

Скобелев С.П.

**Фазированные
антенные решетки
с секторными
парциальными
диаграммами
направленности**



МОСКВА
ФИЗМАТЛИТ ®

УДК 621.396.677

ББК 32.845.4

С 44

Скобелев С. П. **Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности.** — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. — 320 с. — ISBN 978-5-9221-1229-1.

В книге изложены теория и методы формирования секторных парциальных диаграмм направленности, представляющих большой интерес для оптимального проектирования фазированных антенных решеток и гибридных антенн. Методы, описанные в книге, основаны на применении диаграммообразующих многополюсников, связанных двухмодовых волноводов, излучающих элементов с реактивными нагрузками (в виде модулированных ребристых структур) и элементов продольного излучения. Последние включают диэлектрические и ребристые стержни, их двумерные аналоги и директорные антенные элементы Уда-Яги. Описаны численные методы, разработанные для анализа решеток с указанными элементами. Приводятся многочисленные результаты, характеризующие как возможности предложенных алгоритмов, так и возможности рассматриваемых структур по формированию секторных диаграмм направленности. Некоторые результаты расчетов сравниваются с данными, полученными в результате измерений.

Книга предназначена научным работникам и инженерам, занимающимся исследованиями и разработками антенных решеток, а также студентам старших курсов и аспирантам, специализирующимся в области антенн и устройств СВЧ.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	8
Введение	11
Список литературы	18
Глава 1. Общие принципы и соотношения	23
1.1. Основные характеристики	23
1.1.1. Диаграммы направленности элемента и решетки	23
1.1.2. Множитель решетки	25
1.1.3. Коэффициент направленного действия, коэффициент усиления и эффективность излучения	28
1.2. Модель в виде бесконечной решетки	30
1.2.1. Квазипериодическое возбуждение	30
1.2.2. Аперриодическое возбуждение	33
1.3. Идеальная диаграмма направленности элемента решетки	36
1.3.1. Максимальный уровень	36
1.3.2. Контуры идеальной диаграммы направленности эле- мента	38
1.3.3. Коэффициент усиления элемента на идеальном конту- ре	42
1.3.4. Эффективность идеального элемента и взаимная связь	43
1.3.5. О реализуемости идеальной контурной диаграммы элемента	46
1.3.6. Свойства ортогональности	51
1.4. Диаграмма направленности с неидеальным контуром	54
1.5. Минимальное число управляемых элементов	57
1.5.1. Вывод расчетных выражений	58
1.5.2. Коэффициент использования управляемых элементов	60

1.6. Двумерные задачи для одномерно-периодических структур	62
1.6.1. Поля при квазипериодическом возбуждении	62
1.6.2. Возбуждение одного входа решетки.	65
1.6.3. Идеальные характеристики элемента в решетке	67
Приложение 1.1. Коэффициент усиления элемента решетки на идеальном контуре	73
Приложение 1.2. О формировании ортогональных лучей плоским раскрытием.	76
Приложение 1.3. Об эффективности плотной решетки, формирующей контурную диаграмму направленности	82
Список литературы	86
Глава 2. Решетки с многополюсными схемами	91
2.1. Обзор технических решений	91
2.1.1. Решетка на основе матриц Батлера	92
2.1.2. Схема Немита	93
2.1.3. Схема Мейлу и Франки.	94
2.1.4. Схема Фразиты, Лопеза и Джанини.	95
2.1.5. Схема Дюфорта.	98
2.2. Многокаскадная шахматная схема.	99
2.2.1. Анализ характеристик излучения.	100
2.2.2. Постановка и решение задачи синтеза	102
2.3. Экспериментальные исследования решетки с шахматной схемой.	107
2.4. Линейная решетка с шахматной схемой как облучатель параболической цилиндрической антенны	111
2.4.1. Постановка и решение задачи	112
2.4.2. Предельно достижимый коэффициент усиления антенны	117
2.4.3. Результаты, сравнение и обсуждение	118
2.5. Квазиоптические аналоги шахматной схемы.	123
2.5.1. Особенности геометрии решетки	123
2.5.2. Диаграмма направленности подрешетки	125
2.5.3. Результаты расчетов	127
Список литературы	129

Глава 3. Решетки связанных двухмодовых волноводов . . .	134
3.1. Упрощенная модель	134
3.2. Усовершенствованная модель для сканирования в E -плоскости	140
3.2.1. Геометрия и возбуждение решетки	140
3.2.2. Математическая модель решетки	141
3.2.3. Предельные характеристики при двухмодовом возбуждении	143
3.2.4. Методика оптимизации структуры	145
3.2.5. Численные результаты	147
3.3. Структура для сканирования в H -плоскости	150
3.3.1. Особенности геометрии и оптимальное возбуждение	150
3.3.2. Характеристики решетки	153
3.4. Экспериментальное исследование H -плоскостной решетки	155
Приложение 3.1. Расчет элементов матрицы рассеяния щелей в стенках волноводов	159
Приложение 3.2. Анализ модифицированного раскрыва решетки в H -плоскости.	162
Список литературы	166
Глава 4. Решетки с реактивно нагруженными излучателями	169
4.1. О применении реактивных нагрузок в антенных решетках	169
4.2. Модулированная ребристая структура, возбуждаемая электрическими и магнитными токами	173
4.2.1. Квазипериодическое возбуждение структуры	173
4.2.2. Диаграмма направленности структуры при локальном возбуждении.	180
4.2.3. Формирование секторной диаграммы направленности	181
4.3. Модулированная ребристая структура с активными волноводами	185
4.3.1. Методика анализа и синтеза	186
4.3.2. Расчетные и экспериментальные результаты	188
Список литературы	191

Глава 5. Решетки волноводов с выступающими диэлектрическими элементами	194
5.1. Волноводно-диэлектрические решетки и структуры	195
5.2. Обзор методов анализа и полученных результатов	199
5.2.1. Метод шивания	199
5.2.2. Неполный метод Галеркина	200
5.2.3. Резонаторный проекционный метод	200
5.2.4. Метод интегральных уравнений для поверхностных токов и метод вспомогательных источников.	201
5.2.5. Метод интегральных уравнений для токов поляризации	202
5.2.6. Метод конечных элементов и коммерческие программы	203
5.3. Гибридный проекционный метод в двумерных задачах: <i>E</i> -поляризация	204
5.3.1. Геометрия и возбуждение решетки	205
5.3.2. Представление полей	206
5.3.3. Проекционное шивание полей на границах областей	207
5.3.4. Применение метода конечных элементов	209
5.3.5. Алгебраическая система и характеристики решетки	213
5.3.6. Реализация алгоритма, проверка и численные результаты	214
5.4. Возбуждение решетки ТЕМ-волнами	220
5.4.1. Постановка задачи и представление полей	220
5.4.2. Соотношения, следующие из условий на границах областей	221
5.4.3. Метод конечных элементов для <i>H</i> -поляризованных волн	223
5.4.4. Полная алгебраическая система	225
5.4.5. Реализация алгоритма и характеристики решетки	227
5.5. Трехмерная задача	236
5.5.1. Постановка задачи	236
5.5.2. Представление полей в частичных областях	238
5.5.3. Гибридный проекционный метод	240
5.5.4. Характеристики решетки	246
5.5.5. Численные результаты	247

