозамыкателей  $h_m$ , удовлетворяющие условиям периодичности  $h_m = h_{m+Mq}$ ,  $q=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , и симметрии  $h_m = h_{-m}$ , которые бы обеспечили минимум следующей целевой функции многих переменных

$$g(\mathbf{h}) = \max_{\theta \in \tau_1} |F(\theta)| / \min_{\theta \in \tau_0} |F(\theta)|, \quad (7)$$

где  $\mathbf{h}$  – вектор положений короткозамыкателей,  $\tau_1$  – область перемещения побочных максимумов при сканировании главного луча в секторе  $\tau_0$ , полуширина которого определяется как  $\theta_{\max} = \arcsin[\lambda/(2\zeta b)]$ , где  $\zeta = 1.3 \dots 1.6$ .

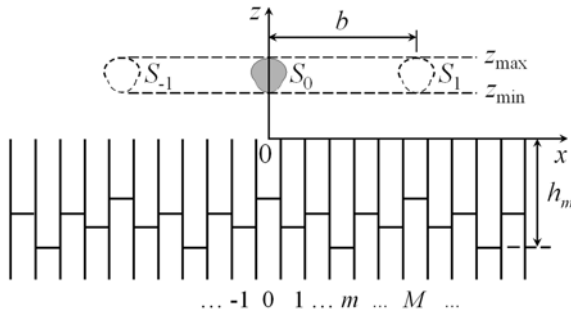


Рис. 20

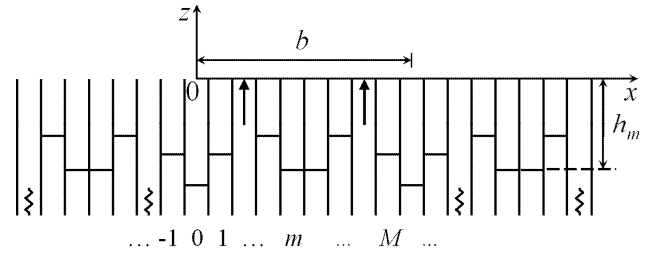


Рис. 21

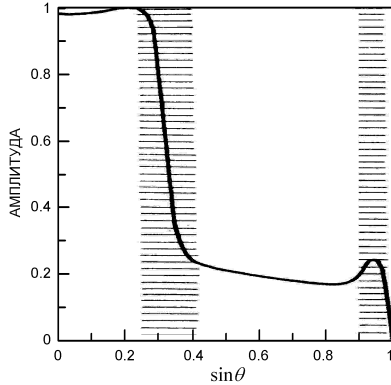


Рис. 22

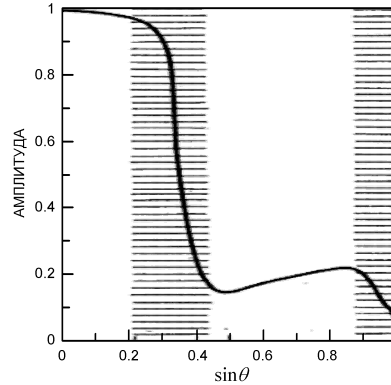


Рис. 23

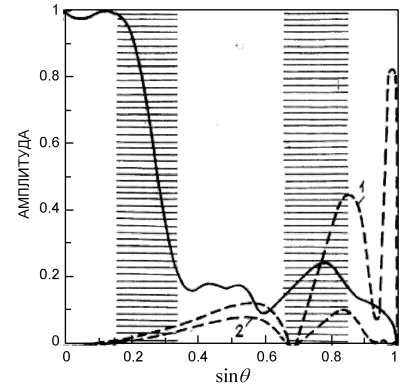


Рис. 24

Задача синтеза, поставленная выше была решена с использованием метода деформируемого многогранника для структуры с  $M=10$ , возбуждаемой одним или двумя нитевидными элементами Гюйгенса в расчете на период. Примеры полученных секторных ДН (в  $E$ -плоскости) приведены на рис. 22–25, соответствующие  $b/\lambda=1.5, 1.5, 2$  и  $\zeta=1.4, 1.5$  и  $1.6$ .

Для структуры, возбуждаемой из выбранных волноводов (рис. 21), было показано, что ДН элемента, соответствующая возбуждению выбранных активных волноводов на одном периоде и подключению активных волноводов на остальных периодах к согласованным нагрузкам, определяется формулой

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{m=0}^{M-1} A'_m(kb \sin \theta), \quad (8)$$

где  $f(\theta)$  – ДН волновода в решетке в отсутствие короткозамыкателей, а амплитуды волн в пассивных волноводах определяются из СЛАУ

$$\sum_{m \in M''} A'_m(U) [R_{m-n}(u) - \delta_{mn} \exp(-i2kh_m)] = - \sum_{m \in M'} A'_m(U) R_{m-n}(u), \quad n \in M''. \quad (9)$$

где  $M'$  и  $M''$  – числа активных и пассивных волноводов на периоде.

Задача синтеза поставлена как задача положения короткозамыкателей в пассивных волноводах, при которых целевая функция

$$g(\mathbf{h}) = \min_{\theta \in \tau_0} |F(\theta)| \quad (10)$$

при заданном числе активных волноводов достигает максимального значения с учетом периодичности и симметрии структуры.

В результате исследования было получено несколько вариантов структур с секторными ДН элемента, один из которых в качестве примера показан на рис. 25, где сплошная кривая соответствует ДН элемента, а

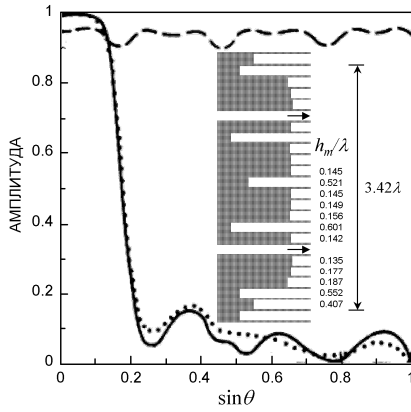


Рис. 25



Рис. 26

штриховая – к.п.д. решетки при сканировании. Указанный вариант был реализован в макете  $X$ -диапазона частот, показанном на рис. 26. Измеренная ДН элемента макета показана точками на рис. 25, характеризуя хорошее совпадения теории и эксперимента.

Отметим, что рассмотренный подход является привлекательным с точки зрения простоты конструкции и малого продольного размера структуры. Однако, так как взаимные связи здесь осуществляются по многим излучателям в поперечном направлении, то рабочая полоса частот решетки не является широкой и составляет  $\sim 1\%$ .

Основные результаты, полученные в четвертой главе, опубликованы в работах соискателя [1, 9, 13, 31–34, 39, 49, 62, 69, 71].

**В пятой главе** проводится исследование решеток волноводов с выступающими диэлектрическими элементами. Между такими элементами также может быть обеспечено достаточно сильное взаимодействие по свободному пространству, которое можно использовать для формирования перекрывающихся подрешеток с секторными и контурными ДН.

Обзор, проведенный в разделе 5.2, показал, что существующие методы анализа решеток указанного типа имеют определенные ограничения по их применению, а полученные результаты не охватывают некоторые структуры, представляющих интерес. К последним относится одномерно-периодическая структура и ее элемент, показанные на рис. 27 в плоскости сканирования. В частном случае, выступающие диэлектрические элементы могут быть заострены, что обеспечит их хорошее согласование со свободным пространством. Использование частичного заполнения верхних секций вместо полного позволяет получить хорошее согласование раскрытов волноводов, а наличие ступенчатого перехода позволяет обеспечить согласование между нижними питающими одномодовыми волноводами и верхними секциями. Питающие волноводы возбуждаются волнами  $TE_1$  ( $E$ -поляризация или  $TEM$  ( $H$ -поляризация), не зависящими от  $u$  как и геометрия структуры (двумерная задача).