Приложение 5.1. Явные выражения для интегралов (5.22), (5.23) и (5.24)	251
Приложение 5.2. Значения интегралов (5.120)	252
Список литературы	252
Глава 6. Решетки с ленточными, дисковыми и проволочными структурами	257
6.1. Экспериментальный макет решетки многодисковых излучателей	258
6.1.1. Конструкция макета	258
6.1.2. Результаты измерений	260
6.2. Решетка волноводов с ленточными структурами	264
6.2.1. Постановка задачи и метод решения	264
6.2.2. Численные результаты и обсуждение	269
6.3. Плоская решетка круглых волноводов с дисковыми структурами	275
6.3.1. Геометрия, возбуждение и представление полей	275
6.3.2. Система алгебраических уравнений и характеристики решетки	278
6.3.3. Результаты численного моделирования	281
6.3.4. Результаты макетирования	289
6.4. Решетки антенных элементов Уда–Яги	294
6.4.1. Постановка задачи и метод решения	295
6.4.2. Результаты расчета и обсуждение	298
Приложение 6.1. Расчет функции Грина для двумерно-периодических структур методом М. М. Иванишина	304
Список литературы	309

*Посвящается моим сыновьям
Сергею и Алексею*

ПРЕДИСЛОВИЕ

Работа по тематике этой книги началась в середине 1970-х годов в процессе моего обучения на кафедре прикладной электродинамики Московского физико-технического института (МФТИ), которая базировалась в НИИ Радиофизики (НИИРФ, в настоящее время — ОАО «Радиофизика») в г. Москве. Первые результаты, основанные на применении проходных многополюсников для уменьшения числа фазовращателей в решетках, предназначенных для сканирования в ограниченном секторе, были получены при выполнении дипломного проекта под руководством Ю. Н. Серякова.

Результаты применения модулированных ребристых структур в решетках для формирования секторных парциальных диаграмм направленности были получены при работе над кандидатской диссертацией под непосредственным руководством В. Д. Короткова и общим руководством Г. Г. Бубнова. Будучи директором НИИРФ и заведующим базовой кафедры до 1986 года, Г. Г. Бубнов оказал огромное влияние как на меня лично, так и на многих других выпускников кафедры и сотрудников института.

Последующие результаты были получены во время моей работы в качестве сотрудника ОАО «Радиофизика». Некоторые публикации по ним были сделаны в соавторстве с С. А. Ганиным, В. В. Денисенко, Ю. Б. Дубровым, Г. В. Дыбциным, М. М. Ивањиным, А. Э. Казаряном, В. Д. Коротковым, А. В. Шишловым и А. Г. Шубовым. Полезная библиографическая информация, использованная в книге, была получена от Ю. Б. Корчемкина, В. В. Денисенко и А. В. Шишлова. Определенный вклад в исследования по теме работы внесли мои студенты и аспиранты Л. Л. Мухамедов, А. С. Вязигин, Р. Лейон, К. В. Никитин и А. А. Япарова. Я всегда получал необходимую помощь и поддержку от руководства института, в частности от В. В. Петросова, А. А. Толкачева, Б. А. Левитана, А. Н. Шелудченко, И. В. Поплавского, В. И. Рувинского и С. В. Иванова. Помощь,

связанную с использованием компьютерных технологий, всегда, когда требовалось, можно было получить от Ю. А. Бомштейна. При работе над книгой была оказана большая моральная поддержка М. А. Ковалевой.

Большое значение при выполнении работы имело обсуждение различных ее результатов на семинаре кафедры прикладной электродинамики под руководством Н. П. Малакшинова и В. Н. Гармаша, на объединенном фельдовском семинаре под руководством В. В. Шевченко в Институте радиотехники и электроники (Москва) (ранее в разные годы фельдовским семинаром руководили также Б. Е. Кинбер и Д. М. Сазонов), и на семинаре «Численные методы электродинамики» под руководством А. Г. Свешникова и А. С. Ильинского в МГУ имени М. В. Ломоносова. Первый обзорный доклад по решеткам с секторными парциальными диаграммами направленности был сделан мною на 10-й международной школе-семинаре по дифракции и распространению волн в 1993 году под председательством В. А. Боровикова.

Большое влияние на мою работу оказало взаимодействие с рядом зарубежных специалистов. Прежде всего — это Р. Дж. Мейлу (R. J. Mailloux, Hanscom AFB, MA, USA). Во-первых, статьи Р. Мейлу по фазированным решеткам двухмодовых рупоров служили мне в начале работы хорошим ориентиром для дальнейшего развития темы. Во-вторых, большой честью для меня является включение некоторых моих результатов во второе издание справочника Р. Мейлу по фазированным антенным решеткам (R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 2nd Edition, Norwood, MA: Artech House, 2005) и в его лекции по решеткам с электронным сканированием (R. J. Mailloux, *Electronically Scanned Arrays*, Morgan & Claypool, 2007). В-третьих, благодаря приглашению Р. Мейлу и его поддержке я смог представить и обсудить результаты своих работ на трех международных симпозиумах по фазированным решеткам, проводившихся в США в 1996, 2000 и 2003 годах, и в лаборатории Р. Мейлу в Хэнскоме, штат Массачусетс. В рамках поездки 1996 года я также выступил на семинарах, организованных Л. А. Кориэллом (L. A. Coryell) в одном из армейских управлений в Форт-Монмаусе, Нью-Джерси, и Р. Е. Уэлчем (R. E. Welch) в Системном центре в Сан-Диего, Калифорния.

Благодаря приглашению и поддержке программного комитета под председательством Л. Йозефсона (L. Josefsson, Ericsson)

son Microwave Systems AB, Gothenburg, Sweden) я представил свою обзорную статью на Скандинавской антенной конференции в Гетеборге, Швеция, в 1997 году. Очень полезным было также обсуждение некоторых моих работ на семинаре, организованном П. Ингварсоном (P. Ingvarson) в компании Saab Ericsson Space AB в Гетеборге.

Начальные экспериментальные результаты по применению ребристых стержневых элементов для формирования секторных парциальных диаграмм были получены при поддержке Л. Е. Кори (L. E. Corey, Georgia Tech, Atlanta, GA, USA). Последующее развитие указанной технологии осуществлялось в сотрудничестве с С. Й. Омом (S. Y. Eom, ETRI, Taejeon, R. O. Korea) и его коллегами.

Полезная библиографическая информация, включенная в обзор схем формирования секторных парциальных диаграмм, была получена от А. Р. Лопеза (A. R. Lopez, GEC-Marconi Hazeltine, Greenlawn, NY). Й. Ф. Йохансон (J. F. Johansson, Ericsson AB, Molndal, Sweden) прислал копии своих статей по многолучевым антеннам, которые оказались мне очень полезными при работе над разделами по формированию ортогональных лучей с плоским раскрывом и по формированию секторных диаграмм направленности плотными решетками.

Очень важным и ценным для меня было более чем десятилетнее сотрудничество с П.-С. Килдалом (P.-S. Kildal, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden), а также с Д. Смитом (D. Smith, Northumbria University, Newcastle upon Tyne, UK) в 2006–2007 годах. Хотя указанное сотрудничество не было непосредственно связано с тематикой данной книги, участие в многочисленных научных конференциях в его рамках позволяло мне представлять свои работы и по решеткам с секторными диаграммами.

Я глубоко благодарен всем людям, названным выше, а также и многим неназванным, с которыми мне было приятно взаимодействовать в повседневной практике в течение многих лет.

Наконец, я благодарен профессору Кравченко В. Ф., взявшему на себя труд по рецензированию рукописи и давшему мне ряд полезных рекомендаций как по техническим, так и по организационным вопросам.

С. П. Скобелев
Москва, октябрь 2009 г.

ВВЕДЕНИЕ

Первые образцы антенн с электрическим сканированием луча, включая фазированные антенные решетки (ФАР), появились в середине прошлого XX века [1, 2], после чего началось бурное развитие этой области антенной техники. В результате, во второй половине прошлого века были созданы большие стационарные отечественные радиолокаторы с ФАР, такие, например, как «Днепр», «Дарьял-У», «Воронеж-М», «Дон-2Н», «Дунай-3У», «Волга» [3], «Аргунь» [4], «Руза» [5]. Примеры стационарных зарубежных радиолокационных станций (РЛС) приведены в [6–9], а некоторые образцы мобильных РЛС как отечественного, так и зарубежного производства на основе многоэлементных ФАР описаны в [8, 10].

Публикации по сканирующим антенным решеткам насчитывают огромное количество журнальных и конференционных статей, главы во многих учебниках и справочниках по антеннам и несколько десятков отдельных книг [1, 6, 7, 11–43]. Приведенный перечень ссылок, не претендующий на полноту, охватывает как книги общего характера [1, 6, 7, 11–24], так и книги, рассматривающие специализированные вопросы. Последние включают синтез решеток [25–32] (глава, посвященная конструктивному синтезу, имеется в [17]), активные решетки [33], адаптивные решетки [34–38], конформные решетки [39, 40], многочастотные совмещенные решетки [41], радиооптические решетки [42], измерение характеристик решеток [43]. Аналитические решения задач о волноводных решетках, имеющие большое значение при проверке работы различных численных алгоритмов, приведены в [6, 44, 45]. Некоторые результаты статистического анализа антенных решеток приведены в [46]. Гибридные сканирующие зеркальные антенны, в которых решетки используются в качестве облучателей, рассматриваются в [47].

Важность тематики ФАР объясняет обязательное наличие соответствующих секций при проведении национальных и международных конференций и симпозиумов по антеннам вообще, а также проведение конференций и симпозиумов, специально

посвященных ФАР. Три последних таких международных симпозиума состоялись в 1996, 2000 и 2003 годах в США. Информация о предшествующих конференциях по ФАР имеется во введении книги [21].

При проектировании одномерно- и двумерно-периодических линейных и плоских ФАР, межэлементные расстояния традиционно выбираются из хорошо известного условия отсутствия побочных интерференционных максимумов 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 ФАР, т. е. при широкоугольном сканировании. Однако существует несколько важных приложений, где от решетки требуется обеспечение высокого коэффициента усиления (КУ) при сканировании луча лишь в сравнительно узком секторе углов в одной плоскости или в обеих главных плоскостях.

Такие решетки для электронного сканирования в сравнительно узком секторе (его также называют ограниченным сектором) требуются и используются в следующих системах:

— РЛС аэропортов и аэродромов (типа AN/TPN-19 [7], с. 9–11) для управления воздушным движением и инструментальной посадки самолетов;

— РЛС для отслеживания расположения судов в акватории морских портов [48];

— автомобильных РЛС, предназначенных для предотвращения столкновений [49, 50];

— РЛС корабельных стрельбовых комплексов [1], с. 7;

— РЛС поля боя типа COBRA (название образовано буквами английских слов **CO**unting **B**attery **RA**dar) [51], предназначенных для выявления мест размещения артиллерии противника по траекториям полета снарядов;

— системах спутниковой связи [52, 53], в частности — системах связи со спутниками, находящимися на геостационарной орбите, откуда Земля видна в угловом секторе, приблизительно равном 18° ;

— системах спутниковой связи для отслеживания суточного движения спутника, находящегося на геосинхронной орбите [54], плоскость которой отклонена от экваториальной плоскости на малый угол.

Кроме того, быстрое электронное сканирование луча в узком секторе может сочетаться с механическим поворотом всей

решетки, как это было реализовано в РЛС «Аргунь» [4] и «Руза» [5], используемых для слежения за космическими объектами в околоземном пространстве.

Применение традиционного подхода к выбору межэлементных расстояний при проектировании ФАР для электронного сканирования в узком секторе привело бы к сильной избыточности управляющих устройств типа фазовращателей в пассивных ФАР или приемо-передающих модулей (ППМ) в активных ФАР [33] по сравнению с их теоретическим минимумом. Последний определяется числом ортогональных лучей, обеспечивающих заданный КУ и заполняющих заданный сектор сканирования [55]. Например, как следует из соотношения (8-55) в [56] (см. также таблицу 1 в [57]), число элементов в решетке, предназначенной для сканирования в конической области с полным углом 20° при вершине, превысило бы, при традиционном подходе, теоретический минимум более чем в 11 раз. Учитывая, что фазовращатели и тем более — ППМ являются наиболее дорогостоящими составляющими ФАР, минимизация их числа при проектировании всегда желательна. Кроме того, минимизация числа указанных устройств соответствует максимизации расстояний между ними при их размещении, что также может дать преимущества при конструировании.

Выбор максимальных межэлементных расстояний, соответствующих минимальному числу управляемых элементов в ФАР с узким сектором сканирования, приводит к присутствию побочных интерференционных максимумов множителя решетки в области видимости. Высокий уровень побочных максимумов обычно является нежелательным так как он приводит к потерям КУ решетки из-за отбора части излучаемой мощности из главного луча и к неоднозначности пеленгации целей. Простейший способ подавления побочных максимумов состоит в применении крупноапертурных излучающих элементов [58, 59], или синфазных неперекрывающихся подрешеток простых излучателей [16, 56]. Примером реализации такого подхода является ФАР двухзеркальных антенных элементов [60–62], входящая в состав РЛС «Руза» [5]. Применение крупноапертурных рупорных элементов рассматривалось в [63, 64]. Достаточно эффективное подавление побочных максимумов в таких ФАР достигается только при установке луча в направлении нормали к раскрытию. Отклонение луча от нормали приводит к быстрому росту уровня побочных максимумов и следовательно, быстрому снижению КУ решетки

в соответствии с формой диаграммы направленности (ДН) крупноапертурного элемента или синфазной подрешетки. Применение крупноапертурных элементов в сочетании с их нерегулярным расположением в раскрыве [1], с. 65–68, позволяет эффективно рассеивать побочные максимумы и при сканировании, однако быстрое снижение КУ при отклонении луча продолжает иметь место, так как мощность, которая ранее излучалась в направлении максимумов, все равно теряется, рассеиваясь в фон. Кроме того, нерегулярное размещение антенных элементов может привести к усложнению конструкции как излучающей части, так и системы питания излучателей.

Теоретический минимум числа управляемых элементов ФАР достигается не только при максимальных межэлементных расстояниях, соответствующих заданной ширине сектора сканирования, но и при условии полного использования поверхности раскрыва, при котором КУ решетки изменяется пропорционально $\cos \theta$, где θ — угол отклонения луча от нормали. Если КУ решетки снижается быстрее, чем по указанному закону косинуса, как это имеет место при использовании крупноапертурных элементов или синфазных подрешеток, то удовлетворение требования на уровень КУ в секторе сканирования приводит к необходимости наращивания площади раскрыва и, тем самым, к увеличению числа управляемых элементов по сравнению с его теоретическим минимумом.

Так как поведение побочных максимумов множителя решетки и ее главного луча при сканировании определяется формой ДН элемента решетки, то идеальная амплитудная ДН элемента, соответствующая минимальному числу управляемых элементов, должна быть пропорциональна $\sqrt{\cos \theta}$ в заданной области сканирования и иметь нулевой уровень вне указанной области, обеспечивая, тем самым, полное подавление побочных интерференционных максимумов. Подобные ДН ниже называются секторными или контурными. В отечественной литературе их также называют столообразными, а в англоязычной — «плосковерхими» (flat-topped).

Формирование секторных ДН представляет интерес не только с точки зрения минимизации числа управляемых элементов в ФАР для сканирования в ограниченном секторе. Межэлементные расстояния в ФАР миллиметрового диапазона, предназначенных для широкоугольного сканирования, должны быть достаточно малы, но плотность расположения излучающих элементов

в них ограничивается поперечными размерами существующих фазовращателей. Например, применение ферритовых фазовращателей [65] в ФАР миллиметрового диапазона [60, 66] приводит к тому, что межэлементные расстояния превышают длину волны. Подобные расстояния могут иметь место и в некоторых типах проходных ФАР коротковолновой части сантиметрового диапазона, в которых ячейки управления располагаются рядом с фазовращателями. Формирование секторной ДН элемента в этих случаях позволяет подавить побочные максимумы и получить максимальный КУ решетки в максимально широком секторе сканирования, соответствующем межэлементным расстояниям, диктуемым размерами фазовращателей.