Искомые поля в структуре в случае  $E$ -поляризации представляются в виде  $E_y(x,z)=\sum_n R_n \sin[n\pi(x+a_w/2)/a_w] \exp(-i\gamma_{wn}z)$  для отраженного поля в питающих волноводах;  $E_y(x,z)=\sum_q \bar{E}_q(z) \sin[q\pi(x+a_0/2)/a_0]$  в промежуточной

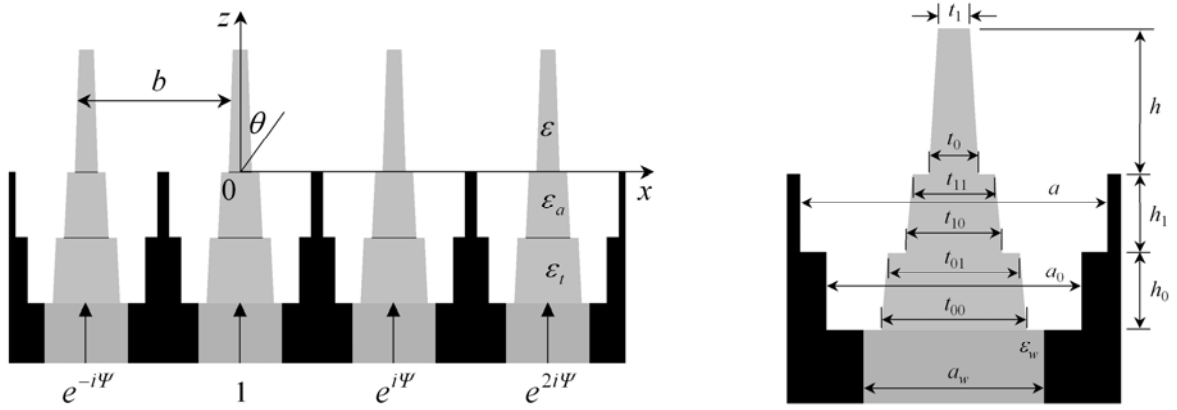


Рис. 27

секции;  $E_y(x,z)=\sum_n \tilde{E}_n(z) \sin[n\pi(x+a/2)/a]$  в верхней (излучающей) секции;  $E_y(x,z)=\sum_q E_q(z) \exp(i\alpha_q x)$  в области, содержащей выступающие элементы и  $E_y(x,z)=\sum_q T_q \exp(i\alpha_q x + i\Gamma_q z)$  в свободном пространстве над элементами. Проекционное сшивание указанных представлений, а также соответствующих представлений для  $H_x$ , на границах областей структуры дает соотношения между неизвестными коэффициентами  $R_n$ ,  $\tilde{E}_q$ ,  $\tilde{E}_n$ ,  $E_q$  и  $T_q$ . Поле в области, содержащей выступающие элементы, должно удовлетворять уравнению Гельмгольца. Подставляя в него соответствующее представление и проектируя его на  $\exp(-i\alpha_p x)/b$ , получим систему обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ)

$$\frac{d^2 E_p(z)}{dz^2} + \Gamma_p^2 E_p(z) + k^2 \sum_{q=-\infty}^{\infty} W_{pq}(z) E_q(z) = 0, \quad (12)$$

где  $p=0, \pm 1, \dots$ . Аналогичная операция с применением соответствующих поперечных функций проводится для полей в промежуточной и верхней волноводной секциях, содержащих переменные коэффициенты  $\tilde{E}_q(z)$  и  $\tilde{E}_n(z)$ , дает еще две системы ОДУ. Полученные три ОДУ решаются одномерным методом конечных элементов с использованием разложений для переменных коэффициентов, например  $E_q(z)=\sum_m E_{qm} f_m(z)$  по конечному числу треугольных функций  $f_m(z)$ , соответствующих кусочно-линейной аппроксимации,  $E_{qm}$  – уже постоянные коэффициенты. Подстановка соответствующих представлений в ОДУ и проектирование их на треугольные функции с учетом полученных ранее связей на границах областей сводит задачу к СЛАУ, имеющей блочно-ленточную структуру и решаемой методом усечения, после чего определяются характеристики решетки.

Работа Фортран-программы, реализованной согласно разработанному алгоритму, была проверена несколькими способами, включая баланс энергии, сходимость результатов при увеличении числа учтенных коэффициентов разложения и сравнение с данными, полученными другими методами. Пример последнего приведен на рис. 28, где сплошная и штриховая кривые рассчитаны методом интегральных уравнений для токов поляризации, разработанным в работе соискателя [17], а крестики и треугольники – рассматриваемым методом. Примеры формирования

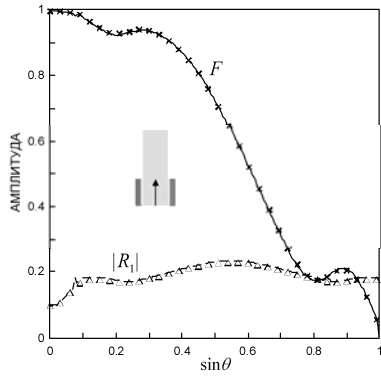


Рис. 28

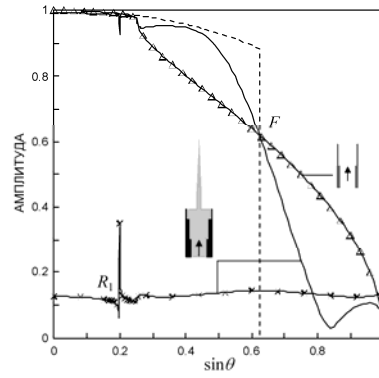


Рис. 29

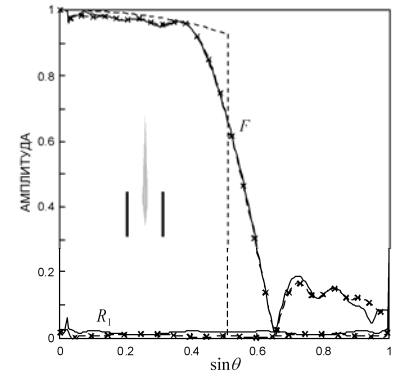


Рис. 30

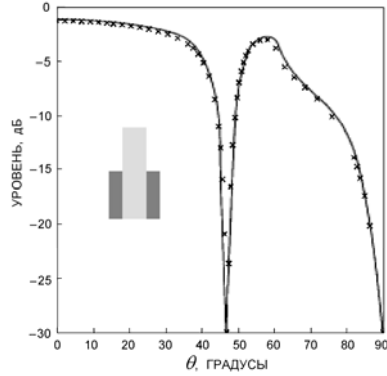


Рис. 31

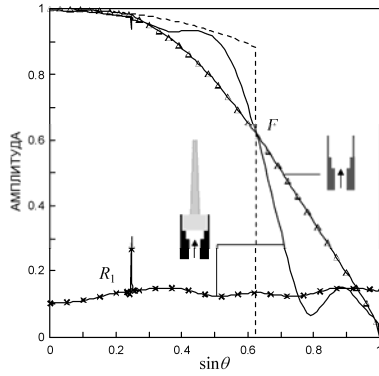


Рис. 32

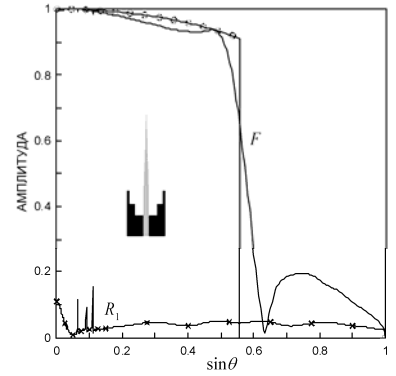


Рис. 33

секторных ДН элемента структуры для  $b=0.8\lambda$  и  $b=0.98\lambda$  приведены на рис. 29 и 30, где они сравниваются с идеальными характеристиками и характеристиками решетки без диэлектрика.

Проекционный метод для случая  $H$ -поляризации, разработанный в разделе 5.4, в целом аналогичен. Рассмотрение ведется для составляющей  $H_y$  с использованием соответствующих поперечных функций (косинусов) в волноводных областях. В отличие от работы Davidovitz M., "An approach to analysis of waveguide arrays with shaped dielectric insets and protrusions," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Feb. 2001, vol. 49, no. 2, pp. 355-361, где используются переменные коэффициенты как для  $H_y$  так и для  $E_x$  на всех продольно неоднородных участках, мы используем  $E_x$  только на границах областей, что почти вдвое снижает порядок СЛАУ.