Формирование секторных ДН элемента представляет интерес также и в связи с возможностью использования решеток с такими ДН в качестве облучателей в зеркальных и линзовых антеннах. Секторная ДН элемента в этих случаях позволяет получать высокую эффективность использования поверхности облучаемого раскрыва при минимальных потерях на перелив мощности за край антенны. Использование подобных решеток в многолучевых зеркальных антеннах для радиотелескопов нового поколения и для систем радиовидения рассматривалось в [67–70].

Наконец, некоторые подходы к формированию секторных и контурных ДН элемента решетки могут быть применены к формированию секторных и контурных ДН антенн вообще, так как антенны с такими ДН требуются, например, в системах связи с контурными зонами обслуживания [71–73] и в системах передачи энергии посредством СВЧ-луча [74, 75].

Следует отметить, что секторная ДН элемента не может быть сформирована амплитудным 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 входа решетки, в действительности представляет собой ДН всей решетки при указанном парциальном возбуждении. Эту ДН в литературе также называют ДН подрешетки или парциальной ДН (ПДН) решетки. Так как распределение поля в раскрыве, соответствующее возбуждению какого-либо одного входа решетки занимает весь раскрыв, то решетка с секторными ДН элементов состоит из перекрывающихся подрешеток.

Работы по исследованию подходов к созданию ФАР с перекрывающимися подрешетками, формирующими секторные ДН начали появляться в 70-е годы прошлого века. Обзор результатов, опубликованных по этой тематике в западной литературе в последующие два десятилетия, был сделан в главе 8 справочника [19]. Результаты отечественных и некоторых зарубежных работ описаны в наших обзорах [57, 76]. Интерес к этой тематике не ослабевал, и в течение последнего десятилетия было опубликовано более двух десятков работ, некоторые результаты которых были включены во второе издание справочника [24] (гл. 8) и в лекции [1] (гл. 4).

Предлагаемая книга является первой отдельной монографией, посвященной систематическому изложению теории и методов формирования секторных парциальных ДН в линейных и плоских ФАР.

Книга состоит из шести глав и основана на подходах и результатах автора в сопоставлении их с результатами, полученными другими авторами.

Первая глава содержит основные фундаментальные соотношения и ограничения для ФАР, полученные с использованием общей теории антенн, примененной к периодическим структурам. Основное внимание уделяется идеальной ДН элемента решетки, определенной как ДН, соответствующей максимальному достижимому КУ решетки в максимально широкой области сканирования при заданных межэлементных расстояниях. Выявлены и описаны свойства идеальной секторной и контурной ДН элемента. Результаты, полученные в этой связи, позволили также построить методику определения размеров и формы плоского раскрыва, обеспечивающего формирование ортогональных лучей по заданной регулярной декартовой сетке их расположения (приложение 1.2). Кроме того, на их основе были выведены выражения для коэффициента полезного действия (эффективности) плотных решеток, формирующих контурные диаграммы направленности в общем случае (приложение 1.3).

Во второй главе рассматривается подход к формированию перекрывающихся подрешеток с секторными ДН на основе проходных многополюсных диаграммообразующих схем. Делается обзор разнообразных технических решений и предлагается так называемая «шахматная» схема. Приводятся результаты ее оптимизации, а также расчетные и измеренные ПДН решетки на ее основе. Рассматривается также применение линейной решетки

с «шахматной» схемой в качестве облучателя параболоцилиндрической зеркальной антенны. Кроме того, предложены квазиоптические аналоги шахматной схемы, предназначенные для формирования очень узких секторных ПДН.

Третья глава посвящена решеткам двухмодовых волноводов, связанных через щели в стенках. Амплитудное распределение в раскрыве, соответствующее секторной парциальной ДН, формируется первой (четной) и второй (нечетной) распространяющимися волноводными модами, возбужденными и сфазированными в нужном соотношении путем оптимизации геометрии структуры. Эффективность данного подхода подтверждается как расчетными результатами, так и измеренными характеристиками соответствующего макета.

В четвертой, пятой и шестой главах исследуются подходы, основанные на использовании естественной взаимной связи по свободному пространству, всегда существующей между излучающими элементами. Четвертая глава посвящена решеткам плотно расположенных волноводов с реактивными нагрузками, реализованными короткозамыкателями, образующими модулированную ребристую структуру. Пассивные короткозамкнутые волноводы возбуждаются благодаря сильным взаимным связям с активными (управляемыми) элементами и друг с другом. Секторная парциальная ДН формируется в результате подбора положения короткозамыкателей в волноводах. Приводится как методика анализа таких решеток, так и результаты эксперимента, подтверждающие теорию.

Формирование секторных парциальных ДН в волноводных решетках с выступающими диэлектрическими элементами, между которыми также может существовать сильная взаимная связь, исследуется в пятой главе. Анализ волноводно-диэлектрических решеток осуществляется модифицированным гибридным проекционным методом, представляющим самостоятельный интерес.

Наконец, шестая глава описывает формирование секторных ПДН решетки с использованием многослойных ленточных структур, дисковых структур (типа ребристых стержней) и проволочных структур (типа директорных антенн Уда-Яги), которые, как и диэлектрические элементы, также способны поддерживать бегущие волны. Приводятся как расчетные, так и экспериментальные данные, характеризующие возможности такого подхода. Решетки директорных антенных элементов анализируются с использованием эффективного метода расчета функции

Грина двумерно-периодических структур, приведенного в приложении 6.1.

Автор надеется, что предлагаемая книга будет полезна научным работникам и инженерам, работающим в антенной области, включая фазированные решетки, а также аспирантам и студентам, обучающимся по соответствующим специальностям.

Список литературы

1. *Mailloux R. J.* Electronically scanned arrays (Synthesis lectures on antennas #6). Morgan & Claypool, 2007.
2. *Vendik O. G., Yegorov Yu. V.* The first phased-array antennas in Russia: 1955–1960. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2000. Vol. 42, № 4, P. 46–52.
3. Радиолокация России (Биографическая энциклопедия). — М.: Столичная энциклопедия, 2007.
4. *Толкачев А. А.* Радиолокационная станция Аргунь (к 30-летию полигонных испытаний). Радиотехника, 2006. № 10, С. 9–13.
5. *Tolkachev A. A., Levitan B. A., Solovjev G. K., et al.* A megawatt power millimeter-wave phased-array radar. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2000. Vol. 15, № 7, P. 25–31.
6. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.-П.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. — М.: Мир, 1974.
7. Practical phased array antenna systems. Ed. by E. Brookner. Norwood, MA: Artech House, 1997.
8. *Brookner E.* Phased arrays: major advances and future trends into the next millennium. Proc. of The XXVIII Moscow International Conference on Antenna Theory and Techniques, September 22–24, 1998. Moscow, Russia, P. 24–42.
9. *Palumbo B.* Some examples of system developments in Italy based on phased array technology. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, MA, October 15–18, 1996. P. 444–449.
10. *Corey L. E.* A survey of Russian low cost phased array technology. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, MA, October 15–18, 1996. P. 255–259.
11. Сканирующие антенны сверхвысоких частот. Сб. статей под ред. Л. Н. Дерюгина. — М.: Машиностроение, 1964.
12. *Вендик О. Г.* Антенны с немеханическим движением луча. — М.: Советское радио, 1965.
13. Сканирующие антенные системы СВЧ. Под ред. Р. С. Хансена. Пер. с английского под ред. Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина, — М.: Советское радио, 1966 (том I), 1969 (том II), 1971 (том III).

14. Антенны и устройства СВЧ (Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов). Под ред. Д. И. Воскресенского. — М.: Советское радио, 1972.
15. *Ma M. T.* Theory and application of antenna arrays. N.Y.: Wiley-Interscience, 1974.
16. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток). Под ред. Д. И. Воскресенского. — М.: Радио и связь, 1981.
17. *Чаплин А. Ф.* Анализ и синтез антенных решеток. — Львов: Вища школа, 1987.
18. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток). Под ред. Д. И. Воскресенского. 2-е изд., перераб. и доп., — М.: Радио и связь, 1994.
19. *Mailloux R. J.* Phased array antenna handbook. Norwood, MA: Artech House, 1994.
20. *Fourikis N.* Phased array-based systems and applications. N.Y.: Wiley-Interscience, 1997.
21. *Hansen R. C.* Phased array antennas. — N.Y.: Wiley, 1998.
22. *Вендик О. Г., Парнес М. Д.* Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию). — М.: Сайнс-пресс, 2002.
23. Устройства СВЧ и антенны (Проектирование фазированных антенных решеток). Под ред. Д. И. Воскресенского, 3-е изд., перераб. и доп., — М.: Радиотехника, 2003.
24. *Mailloux R. J.* Phased array antenna handbook, 2nd Edition, Norwood, MA: Artech House, 2005.
25. *Зелкин Е. Г.* Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
26. *Дмитриев В. И., Чечкин А. В.* Методы решения задач синтеза антенн. — М.: Изд-во МГУ, 1969.
27. *Минкович Б. М., Яковлев В. П.* Теория синтеза антенн. — М.: Советское радио, 1969.
28. *Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д.* Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). — М.: Советское радио, 1974.
29. *Зелкин Е. Г., Соколов В. Г.* Методы синтеза антенн. — М.: Советское радио, 1980.
30. *Дмитриев В. И., Березина Н. И.* Численные методы решения задач синтеза излучающих систем. — М.: Изд-во МГУ, 1986.
31. *Андрейчук М. И., Войтович Н. Н., Савенко П. А., Ткачук В. П.* Синтез антенн по амплитудной диаграмме направленности. Численные методы и алгоритмы. — Киев: Наукова думка, 1993.
32. *Зелкин Е. Г., Кравченко В. Ф., Гусевский В. И.* Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. — М.: Сайнс-пресс, 2005.
33. Активные фазированные антенные решетки. Под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова, — М.: Радиотехника, 2004.
34. *Hudson J. E.* Adaptive array principles. IEE/Peregrinus, 1981.
35. *Монзинго Р. А., Миллер Т. У.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. — М.: Радио и связь, 1986.

36. *Compton R. T. (Jr.)*, Adaptive antennas. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1988.
37. *Пистолькорс А. А., Литвинов О. С.* Введение в теорию адаптивных антенн. — М.: Наука, 1991.
38. *Ратынский М. В.* Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. — М.: Радио и связь, 2003.
39. *Воскресенский Д. И., Пономарев Л. И., Филиппов В. С.* Выпуклые сканирующие антенны. — М.: Советское радио, 1978.
40. *Josefsson L., Persson P.* Conformal array antenna theory and design. — N. Y.: Wiley-IEEE Press, 2006.
41. *Пonomarev Л. И., Степаненко В. И.* Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. — М.: Радиотехника, 2009.
42. *Воскресенский Д. И., Гринев А. Ю., Воронин Е. Н.* Радиооптические антенные решетки. — М.: Радио и связь, 1986.
43. *Бубнов Г. Г., Никулин С. М., Серяков Ю. Н., Фурсов С.А.* Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. — М.: Радио и связь, 1988.
44. *Вайнштейн Л. А.* Теория дифракции и метод факторизации. — М.: Советское радио, 1966.
45. *Миттра Р., Ли С.* Аналитические методы теории волноводов. — М.: Мир, 1974.
46. *Шифрин Я. С.* Вопросы статистической теории антенн. — М.: Советское радио, 1970.
47. *Бахрах Л. Д., Галимов Г. К.* Зеркальные сканирующие антенны. — М.: Наука, 1981.
48. *Solbach K.* Below-resonant-length slot radiators for traveling-wave-array antennas. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1996. Vol. 38, № 1, P. 7–14.
49. *Sakakibara K., Watanabe T., Sato K., Nishikawa K.* Slotted waveguide array antenna for automotive radar systems. Millenium Conference on Antennas & Propagation, Davos, Swizerland. April 9–14, 2000. Vol. I, P. 598.
50. *Denisenko V. V., Shubov A. G., Majorov A. V., et al.* Millimeter-wave printed circuit antenna system for automotive applications. IEEE MTT-S 2001 International Microwave Symposium Digest, Phoenix, Arizona, May 20–25, 2001. Vol. III, P. 2247–2250.
51. *Colin J.-M., Renard C., Mangenot C.* Phased array antennas: status and new developments in France. Proc. of The XXVIII Moscow Internat. Conf. on Antenna Theory and Techn., Moscow, Russia, September 22–24, 1998. P. 47–54.
52. *Jones D. E.* A limited-scan, 20 GHz, active transmitting antenna for space applications. Digest of the IEEE APS International Symposium, Albuquerque, NM, May 24–28, 1982. Vol. 2, P. 435–438.
53. *Reudink D. O.* Progress on the application of phased arrays in communications satellites. ESA/COST 204 Phased-Array Workshop, Noordwijk, The Netherlands, June 13, 1983. P. 45–48.
54. Спутниковая связь и вещание. Под ред. Л. Я. Кантора, 2-е изд., — М.: Радио и связь, 1988.

55. *Конторович М. И., Петрунькин В. Ю.* О наименьшем числе элементов в антенне с электрическим качанием луча. Радиотехника и электроника, 1961. Т. 6, № 12, С. 1982–1988.
56. *Марков Г. Т., Сазонов Д. М.* Антенны. — М.: Энергия, 1975.
57. *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. — М.: НИИРФ, 1993. С. 369–395.
58. *Полухин Г. А.* Анализ диаграммы направленности фазированной антенной решетки из крупноапертурных модулей. Радиотехника, 1989. № 2, С. 53–55.
59. *Ганин С. А., Полухин Г. А.* Антенная решетка из крупноапертурных модулей с круглыми апертурами. Радиотехника, 1991. № 4, С. 58–60.
60. *Tolkachev A. A., Denisenko V. V., Shishlov A. V., et al.* High gain antenna systems for millimeter wave radars with combined electrical and mechanical beam steering. 1996 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, MA, 15–18 October 1996. P. 266–271.
61. *Tolkachev A. A., Denisenko V. V., Soloviev G. K., et al.* Large-apertured radar phased array antenna of K_a -band. Proc. of The XXVIII Moscow Internat. Conf. on Antenna Theory and Techn., September 22–24, 1998. Moscow, Russia, P. 15–23.
62. *Толкачев А. А., Макота В. А., Павлова М. П. и др.* Большая радиолокационная ФАР миллиметрового диапазона волн. Антенны, 1999. № 1, С. 4–11.
63. *Amitay N., Gans M. J.* Design of rectangular horn arrays with oversized aperture elements. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981. Vol. AP–29, № 6, P. 871–884.
64. *Egorov E. N., Epshtein A. L., Guskov G. Ya., et al.* New technology in multibeam and Scanning Antennas. Proceedings of APSCC'94 Workshop, Seoul, Korea, October 26–28, 1994. P. 211–221.
65. *Tolkachev A. A., Korchemkin Yu. B., Majorov A. V., Milevsky N. P.* Phase shifters for millimeter-wave band multi-element phased arrays. Proc. of The 4th International Symposium on Antennas and EM Theory, August 1997. Xi'an, China, P. 583–586.
66. *Денисенко В. В., Дубров Ю. Б., Корчемкин Ю. Б. и др.* Многоэлементная ФАР Ка-диапазона волн. Антенны, 2005. № 1, С. 7–14.
67. *Ivashina M. V., Ng Mou Kehn M., Kildal P.-S., and Maaskant R.* Decoupling efficiency of a wideband Vivaldi focal plane array feeding a reflector antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009. Vol. 57, № 2, P. 373–382.
68. *Банков С. Е., Калошин В. А., Фролова Е. В.* Компьютерное проектирование и экспериментальное исследование кластерного излучателя на основе EBG структуры. Журнал радиоэлектроники (<http://jre.cplire.ru>), 2009. № 3.
69. *Банков С. Е.* Диаграммообразующая схема на неодинаковых связанных волноводах. Радиотехника и электроника, 2009. Т. 54, № 7, С. 796–805.