Некоторые результаты, полученные в работе для этого случая приведены в качестве примеров на рис. 31–33. На рис. 31 наши результаты для ДН элемента (крестики) сравниваются с кривой, полученной в работе Lewis R. L., Hessel A., Knittel G. H., "Performance of a protruding-dielectric waveguide element in a phased array," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.*, Nov. 1972, vol. AP-20, pp. 712-722. Рис. 32 и 33 характеризуют формирование секторных ДН элемента структуры для  $b=0.8\lambda$  и  $b=0.9\lambda$ .

В разделе 5.5 приведен гибридный проекционный метод решения трехмерной задачи о двумерно-периодической структуре, образованной круглыми волноводами с выступающими диэлектрическими стержнями как показано на рис. 34. Предполагается, что нижние волноводные секции возбуждаются волнами  $TE_{11}$  круговой поляризации единичной амплитуды и с линейно изменяющимися фазами. Рассеянные поля в волноводных областях

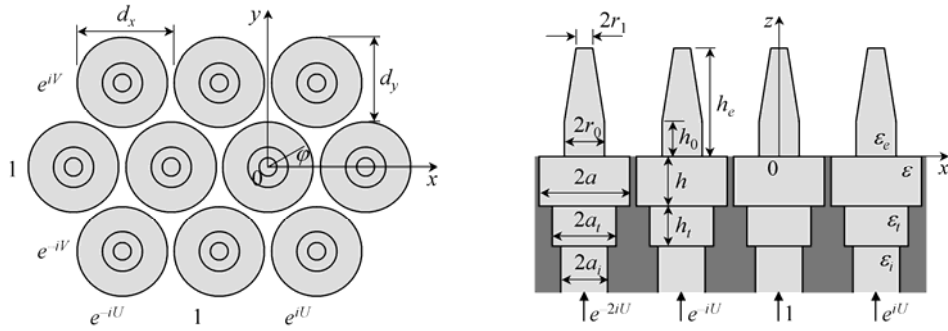


Рис. 34

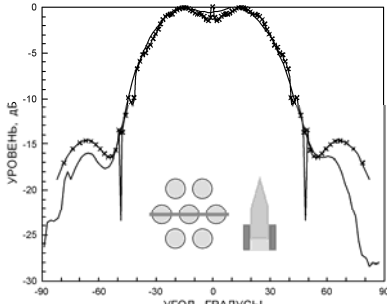


Рис. 35

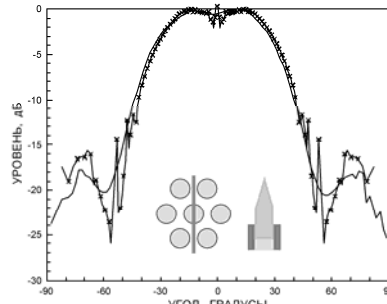


Рис. 36

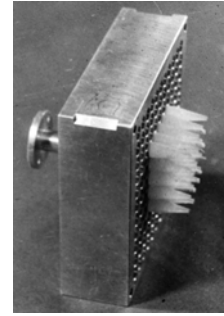


Рис. 37

представлены в виде суперпозиций соответствующих волноводных гармоник с неизвестными постоянными коэффициентами. Поля над структурой представлены в виде суперпозиций пространственных гармоник с постоянными коэффициентами. Поперечные поля в области, содержащей стержни, представляются в виде разложений по полной системе векторных поперечных функций пространственных гармоник с переменными коэффициентами  $E_{1q}(z)$ ,  $E_{2q}(z)$ ,  $H_{1q}(z)$  и  $H_{2q}(z)$ , где  $q=0, 1, \dots$  – номер гармоники. Между введенными коэффициентами имеются соотношения, полученные путем проекционного сшивания полей на границах областей структуры. Проектирование уравнений Максвелла на поперечные функции, упомянутые выше дает систему ОДУ

$$\Gamma_p^2 H_{1p} + \frac{w_p}{\epsilon_e} \sum_q w_q W_{pq} H_{1q} - ik \frac{dE_{2p}}{dz} = 0, \quad (13)$$

$$ik \frac{dH_{2p}}{dz} + \Gamma_p^2 E_{1p} + k^2 \sum_q (Z_{pq} E_{1q} - Y_{pq} E_{2q}) = 0, \quad (14)$$

$$-ik \frac{dH_{1p}}{dz} + k^2 \sum_q (Y_{pq} E_{1q} + Z_{pq} E_{2q}) + k^2 E_{2p} = 0, \quad (15)$$

где  $H_{2p} = (dE_{1p}/dz)/(ik)$ , т.е. система содержит только три набора неизвестных коэффициентов вместо четырех, как это имело место в предыдущих работах.

Система ОДУ (13)–(15) сводится к СЛАУ путем использования одномерного метода конечных элементов как описано выше, с последующим ее решением и вычислением характеристик решетки. Пример формирования секторной ДН элемента решетки в главных плоскостях приведен на рис. 35 и 36 кривыми с крестиками. Последние сравниваются с результатами измерений (сплошные кривые), полученными для макета, показанного на рис. 37, и подтверждающими эффективность предложенного метода.



Основные результаты пятой главы опубликованы в работах соискателя [5, 6, 16–19, 22, 24, 36, 37, 39, 50–52, 54–56, 58, 59, 61–64, 69, 71, 73, 80–83].

**В шестой главе** предлагаются и рассматриваются решетки с элементами продольного излучения, альтернативными диэлектрическим стержням, в виде ребристых стержней и их аналогов, таких как ленточные структуры в двумерном случае, а также дисковые структуры и директорные элементы в трехмерном случае. Указанные элементы могут иметь преимущества по сравнению с диэлектрическими в  $L$ - и  $S$ -диапазонах частот, где потребовалось бы слишком много диэлектрического материала. Кроме того, многослойные ленточные и дисковые структуры можно формировать путем нанесения их на тонкие пленки или на поверхности плоских слоев пенопласта для использования в миллиметровом диапазоне волн.

В разделе 6.1 приведены результаты чисто экспериментальной разработки и исследования макета решетки  $S$ -диапазона с многодисковыми элементами, показанного на рис. 38 и предназначенного для сканирования в секторе  $\pm(20-25)^\circ$  в обеих главных плоскостях. Диаметры дисков ( $0.2-0.4\lambda$ ), закрепленных на тонком стержне с помощью пенопластовых прокладок, их количество (7–8) и расстояние между ними ( $0.2\lambda$ ) определялись экспериментально. В результате гексагональная решетка с шагом  $1.12\lambda$  на центральной частоте  $f$  имеет измеренные ДН элемента в горизонтальной и вертикальной плоскостях на вертикальной поляризации, показанные на рис. 39 и 40. Результаты показывают, что форма ДН хорошо сохраняется в 7%-й полосе частот, где измеренный коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не превышает 1.5. Уровень кроссполаризационной составляющей характеризуется нижней кривой на рис. 39. Аналогичные характеристики обеспечиваются и при горизонтальной поляризации излучения.

В разделе 6.2 исследуется двумерная модель, показанная на рис. 41, где ленточные структуры возбуждаются из плоских волноводов с ТЕМ-волнами. Задача для указанной структуры решается методом проекционного сшивания волноводных гармоник и пространственных гармоник в раскрытых волноводах в сочетании с методом интегральных уравнений для токов на лентах. Последние сводятся к алгебраическим уравнениям путем применения метода Галеркина с синусоидальными базисными и весовыми функциями. После численного решения полной СЛАУ рассчитываются коэффициент отражения решетки при квазипериодическом возбуждении и ДН элемента решетки. Оптимизация структуры с целью формирования секторной ДН элемента включает выбор ширины лент, их количества, расстояния между ними и высотой расположения нижней ленты над раскрытием волновода. Кроме того, предполагалось, что высшие распространяющиеся волноводные гармоники, отраженные от раскрытия, возвращаются обратно с определенными фазами, которые также подбирались. Примеры полученных ДН элемента структуры в центре и на краях 10%-й полосы частот показаны на рис. 42 и 43. Первый соответствует решетке с  $a=b=0.8\lambda$ , 6 лентами одинаковой ширины  $0.2\lambda$ , расположенными на высоте  $0.2\lambda$  над раскрытием с шагом  $0.14\lambda$ . Вторым рисунком соответствует решетке с  $a=b=1.2\lambda$ , 6 лентами одинаковой ширины