70. *Bankov S. E., Kaloshin V. A., Frolova E. V.* Beam forming networks on the base of coupled waveguides for multi-beam hybrid antennas. Draft Proceedings of PIERS 2009. August 18–21, 2009. Moscow, Russia, P. 432–437.
71. *Galindo-Israel V., Lee S.-W., and Mittra R.* Synthesis of a laterally displaced cluster feed for a reflector antenna with application to multiple beams and contoured patterns. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1978. Vol. AP–26, № 2, P. 220–228.
72. *Еом С. Ю., Пио Ч. С., Джон С. И. и др.* Исследование плоской антенной решетки с секторной диаграммой направленности для перспективных базовых станций мобильной связи. Антенны, 2005. № 1, С. 30–38.
73. *Шишилов А. В.* Теория и проектирование зеркальных антенн для радиосистем с контурными зонами обслуживания. Радиотехника, 2007. № 4, С. 39–49.
74. *Миңц М. Я., Прилепский Е. Д., Заслонко В. М.* Оптимизация коэффициента концентрации мощности излучения антенны с круглым раскрывом и максимально плоской диаграммой направленности. Радиотехника и электроника, 1988. Т. 33, № 9, С. 1888–1894.
75. *Ванке В. А., Запорожец А. А.* Синтез максимально плоской диаграммы направленности передающей антенны тракта передачи энергии СВЧ-пучком. Радиотехника и электроника, 1989. Т. 34, № 12, С. 2643–2647.
76. *Скобелев С. П.* Методы построения оптимальных фазированных антенных решеток для сканирования в ограниченном секторе. Электромагнитные волны и электронные системы, 1998. № 2, С. 46–58.

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ И СООТНОШЕНИЯ

1.1. Основные характеристики

1.1.1. Диаграммы направленности элемента и решетки.

Любая антенная решетка (АР) представляет собой совокупность антенных элементов, называемых также излучающими элементами или просто излучателями, которые каким-либо образом расположены в трехмерном пространстве, как, например, показано на рис. 1.1, где излучатели условно изображены в виде прямоугольных раскрывов в прямоугольной декартовой системе координат $Oxyz$ с соответствующими ортами \mathbf{e}_x , \mathbf{e}_y и \mathbf{e}_z . Описание характеристик излучения решетки принято приводить в сферической системе координат $\{r, \theta, \varphi\}$, также показанной на рис. 1.1 и связанной с декартовой так, что единичный вектор \mathbf{e}_r , направление которого задается углами θ и φ , измеряемыми от

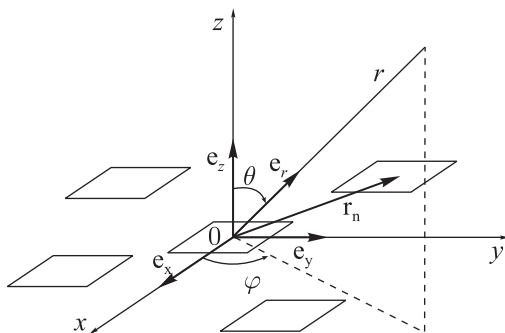


Рис. 1.1. Обобщенная геометрия решетки и системы координат

осей z и x соответственно, определяется формулой

$$\mathbf{e}_r = u\mathbf{e}_x + v\mathbf{e}_y + w\mathbf{e}_z, \quad (1.1)$$

где $u = \sin \theta \cos \varphi$, $v = \sin \theta \sin \varphi$ и $w = \cos \theta$ — направляющие косинусы.

Одним из фундаментальных понятий, активно используемых в теории антенных решеток с начала 1960-х годов [1, 2], является диаграмма направленности (ДН) элемента в решетке. Указанная характеристика соответствует случаю, когда в режиме передачи сигнал возбуждения подается только на вход какого-либо одного элемента и считается, что к входам остальных элементов решетки подключены согласованные нагрузки. Так как между элементами решетки всегда существует электромагнитное взаимодействие, то излучение, соответствующее возбуждению одного входа, строго говоря, формируется всеми элементами решетки, и поэтому ДН элемента в решетке также называется парциальной ДН (ПДН) решетки. ДН элемента в общем случае представляет собой комплексную векторную функцию, описывающую угловое распределение напряженности электрического или магнитного полей на некотором расстоянии R_n от начала локальной системы координат, связанной с возбуждаемым элементом. Обычно наибольший интерес представляет ДН элемента в его дальней зоне, в которой зависимость напряженности электромагнитного поля от расстояния описывается функцией $\exp(ikR_n)/R_n$, где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, а λ — рабочая длина волны (опущенная зависимость от времени здесь и далее принимается в виде $e^{-i\omega t}$).

Большое значение ДН элемента в решетке заключается в том, что, помимо учета всех электромагнитных связей данного элемента с остальными элементами, она также является основой для расчета других важных характеристик решетки. К таким характеристикам относится ДН всей решетки в дальней зоне, т. е. на расстояниях $r \geq 2L^2/\lambda$, где L — наибольший поперечный размер решетки. В этом случае прямые, проведенные от каждого элемента в точку наблюдения, считаются параллельными и поэтому угловые аргументы ДН каждого элемента являются одинаковыми. Пусть \mathbf{r}_n — вектор, задающий положение n -го элемента (рис. 1.1), C_n — комплексная амплитуда сигнала возбуждения на входе указанного элемента, и $\mathbf{F}_n(\theta, \varphi)$ — ДН элемента, соответствующая единичной амплитуде сигнала возбуждения. Тогда по принципу суперпозиции векторная комплексная ДН решетки определяется формулой

$$\mathbf{F}_A(\theta, \varphi) = \sum_n C_n \mathbf{F}_n(\theta, \varphi) e^{-ik\mathbf{r}_n \cdot \mathbf{e}_r}, \quad (1.2)$$

где суммирование проводится по всем элементам решетки, а экспоненциальный множитель учитывает положение элемента в общей системе координат (рис. 1.1), в которой зависимость дальнего поля решетки от расстояния определяется общим множителем $\exp(ikr)/r$.

1.1.2. Множитель решетки. Хотя в каждой антенной решетке, как правило, используются одинаковые излучатели, их ДН представляют собой различные функции даже в тех случаях, когда излучатели одинаково ориентированы в пространстве и расположены на прямой линии или на плоскости в узлах регулярной сетки. Неодинаковость ДН обусловлена взаимными связями между излучателями и различными положениями последних относительно края решетки. Однако во многих случаях взаимная связь существенна только между излучателями, находящимися на близком расстоянии друг от друга. Поэтому в многоэлементных линейных и плоских решетках излучателей, расположенных в узлах регулярной сетки, подавляющая часть излучателей находится практически в одинаковых условиях, что позволяет пренебречь влиянием края и считать, что все излучатели имеют одинаковые ДН, т. е. $\mathbf{F}_n(\theta, \varphi) = \mathbf{F}(\theta, \varphi)$. В этом случае ДН решетки (1.2) можно представить в виде произведения

$$\mathbf{F}_A(\theta, \varphi) = \mathbf{F}(\theta, \varphi) F_{AF}(\theta, \varphi), \quad (1.3)$$

где

$$F_{AF}(\theta, \varphi) = \sum_n C_n e^{-ik\mathbf{r}_n \cdot \mathbf{e}_r} \quad (1.4)$$

— скалярная комплексная функция, называемая множителем решетки.

Решетка может обеспечить максимальное излучение в заданном направлении, например, в направлении, характеризуемом углами θ_0 и φ_0 , если она соответствующим образом сфазирована, т. е. на входы излучателей подаются сигналы с комплексными амплитудами, определяемыми формулой

$$C_n = c_n e^{ik\mathbf{r}_n \cdot \mathbf{e}_{r_0}}, \quad (1.5)$$

где c_n — комплексная амплитуда с аргументом, не зависящим от n ,

$$\mathbf{e}_{r_0} = u_0 \mathbf{e}_x + v_0 \mathbf{e}_y + w_0 \mathbf{e}_z \quad (1.6)$$

— единичный вектор, соответствующий направлению фазирования, и $u_0 = \sin \theta_0 \cos \varphi_0$, $v_0 = \sin \theta_0 \sin \varphi_0$, $w_0 = \cos \theta_0$ — его направляющие косинусы. С учетом (1.5) выражение (1.4) для множителя решетки принимает форму

$$F_{AF}(\theta, \varphi) = \sum_n c_n e^{ik\mathbf{r}_n \cdot (\mathbf{e}_{r_0} - \mathbf{e}_r)}, \quad (1.7)$$

из которой видно, что для направления фазирования показатель экспоненты равен нулю и все поля от излучателей складываются синфазно, приводя к формированию луча решетки. Фазы сигналов (1.5) можно изменять с помощью фазовращателей или других управляемых устройств и, тем самым, осуществлять сканирование лучом.

В регулярной сетке, упомянутой выше, узлы эквидистантно расположены по строкам и столбцам, которые в общем случае не перпендикулярны друг к другу. Такая косоугольная сетка, (см. рис. 1.2, *a*) вместе с прямоугольной декартовой системой координат с началом, помещенным в один из узлов, может быть задана расстоянием между элементами в строке d_x , расстоянием между строками d_y , а также смещением соседних строк параллельно друг другу на расстояние d_s . На практике, как правило, используются прямоугольные ($d_s = 0$) и треугольные ($d_s = d_x/2$) сетки. Важнейшим частным случаем треугольной сетки является гексагональная сетка, у которой $d_y = d_x\sqrt{3}/2$.

При нумерации столбцов и строк сетки двумя индексами m и n , как показано на рис. 1.2, *a*, положение каждого элемента в решетке с указанными параметрами сетки, расположенной в плоскости $z = 0$, определяется радиус-вектором:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{mn} &= x_{mn}\mathbf{e}_x + y_n\mathbf{e}_y, \\ x_{mn} &= md_x + nd_s, \quad y_n = nd_y, \end{aligned} \quad (1.8)$$

с учетом которого множитель решетки (1.7) можно переписать в виде

$$F_{AF}(\theta, \varphi) = \sum_{m,n} c_{mn} e^{ik[x_{mn}(u_0 - u) + y_n(v_0 - v)]}, \quad (1.9)$$

где c_{mn} — амплитуда возбуждения элемента.

Из (1.9) следует, что множитель решетки с регулярной декартовой сеткой расположения излучателей имеет максимумы, координаты которых в пространстве направляющих косинусов u

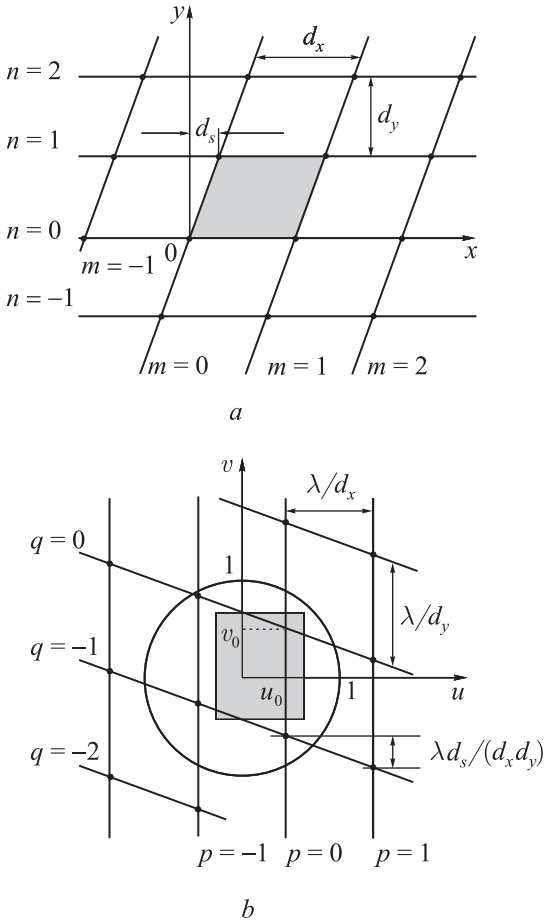


Рис. 1.2. Декартова косоугольная сетка (а) и диаграмма интерференционных максимумов множителя решетки (б)

и v определяются формулами:

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{\alpha_p}{k} = u_0 + p \frac{\lambda}{d_x}, \\
 v &= \frac{\beta_{pq}}{k} = v_0 + \left(q - p \frac{d_s}{d_x} \right) \frac{\lambda}{d_y}, \\
 p, q &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots,
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

т. е. максимумы множителя решетки с регулярной сеткой также располагаются в узлах регулярной сетки в пространстве направляющих косинусов, как показано на рис. 1.2, б. При этом

смещение строк в сетке расположения элементов на расстояние d_s в горизонтальном направлении приводит к смещению столбцов в сетке максимумов множителя решетки на расстояние $\lambda d_s / (d_x d_y)$ в вертикальном направлении. Максимум, соответствующий индексам $p = 0$ и $q = 0$, обычно называется главным максимумом или лучом решетки, а остальные интерференционные максимумы — побочными. Так как область реальных углов (видимая область) соответствует направляющим косинусам, удовлетворяющим условию $u^2 + v^2 \leq 1$, то в указанной области может присутствовать лишь конечное число интерференционных максимумов. На практике желательно наличие только главного максимума в видимой области. При достаточно малых межэлементных расстояниях и соответствующем фазировании элементов возможны случаи, когда в видимой области не будет ни главного, ни побочных максимумов, хотя эти случаи не имеют практического значения, так как соответствуют полному отражению мощности, подводимой ко входам решетки.

Помимо интерференционных максимумов, ДН решетки имеет также боковые лепестки, заполняющие пространство между интерференционными максимумами. Уровень боковых лепестков зависит от формы раскрыва решетки и от распределения амплитуд сигналов возбуждения по элементам решетки. Амплитудное распределение также влияет на ширину главного и побочных максимумов.