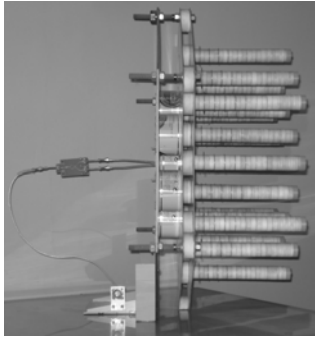


Рис. 38

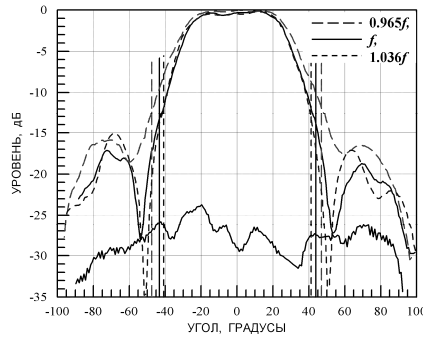


Рис. 39

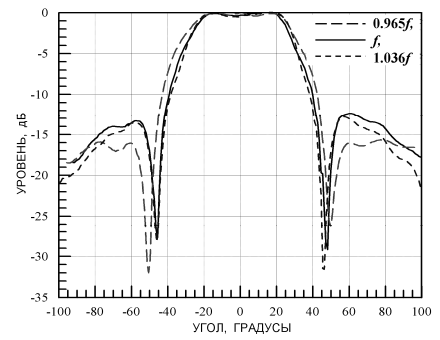


Рис. 40

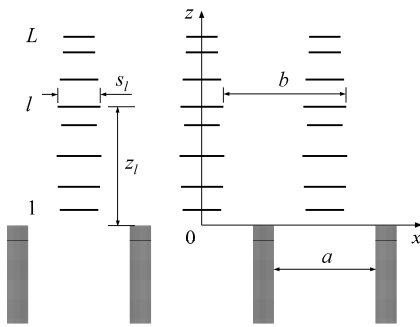


Рис. 41

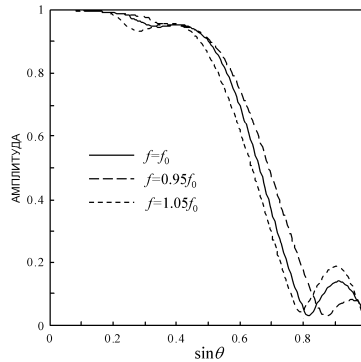


Рис. 42

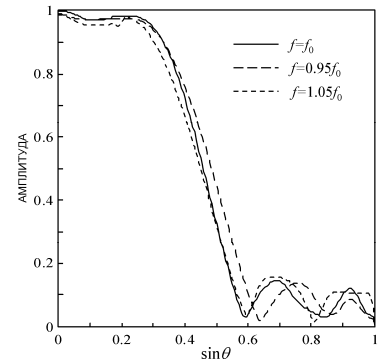


Рис. 43

$0.2\lambda$ , расположенными на высоте  $0.2\lambda$  над раскрывом с шагом  $0.39\lambda$ . Показано также, что аналогичные секторные ДН в рассмотренной модели могут быть сформированы для периодов решетки от  $0.65\lambda$  до  $1.3\lambda$ .

Раздел 6.3 посвящен разработке математической модели, а также теоретическому и экспериментальному исследованию плоских решеток круглых волноводов с многослойными дисковыми структурами. Геометрия решетки показана на рис. 44. Как и в двумерном случае, описанном выше, в модели используется метод проекционного сшивания волноводных и пространственных гармоник полей в раскрывах круглых волноводов в сочетании с методом интегральных уравнений для токов на дисках. Последние сводятся к алгебраическим уравнениям методом Галеркина с использованием векторных базисных и весовых функций типа векторных поперечных функций для волноводных гармоник, но адаптированных для правильного учета поведения тока у края диска. Работа соответствующей компьютерной программы проверялась по сходимости результатов при увеличении числа коэффициентов разложения полей и токов, а также по соотношению энергетического баланса (погрешность не превышает  $10^{-6}$ ). Применение программы для оптимизации структуры, показанной на рис. 44, позволило получить несколько вариантов ФАР с секторными ПДН в обеих главных плоскостях. Параметры одного из них  $a_0=0.36\lambda$ ,  $a=a'=0.5\lambda$ ,  $h'=0$ ,  $h=2\lambda$ ,  $\varepsilon^{(0)}=\varepsilon'=\varepsilon=1$ ,  $d_x=1.14\lambda$ ,  $r=0.15\lambda$ ,  $L=8$  и  $z_l=0.3\lambda+0.1(l-1)\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны на центральной частоте  $f_0$ . Рассчитанные ПДН и коэффициент отражения решетки с дисками и без них на круговой поляризации в главных плоскостях приведены на рис. 45 и 46. В диссертации также приведены результаты, характеризующие устойчивость формы секторных ПДН решетки в полосе частот  $\pm 3.3\%$ .

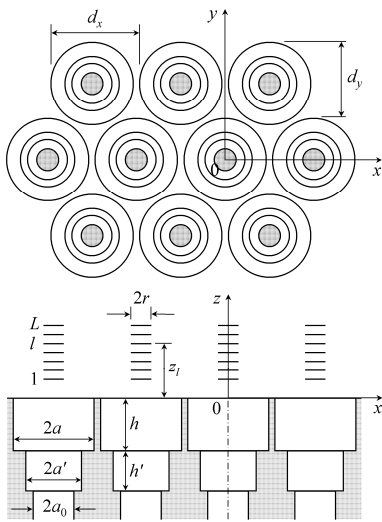


Рис. 44



Рис. 47

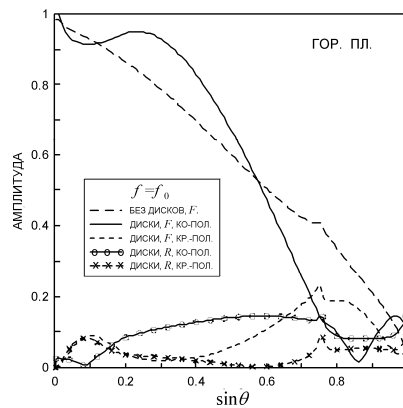


Рис. 45

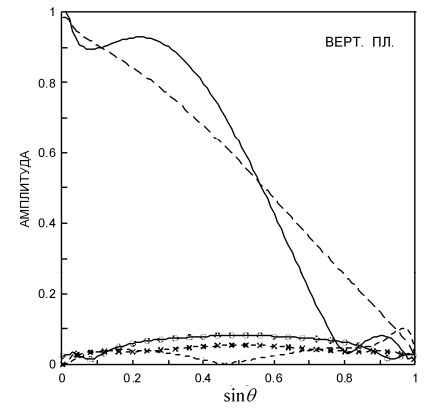


Рис. 46

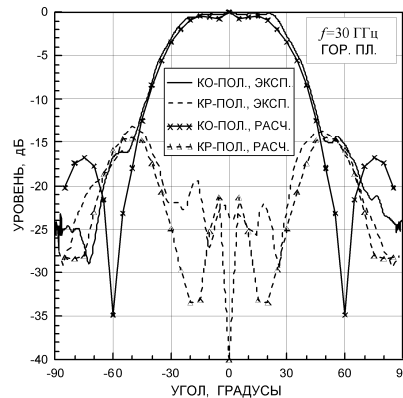


Рис. 48

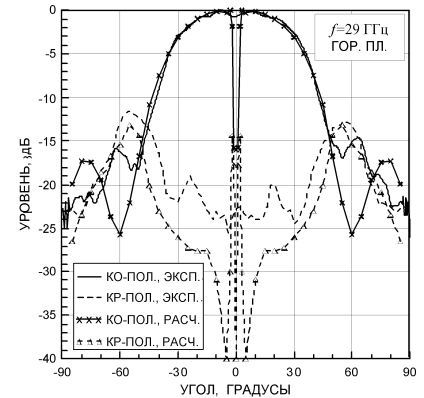


Рис. 49

Вариант ФАР с параметрами, приведенными выше, был реализован в макетном образце (рис. 47), разработанным как описано в разделе 6.3 для работы в миллиметровом диапазоне волн с центральной частотой 30 ГГц. Дисковые структуры были нанесены ионно-лучевым методом на тонкие пленки. Последние закреплены на кольцевых диэлектрических рамках. Результаты измерения ДН макета в горизонтальной плоскости при возбуждении центрального элемента на частотах 30 и 29 ГГц приведены на рис. 48 и 49, где они сравниваются с расчетными ДН. Расчетные и экспериментальные данные имеют хорошее согласие касательно ширины и формы секторных лучей. Различия, имеющие место на углах 50–90 градусов от нормали, объясняются краевыми эффектами, проявляющимися в макете и не учитываемыми в теоретической модели, разработанной для бесконечных периодических структур. Краевые эффекты в малых решетках также не позволяют выявить резонансные явления в виде глубоких провалов в ДН элемента, как видно на рис. 49, возникающие в периодических структурах при определенных значениях параметров фазирования.

В разделе 6.4 рассмотрены ФАР на основе элементов в виде проволочных директорных антенн над экраном (рис. 50). Такие элементы позволяют располагать их близко друг к другу в одной плоскости ( $Oxz$ ) для обеспечения в ней широкоугольного сканирования. В тоже время, так как они, также как и диэлектрические и ребристые стержни, способны поддерживать бегущие волны в продольном направлении, взаимодействие между ними по свободному пространству можно использовать для формирования секторных ДН элемента в плоскости  $Oyz$  (рис. 50).

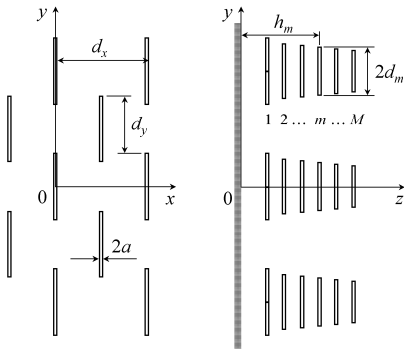


Рис. 50

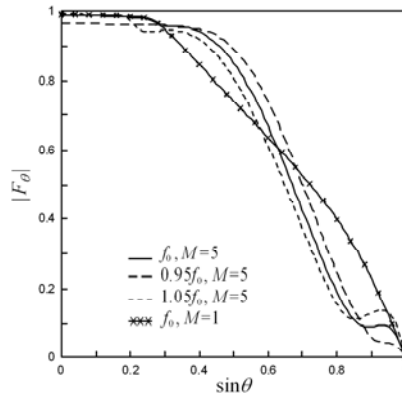


Рис. 51

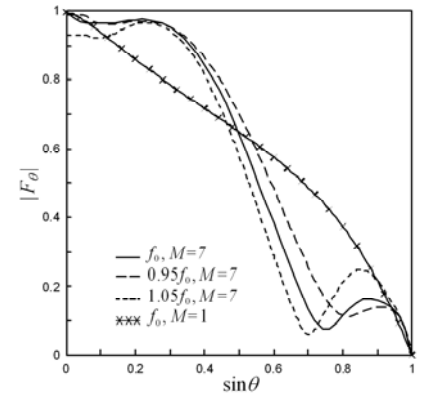


Рис. 52

Задача анализа решетки при квазипериодическом возбуждении сводится к системе  $M$  интегральных уравнений Халлена для токов на вибраторе и директорах одного элемента. Для повышения эффективности вычисления ядер уравнений предложено новое выражение

$$G_{m\mu}(y, y') = \frac{\delta_{m\mu}}{4\pi} \sum_{pq} \frac{e^{-k'R_{pq}} \cos k'R_{pq}}{R_{pq}} e^{i\psi_{pq}} + \frac{1}{2d_x d_y} \sum_{pq} \left[ \frac{e^{-\Gamma_{pq}|h_m - h_\mu|} - e^{-\Gamma_{pq}|h_m + h_\mu|}}{\Gamma_{pq}} - \delta_{m\mu} \operatorname{Re} \left\{ \frac{e^{-\Gamma'_{pq}|h_m - h_\mu|}}{\Gamma'_{pq}} \right\} \right] e^{i\beta_{pq}(y-y')}, \quad (16)$$

полученное путем обобщения подхода, предложенного в статье М. М. Иванишина "Применение интегральных уравнений к задаче о цилиндре в прямоугольном волноводе". *Радиотехника и электроника*, 1984, т. 29, №10, сс. 37-46. При  $k^2 - k'^2 = k^2$  в худшем случае  $m = \mu$  члены разностного ряда в (16) убывают как  $(\Gamma_{pq})^{-5}$  при  $|p|, |q| \rightarrow \infty$ , что существенно быстрее, чем  $(\Gamma_{pq})^{-3}$  в методе, предложенном статье S. Singh *et al*, "Accelerating the convergence of series representing the free space periodic Green's function." *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1990, vol. 38, no. 12, pp. 1958-1962. Полученные интегральные уравнения решены методом коллокации с использованием треугольных базисных функций в разложении токов. Найденные токи далее использованы для расчета коэффициента отражения и ДН элемента решетки согласно формулам, выведенным в работе.

Работа Фортран-программы, разработанной согласно предложенной методики, проверялась сравнением результатов с данными, имеющимися в литературе, и контролем точности выполнения соотношения энергетического баланса. Программа использовалась для оптимизации директорного элемента с целью формирования секторной ДН элемента в Е-плоскости ( $Oyz$ ). Примеры такой оптимизации, соответствующие случаю директоров одинаковой длины, отличающейся от длины возбуждаемого вибратора, приведены на рис. 51 для  $d_y = 0.8\lambda$  и рис. 52 для  $d_y = \lambda$ . Одинаковыми параметрами для обоих случаев являются  $2d_1 = 0.48\lambda$ ,  $h_1 = 0.25\lambda$ ,  $2a = 0.014\lambda$ ,  $2d_m = 0.35\lambda$  для  $2 \leq m \leq M$ , и  $d_x = 0.6\lambda$ , где  $\lambda$  соответствует частоте  $f_0$ . В первом случае элемент содержит  $M=5$  цилиндров (четыре директора и вибратор), расположенных с шагом  $0.12\lambda$  вдоль оси  $z$ , а во втором –  $M=7$  цилиндров, расположенных с шагом  $0.14\lambda$ .

Сплошные кривые с крестиками, показанные на рис. 51 и 52, соответствуют вибраторным элементам без директоров. Из сравнения видно, что качество секторных ДН является довольно высоким, а амплитудный коэффициент отражения решетки не превышает 0.1 в рабочей области плоской вершины ДН элемента. Результаты также показывают, что секторная форма ДН элемента сохраняется по крайней мере в 10%-й полосе частот. В диссертации также приводятся и обсуждаются ДН элемента в Н-плоскости для решеток как прямоугольной, так и с треугольной сетками.

Основные результаты шестой главы опубликованы в работах соискателя [14, 23, 40–45, 48, 57, 74–77, 86].

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Предложено определение идеальной контурной и секторной ДН элемента плоской решетки, как ДН, имеющая максимально высокий уровень в максимально широкой области сканирования при заданных периодах решетки. Показано, что если указанная область, которая, как впервые показано, может быть и многосвязной, полностью лежит в области видимости, то ДН различных элементов (управляемых входов решетки), а также соответствующие им амплитудные распределения в раскрыве решетки, являются ортогональными. С использованием связи между ДН и распределениями в раскрыве, установленной в работе, построена методика определения размеров и формы плоского раскрыва, обеспечивающих формирование ортогональных лучей по заданной регулярной декартовой сетке их расположения. Доказана принципиальная реализуемость идеальных контурной ДН элемента с использованием подрешеток плотно расположенных излучателей.

2. В рамках схемного метода предложена и теоретически исследована новая многокаскадная "шахматная" схема формирования перекрывающихся подрешеток с секторными ДН, имеющая определенные преимущества перед известными схемами. Разработан и экспериментально исследован макет ФАР с ее однокаскадным вариантом. Предложены и исследованы квазиоптические аналоги однокаскадной шахматной схемы, позволяющие формировать узкие секторные парциальные ДН в решетках крупноапертурных зеркальных и линзовых излучающих элементов.

3. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента с использованием решеток двухмодовых волноводов с простыми щелевыми связями, позволяющими упростить конструкцию по сравнению с известным аналогом. Разработаны математические модели таких решеток, с использованием которых получены новые результаты по формированию секторных ДН. Получены также новые экспериментальные результаты с использованием макета, спроектированного согласно теоретической модели. Теоретически и экспериментально показано, что в решетках указанного типа возможно формирование секторных ДН сравнительно высокого качества в  $(3\div 6)\%$ -й полосе частот.

4. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента на основе использования пассивных реактивно нагруженных излучателей в виде ребристых структур в раскрыве решетки, обеспечивающих сильные взаимные связи по свободному пространству. Достоинством подхода является простота конструкции и малый продольный размер излучающей структуры. Разработаны математические модели проходного и отражательного вариантов ФАР, позволяющие проводить численную оптимизацию геометрии структуры (глубин канавок). Получено несколько вариантов ФАР и показано, что модулированные ребристые структуры позволяют формировать секторные ДН элемента в Е-плоскости шириной от 15 до 25 градусов, форма которых остается устойчивой в 1%-полосе частот. Один из вариантов реализован в макетном образце, работающем в Х-диапазоне частот, экспериментальные исследования которого полностью подтвердили разработанную теорию.

5. Разработаны новые эффективные гибридные проекционные методы численного анализа решеток волноводов с выступающими диэлектрическими элементами, использующие меньшее число наборов неизвестных коэффициентов разложения полей по сравнению с версиями, ранее разработанными другими авторами. Методы реализованы в нескольких Фортран-программах, использованных для численного исследования возможностей формирования секторных и контурных ДН элемента. Получены многочисленные новые расчетные результаты, характеризующие как высокую эффективность разработанных алгоритмов, так хорошие возможности решеток указанного типа по формированию секторных и контурных ДН элемента.

6. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента, основанный на использовании ребристых стержневых элементов и их двумерных аналогов. Разработаны математические модели для анализа, оптимизации и теоретического исследования решеток с такими элементами и получены новые расчетные, показывающие хорошие возможности предложенного подхода. Проведены экспериментальные исследования макетов ФАР со стержневыми элементами, подтвердившие как эффективность разработанных математических алгоритмов, так и эффективность применения предложенных элементов для формированию секторных и контурных ДН в решетках различных диапазонов с периодами от 0.65 до 1.5 длины волны в полосе частот до 8%.

7. Предложен новый подход к формированию секторных ДН элемента в одной плоскости с одновременным обеспечением широкоугольного сканирования в другой плоскости на основе использования директорных антенных элементов. Разработана математическая модель ФАР с указанными директорными элементами. Для повышения эффективности суммирования двойных рядов, представляющих функцию Грина двумерно-периодических структур предложено новое выражение, основанное на обобщении одного известного метода вычисления функции Грина прямоугольного волновода. Проведены численные исследования решеток указанного типа и получены

новые расчетные результаты, характеризующие возможности директорных элементов по формированию секторных ДН в одной плоскости. Показано, что указанные элементы позволяют формировать секторные ДН элемента высокого качества в Е-плоскости в 10%-й полосе частот.

Таким образом, разработаны теоретические положения, совокупность которых можно квалифицировать как новое крупное научное достижение в развитии теории и техники фазированных антенных решеток.

## ПУБЛИКАЦИИ СОИСКАТЕЛЯ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

### Статьи в отечественных журналах из списка ВАК

1. **Скобелев С. П.** Анализ и синтез модулированной ребристой структуры, возбуждаемой электрическими и магнитными токами. // Известия Вузов. Радиопизика. 1984. Т. 27. №12. С. 1557-1566.
2. **Скобелев С. П.** Излучение из решетки плоских волноводов с щелевыми элементами связи. // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. №5. С. 1117-1120.
3. **Скобелев С. П.** Излучение из решетки двухмодовых волноводов, образующих перекрывающиеся подрешетки. // Радиотехника. 1987. №7. С. 62-65.
4. **Скобелев С. П.** Анализ и синтез антенной решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. // Радиотехника. 1990. №10. С. 44-47.
5. **Скобелев С. П.,** Мухамедов Л. Л. Алгоритмы метода вспомогательных источников для анализа волноводно-диэлектрических периодических структур. // Известия Вузов. Радиопизика. 1991. Т. 34. №4. С. 392-402.
6. **Скобелев С. П.,** Мухамедов Л. Л. Расчет характеристик периодической волноводно-стержневой решетки, возбуждаемой ТМ-волнами. // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37. №7. С. 1212-1219.
7. **Скобелев С. П.,** Вязигин А. С. Результаты разработки и экспериментального исследования линейной антенной решетки связанных двухмодовых волноводов. // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. Вып. 15. С. 72-77.
8. **Вязигин А. С., Скобелев С. П.** Формирование секторных парциальных диаграмм направленности в антенной решетке связанных двухмодовых волноводов. // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38. №9. С. 1554-1559.
9. **Коротков В. Д., Скобелев С. П.** Формирование секторных парциальных диаграмм направленности в антенных решетках с ребристыми структурами. // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39. №5. С. 767-772.
10. **Вязигин А. С., Скобелев С. П.** Анализ и оптимизация решетки двухмодовых волноводов с щелевыми элементами связи. // Радиотехника. 1996. №1. С. 30-32.
11. **Скобелев С. П.** Формирование секторных парциальных диаграмм направленности в линейной решетке двухзеркальных антенн. // Письма в ЖТФ. 1996. Т. 22. Вып. 8. С. 37-43.

12. **Скобелев С. П.** Решетки связанных прямоугольных волноводов с секторными парциальными диаграммами направленности в Н-плоскости. // Радиотехника. 1996. №7. С. 15-17.
13. **Скобелев С. П.** Методы построения оптимальных фазированных антенных решеток для сканирования в ограниченном секторе. // Электромагнитные волны и электронные системы. 1998. Т. 3. №2. С. 46-58.
14. **Скобелев С. П.** Применение ленточных структур для формирования секторных диаграмм направленности элементов решетки волноводов. // Радиотехника. 2000. №6. С. 18-24.
15. **Скобелев С. П.** Параболическая цилиндрическая антенна с линейной решеткой, формирующей секторные парциальные диаграммы направленности. // Радиотехника. 2004. №6. С. 42-48.
16. **Скобелев С. П.,** Ким Й. С., Ку Б. Дж., Ан Д. С., Шишлов А. В. Применение интегральных уравнений для токов поляризации к анализу волноводных решеток с выступающими диэлектрическими элементами. // Антенны. 2005. Вып. 1. С. 39-45.
17. **Скобелев С. П.,** Канг Б. С., Ким Й. С., Ан Д. С., Шишлов А. В. Анализ решетки волноводов с выступающими диэлектрическими элементами методом интегрального уравнения для электрического поля в выступе. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. Т. 10. №3. С. 31-35.
18. **Скобелев С. П.,** Япарова А. А. Гибридный проекционный метод анализа волноводных решеток с выступающими диэлектрическими элементами. Двумерные задачи. // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. №3. С. 311-321.
19. **Скобелев С. П.** Гибридный проекционный метод анализа волноводных решеток с выступающими диэлектрическими элементами. Трехмерная задача. // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. №3. С. 322-330.
20. **Скобелев С. П.** Некоторые свойства идеальной диаграммы направленности элемента в плоских фазированных антенных решетках. // Радиотехника. 2007. №4. С. 76-81.
21. **Скобелев С. П.** Формирование ортогональных лучей плоскими раскрывами. // Радиотехника. 2008. №4. С. 37-40.
22. **Скобелев С. П.,** Япарова А. А. Моделирование рупорных фазированных решеток с выступающими диэлектрическими элементами. // Радиотехника. 2008. №4. С. 41-45.
23. **Иванишин М. М., Скобелев С. П.** Модификация метода Куммера для эффективного вычисления функции Грина двумерно-периодических структур. // Радиотехника. 2008. №10. С. 31-36.
24. **Скобелев С. П.,** Япарова А. А. Анализ фазированных антенных решеток ступенчатых рупоров с выступающими диэлектрическими элементами, возбуждаемыми ТЕМ-волнами. // Антенны. 2008. Вып. 12. С. 37-45.
25. **Скобелев С. П.** Диаграмма направленности и коэффициент усиления идеального элемента в плоской фазированной антенной решетке. // Антенны. 2009. Вып. 2. С. 28-32.



- 26. Скобелев С. П.** Реализуемость и другие особенности идеальной контурной диаграммы направленности элемента в плоских фазированных антенных решетках. // Радиотехника. 2009. №4. С. 71-76.
- 27. Скобелев С. П.** Эффективность излучения плотных антенных решеток, формирующих секторные и контурные диаграммы направленности. // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. №7. С. 838-841.

#### Статьи в других отечественных журналах

- 28. Скобелев С. П.** Сетевой метод уменьшения числа фазовращателей в фазированных антенных решетках. // Труды МФТИ – Серия "Радиотехника и электроника". 1977. С. 15-20.
- 29. Серяков Ю. Н., Скобелев С. П.** Сетевой метод уменьшения числа фазовращателей в линейных фазированных антенных решетках. // Вопросы радиоэлектроники – Серия Общетехническая. 1978. Вып. 1. С. 91-99.

#### Авторские свидетельства на изобретения

- 30.** Пустовалов В. И., Серяков Ю. Н., Скобелев С. П. Фазированная антенная решетка. А.С. №553891 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 13 декабря 1976 г.
- 31.** Коротков В. Д., Скобелев С. П., Дубров Ю. Б. Линейная антенная решетка для сканирования в ограниченном секторе. А.С. №1337955 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 15 мая 1987 г.
- 32.** Коротков В. Д., Скобелев С. П., Дубров Ю. Б. Линейная антенная решетка для сканирования в ограниченном секторе. А.С. №1337956 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 15 мая 1987 г.
- 33.** Коротков В. Д., Скобелев С. П., Дубров Ю. Б. Линейная антенная решетка для сканирования в ограниченном секторе. А.С. №1337957 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 15 мая 1987 г.
- 34.** Дубров Ю. Б., Коротков В. Д., Скобелев С. П. Антенная решетка. А. С. №1566436 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 8 октября 1989 г.
- 35.** Скобелев С. П. Фазированная антенная решетка. А.С. №1566436 (СССР), МКИ Н 01 Q 21/00, 22 января 1990 г.
- 36.** Коротков В. Д., Скобелев С. П. Антенная решетка из диэлектрических излучателей. А.С. №1769270 (СССР), МКИ Н 01 Q 13/00, 15 июня 1992 г.

#### Статьи в международных журналах

- 37. Skobelev S. P., Mukhamedov L. L.** Analysis of waveguide antenna arrays with protruding dielectric elements. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1993. Vol. 41. No. 5. P. 574-581.
- 38. Skobelev S. P., Vyazigin A. S.** Forming flat-topped element patterns in antenna arrays of two-mode waveguides. // Electronics Letters. 1993. Vol. 29. No. 15, P. 1326-1327.
- 39. Skobelev S. P.** Methods of constructing optimum phased-array antennas for limited field of view. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1998. Vol. 40. No. 2. P. 39-50.

- 40. Skobelev S. P.** Shaping of flat-topped element patterns in an array of slow-wave strip structures excited by parallel-plate waveguides. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2001. Vol. 49. No. 12. P. 1763-1768.
- 41. Eom S. Y., Park H. K., Jeon S. I., Choi J. I., Skobelev S. P., Ganin S. A., Shubov A. G., Shishlov A. V.** Multi-disk radiating structure with flat-topped element pattern for planar array antenna. // Electronics Letters. 2002. Vol. 38, No. 2. P. 60-61.
- 42. Skobelev S. P.** Performance of Yagi-Uda elements in planar array antennas for limited-scan applications. // Microwave and Optical Technology Letters. 2002. Vol. 34. No. 2. P. 141-145.
- 43. Skobelev S. P., Eom S.-Y., Park H.-K.** Shaping of flat-topped element patterns in a planar array of circular waveguides using a multilayered disk structure – Part I: Theory and numerical modeling. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2003. Vol. 51. No. 5. P. 1040-1047.
- 44. Eom S.-Y., Park H.-K., Jeon S.-I., Choi J.-I., Skobelev S. P., Ganin S. A., Shubov A. G., Shishlov A. V.** Shaping of flat-topped element patterns in a planar array of circular waveguides using a multilayered disk structure – Part II: Experimental study and comparison. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2003. Vol. 51. No. 5. P. 1048-1053.
- 45. Skobelev S. P.** Comments on 'Comparative Analysis of Acceleration Techniques for 2-D and 3-D Green's Functions in Periodic Structures Along One and Two Directions'. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2007. Vol. 55. No. 12. P. 3746.
- 46. Skobelev S. P.** Determination of dimensions and shape of a planar aperture for forming of orthogonal beams. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. No. 8. Pt. 2. P. 2755-2757.
- 47. Skobelev S. P.** On one more property of the ideal array element pattern. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. No. 3. P. 631-637.
- 48. Ivanishin M. M., Skobelev S. P.** A modification of the Kummer's method for efficient computation of the Green's function for doubly periodic structures. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. No. 9. P. 2794-2798.

#### **Статьи и тезисы докладов в трудах отечественных конференций**

- 49. Коротков В. Д., Скобелев С. П.** Излучатели с перекрывающимися апертурами для сканирующих антенн. // Всесоюзный симпозиум по дифракции и распространению волн. Тбилиси. 1985. Т. 2. С. 295.
- 50. Скобелев С.П., Мухамедов Л.Л.** Алгоритмы метода вспомогательных источников для расчета характеристик периодических волноводно-диэлектрических структур. // Всесоюзный научно-технический семинар "Математическое моделирование и создание САПР для расчета, анализа и

- синтеза антенно-фидерных систем и их элементов". Ростов Ярославский, Апрель 1990, С.70-71.
- 51.** Коротков В. Д., **Скобелев С. П.** Диэлектрические излучатели антенных решеток. // Тезисы XXVI НТК по теории и технике антенн. Москва, 27-29 ноября 1990 г. М.: НИИРФ. 1991. Часть II. С. 10.
- 52.** **Скобелев С. П.**, Мухамедов Л. Л. Алгоритмы метода вспомогательных источников для расчета характеристик периодических волноводно-стержневых решеток. // Тезисы XXVI НТК по теории и технике антенн. Москва, 27-29 ноября 1990 г. М.: НИИРФ. 1991. Часть II. С. 11-13.
- 53.** **Скобелев С. П.** Анализ, синтез и результаты измерений характеристик антенной решетки с секторной парциальной диаграммой направленности. // Тезисы XXVI НТК по теории и технике антенн. Москва, 27-29 ноября 1990 г. М.: НИИРФ. 1991. Часть II. С. 27-28.
- 54.** **Скобелев С. П.**, Мухамедов Л. Л. Алгоритмы и результаты расчетов характеристик волноводно-стержневых структур, возбуждаемых ТМ волнами. // Межрегиональная научно-техническая конференция "Сложные антенные системы и их компоненты. Теория, применение, экспериментальные исследования". Ленинград. Июнь 1991. С. 151.
- 55.** **Скобелев С. П.**, Мухамедов Л. Л. Алгоритмы и результаты расчетов характеристик решеток волноводно-стержневого типа. // II Всесоюзная научно-техническая конференция "Устройства и методы прикладной электродинамики". Одесса, 9-13 сентября 1991. С. 136.
- 56.** Никитин К. В., **Скобелев С. П.** Численное моделирование волноводных ФАР с периодическими диэлектрическими покрытиями. // XL юбилейная научная конференция МФТИ "Современные проблемы фундаментальной и прикладной физики и математики". Долгопрудный, 28-29 ноября 1997 г. Вып. 1 – Радиотехника, управление, математика. С. 17.
- 57.** **Скобелев С. П.**, Шишлов А. В. Об использовании директорных элементов в антенных решетках для сканирования в ограниченном секторе. // LV научная сессия, посвященная Дню радио "Радиотехника, электроника и связь на рубеже тысячелетия". Москва, 17-19 мая 2000 г. С. 73-74.
- 58.** Мемелова А. А., **Скобелев С. П.** Алгоритм метода конечных элементов для анализа волноводно-диэлектрических решеток, возбуждаемых ТЕ-волнами. // Труды 48-й научной конференции МФТИ. Долгопрудный, 25-26 ноября 2005 г. С. 127-129.
- 59.** Япарова А. А., **Скобелев С. П.** Алгоритмы гибридного метода Галеркина для анализа волноводно-диэлектрических решеток, возбуждаемых ТЕМ-волнами. // Труды 49-й научной конференции МФТИ. Долгопрудный, 24-25 ноября 2006 г. С. 122-125.
- 60.** **Скобелев С. П.** О формировании ортогональных лучей плоскими раскрывами. // Труды 50-й научной конференции МФТИ (Долгопрудный, 24-25 ноября 2007 г.). Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук. Часть I – Радиотехника и кибернетика. Москва-Долгопрудный, 2007. С. 147-150.

**61. Япарова А. А., Скобелев С. П.** Моделирование решетки рупоров с выступающими диэлектрическими элементами, возбуждаемыми Н-поляризованными волнами. // Труды 50-й научной конференции МФТИ (Долгопрудный, 24-25 ноября 2007 г.). Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук. Часть I – Радиотехника и кибернетика. Москва-Долгопрудный, 2007. С. 152-154.

#### Статьи в трудах международных конференций

**62. Скобелев С. П.** Конструктивный синтез антенных решеток с секторными парциальными диаграммами направленности. // Труды X школы-семинара по дифракции и распространению волн. Москва, 7-15 февраля 1993 г. М.: НИИРФ, 1993. С.369-395.

**63. Mukhamedov L. L., Skobelev S. P.** A method of analysis of waveguide antenna arrays with protruding smooth dielectric elements. // IEEE AP-S Int. Symposium. The University of Michigan. Ann Arbor. Michigan. June 28 - July 2, 1993. Vol.3, P. 1270-1273.

**64. Mukhamedov L. L., Skobelev S. P.** Analysis of waveguide antenna arrays with protruding smooth dielectric elements. // 1994 IEEE AP-S Int. Symposium. The University of Washington. Seattle. Washington. June 19-24, 1994. Vol. 2. P. 776-779.

**65. Skobelev S. P., Vyazigin A. S.** A linear antenna array of two-mode slot-coupled waveguides with flat-topped element patterns. 1994 IEEE AP-S Int. Symposium. The University of Washington. Seattle. Washington. June 19-24, 1994. Vol. 2, PP. 1268-1271.

**66. Skobelev S. P., Vyazigin A. S.** Shaping flat-topped element patterns in a linear antenna array of dual-mode slot-coupled waveguides. // XXVII Scientific Conf. on Antenna Theory and Technology. Moscow. Russia. 23-25 August 1994. P. 103-105.

**67. Skobelev S. P., Vyazigin A. S.** Shaping flat-topped element patterns in a linear antenna array of dual-mode slot-coupled waveguides. // Journees Internationales De Nice Sur Les Antennes. Nice. France. 8-10 November, 1994. P. 674-677.

**68. Leijon R. M., Kildal P.-S., Skobelev S. P.** Analysis and optimization of a homogeneous dielectric lens antenna with an array of feeds. // 1995 URSI Int. Symp. on Electromagnetic Theory. St.-Petersburg. Russia. May 23-26, 1995. P. 379-381.

**69. Skobelev S. P.** Methods and results of design synthesis of antenna arrays with flat-topped sector partial patterns. // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. Boston. Massachusetts. October 15-18, 1996. P. 438-443.

**70. Skobelev S. P.** An optical network of shaping flat-topped sector element pattern in arrays of dual-reflector antennas. // Journees Internationales De Nice Sur Les Antennes. Nice. France. 12-14 November 1996. P. 462-465.

**71. Skobelev S. P., Tolkachev A. A., Denisenko V. V., Shishlov A. V., Shubov A. G.** Some methods and results in development of low-cost antenna array

- technology. // Antenn 97 – Nordiskt antenssymposium i Goteborg. Gothenburg. Sweden. 27-29 May 1997. P. 25-34.
- 72. Skobelev S. P., Shubov A. G.** Combined methods for suppression of grating lobes in limited-field-of-view phased array antennas. // Proc. of 1998 URSI International Symp. on Electromagnetic Theory. Thessaloniki. Greece. 25-28 May 1998. Vol. 1. P. 121-123.
- 73. Nikitin K. V., Skobelev S. P.** An algorithm of the method of volume integral equations for analysis of waveguide arrays with protruding dielectric elements. // Proc. of 1998 International. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Kharkov. Ukraine. 2-5 June 1998. Vol. 2. P. 632-634.
- 74. Skobelev S. P., Denisenko V. V., Dybtsyn G. V., Kazaryan A. E., Shubov A. G.** Optimized phased array antenna element based on multidisk slowing structure for limited-field-of-view applications. // Proc. of The XXVIII Moscow Internat. Conf. on Antenna Theory and Technology. Moscow. Russia. 22-24 September 1998. P. 266-269.
- 75. Skobelev S.** Some features of shaping the flat-topped patterns by disc and strip slow-wave antenna elements in arrays for limited field of view. // Millennium Conference on Antennas & Propagation. Davos. Switzerland. 9-14 April 2000. Abstracts, Vol. 1. P. 332 (The complete 4-page paper is contained in file p0561.pdf on the CD-ROM).
- 76. Skobelev S. P., Shishlov A. V.** On the use of Yagi-Uda elements in array antennas for limited scan applications. // Proc. of 2000 IEEE Int. Conf. On Phased Array Systems & Technology. Dana Point. California. May 21-25, 2000. P. 299-302.
- 77. Skobelev S. P.** Improvement of the element pattern in circular-waveguide arrays using multilayered disk structures. // Digest of 2002 Int. Symp. on Antennas & Propagation. San-Antonio. Texas. June 16-21, 2002. Vol. 3. P. 546-549.
- 78. Skobelev S. P.** Performance of a parabolic cylindrical antenna with an array shaping flat-topped element patterns. // Proc. of the 2002 12<sup>th</sup> International Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2002). Sevastopol. Ukraine. Sep. 9-13, 2002. P. 305-306.
- 79. Skobelev S. P.** On the ideal element pattern in planar phased array antennas. // Digest of 2003 Int. Symp. on Antennas & Propagation. Columbus. Ohio. June 22-27, 2003. Vol. 2. P. 444-447.
- 80. Skobelev S. P.** Algorithm of the method of auxiliary sources for analysis of arrays of circular waveguides with protruding dielectric rods. // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology 2003. Boston. Massachusetts. October 14-17, 2003. P. 333-338.
- 81. Skobelev S. P.** Analysis of waveguide arrays with protruding-dielectric elements by using the method of volume integral equations. // Proc. of 2004 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory. Pisa. Italy. 23-27 May 2004. Vol. II. P. 679-681.
- 82. Skobelev S. P.** An algorithm based on the hybrid Galerkin method for analysis of arrays of circular waveguides with protruding dielectric rods. // Proceedings of

The European Conference on Antennas and Propagation: EuCAP 2006. Nice, France. 6-10 November 2006.

**83. Skobelev S. P., Yaparova A. A.** Modeling of horn array antennas with protruding dielectric elements. // Proc. of the 6<sup>th</sup> Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'07). Sevastopol, Ukraine. September 17-21, 2007. P. 409-411.

**84. Skobelev S. P.** On the ideal gain of a radiating element in a planar array. // Proc. of the 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'08). Odessa, Ukraine. June 29 – July 2, 2008. P. 305-307.

**85. Skobelev S. P.** On the radiation efficiency of a dense array antenna shaping a sector radiation pattern. // Proc. of the 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'08). Odessa, Ukraine. June 29 – July 2, 2008. P. 320-322.

**86. Ivanishin M. M., Skobelev S. P.** On the efficient computation of the Green's function for doubly periodic structures by using the Kummer's method of higher orders. // Proc. of the 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET'08). Odessa, Ukraine. June 29 – July 2, 2008. P. 544-546.

### **Монографії**

**87. Скобелев С. П.** Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. – М.: Физматлит, 2010. 320 С.

**88. Skobelev S. P.** Phased array antennas with optimized element patterns. – Norwood (MA, USA): Artech House, 2011.

---

Подписано в печать . . . 2014. Формат 60×84 1/16.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 2. Тираж 100 экз. Заказ № \_\_\_\_\_.

Отпечатано с готового оригинал-макета в типографии