1.1.3. Коэффициент направленного действия, коэффициент усиления и эффективность излучения. Способность антенной решетки, как и любой другой антенны, концентрировать излучение в заданном направлении характеризуется параметром, введенным в теорию антенн А. А. Пистолькорсом в 1929 г., который называется коэффициентом направленного действия (КНД). Этот параметр определяется как отношение плотности потока мощности, излучаемой в рассматриваемом направлении на расстоянии r от антенны в ее дальней зоне, к средней плотности потока излучаемой мощности через поверхность сферы того же радиуса, охватывающей антенну. Распределение плотности потока мощности в дальней зоне антенны, к которой подводится мощность P_A^{in} , описывается функцией $P_A(\theta, \varphi) / r^2$, где $P_A(\theta, \varphi)$ — ДН антенны по мощности пропорциональная $|\mathbf{F}_A(\theta, \varphi)|^2$. Используя указанную ДН и приведенное выше опре-

деление, выражение для КНД решетки в направлении фазирования $D(\theta_0, \varphi_0)$ можно записать в виде:

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{P_A(\theta_0, \varphi_0)/r^2}{P_\Sigma/(4\pi r^2)} = \frac{4\pi P_A(\theta_0, \varphi_0)}{P_\Sigma}, \quad (1.11)$$

где

$$P_\Sigma = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_A(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (1.12)$$

— полная излучаемая мощность.

Хотя КНД является важной энергетической характеристикой решетки, он не учитывает неизбежных потерь, связанных с поглощением части подводимой мощности в элементах и передающих линиях системы питания решетки, а также отражением части мощности от излучателей обратно в систему питания. Указанные особенности учитываются параметром, называемым коэффициентом усиления (КУ). КУ решетки в направлении фазирования $G(\theta_0, \varphi_0)$ определяется формулой, аналогичной формуле (1.11) для КНД, с заменой полной излучаемой мощности P_Σ на подводимую к решетке мощность P_A^{in} , т. е.

$$G(\theta_0, \varphi_0) = \frac{4\pi P_A(\theta_0, \varphi_0)}{P_A^{\text{in}}}. \quad (1.13)$$

Из (1.13) и (1.11) следует, что КУ связан с КНД соотношением:

$$G(\theta_0, \varphi_0) = \eta D(\theta_0, \varphi_0), \quad (1.14)$$

где

$$\eta = \frac{P_\Sigma}{P_A^{\text{in}}} \quad (1.15)$$

— коэффициент, учитывающий потери на поглощение и отражение, и, тем самым, характеризующий эффективность или коэффициент полезного действия (КПД) антенны.

Заметим, что формула для КУ (1.13) не учитывает поляризационных потерь, которые, как правило, имеют место на практике. Для их учета полную ДН по мощности, стоящую в числителе (1.13), следует заменить на ДН по мощности только для заданной рабочей поляризации.

1.2. Модель в виде бесконечной решетки

Как уже отмечалось выше, в больших многоэлементных линейных и плоских решетках с регулярной сеткой влияние края на характеристики большинства элементов решетки пренебрежимо мало, и поэтому такие элементы можно считать частью бесконечной периодической структуры. Такая модель имеет важное значение, так как расчет полей в ней может быть сведен к их рассмотрению в пределах одной ячейки, что существенно упрощает задачу и в то же время позволяет выявлять различные эффекты, которые могут присутствовать в больших регулярных решетках.

1.2.1. Квазипериодическое возбуждение. Пусть на входы бесконечной решетки с сеткой, показанной на рис. 1.2, *a*, подаются сигналы одинаковой амплитуды, а фазы между соседними столбцами и соседними строками отличаются на Ψ_x и Ψ_y соответственно. Пусть в результате такого возбуждения, которое будем условно называть квазипериодическим, в пределах центральной ячейки ($m = n = 0$ на рис. 1.2, *a*) излучающей структуры формируется распределение плотности электрических и магнитных токов $\mathbf{j}^e(\mathbf{r})$ и $\mathbf{j}^m(\mathbf{r})$ по конечной области $V = V_{00}$. Отметим, что указанные распределения зависят также от Ψ_x и Ψ_y . Тогда, в силу периодичности структуры, распределение токов в других ячейках будет повторять амплитудно-фазовые соотношения для сигналов возбуждения, т. е. для токов в области V_{mn} , соответствующей ячейке (m, n) будет справедливо соотношение

$$\mathbf{j}_{mn}^{e,m}(\mathbf{r}) = \mathbf{j}^{e,m}(\mathbf{r} - \mathbf{p}_{mn})e^{im\Psi_x + in\Psi_y}. \quad (1.16)$$

Векторные потенциалы, соответствующие распределению электрических и магнитных токов (1.16) определяются формулой*

$$\mathbf{A}^{e,m}(\mathbf{r}) = \int_V \mathbf{j}^{e,m}(\mathbf{r}')G_P(\mathbf{r}, \mathbf{r}')dV,$$

где

$$G_P(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{ikR_{mn}}}{R_{mn}} e^{im\Psi_x + in\Psi_y} \quad (1.17)$$

— функция Грина для двумерно-периодических структур и

$$R_{mn} = |\mathbf{r} - \mathbf{r}' - \mathbf{p}_{mn}|.$$

Так как, (см., например, [3])

$$\begin{aligned} \frac{e^{ikR_{mn}}}{4\pi R_{mn}} &= \\ &= \frac{i}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\gamma} e^{i\alpha(x-x'-x_{mn})+i\beta(y-y'-y_n)+i\gamma|z-z'|} d\alpha d\beta, \quad (1.18) \end{aligned}$$

где $\gamma = (k^2 - \alpha^2 - \beta^2)^{1/2} = i(\alpha^2 + \beta^2 - k^2)^{1/2}$, а x_{mn} и y_n определяются формулами 1.8, то с помощью формулы суммирования Пуассона [4] суперпозицию сферических волн (1.17) можно представить в виде суперпозиции плоских волн

$$\begin{aligned} G_{\text{Р}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') &= \frac{i}{2d_x d_y} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\Gamma_{pq}} e^{i\alpha_p(x-x')+i\beta_{pq}(y-y')+i\Gamma_{pq}|z-z'|} = \\ &= \frac{i}{2} \sum_{p,q} \frac{1}{\Gamma_{pq}} \psi_{pq}(\mathbf{p}) \psi_{pq}^*(\mathbf{p}') e^{i\Gamma_{pq}|z-z'|}, \quad (1.19) \end{aligned}$$

где $\mathbf{p} = x\mathbf{e}_x + y\mathbf{e}_y$ и $\mathbf{p}' = x'\mathbf{e}_x + y'\mathbf{e}_y$ — проекции векторов \mathbf{r} и \mathbf{r}' на горизонтальную плоскость, и

$$\psi_{pq}(\mathbf{p}) = \frac{1}{\sqrt{d_x d_y}} e^{i\alpha_p x + i\beta_{pq} y}, \quad (1.20)$$

$$\begin{aligned} \Gamma_{pq} &= (k^2 - w_{pq}^2)^{1/2} = i(w_{pq}^2 - k^2)^{1/2}, \\ w_{pq} &= (\alpha_p^2 + \beta_{pq}^2)^{1/2}. \end{aligned} \quad (1.21)$$

Коэффициенты α_p и β_{pq} , имеющие смысл поперечных постоянных распространения, определяются из формул (1.10), в которых направляющие косинусы u_0 и v_0 связаны с фазами Ψ_x и Ψ_y формулами:

$$u_0 = \frac{\Psi_x}{kd_x}, \quad v_0 = \frac{1}{kd_y} \left(\Psi_y - \frac{d_s}{d_x} \Psi_x \right). \quad (1.22)$$

С использованием хорошо известных выражений для электрического и магнитного полей через векторные потенциалы [5]

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= -\frac{1}{i\omega\epsilon_0} [\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}^e) + k^2 \mathbf{A}^e] - \nabla \times \mathbf{A}^m, \\ \mathbf{H} &= -\frac{1}{i\omega\mu_0} [\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}^m) + k^2 \mathbf{A}^m] + \nabla \times \mathbf{A}^e, \end{aligned} \quad (1.23)$$

где ϵ_0 и μ_0 — электрическая и магнитная постоянные для свободного пространства, поля в пространстве над решеткой ($z \geq z'_{\text{max}}$,

где z'_{\max} — верхняя граница распределения источников) могут быть представлены в виде разложений по векторным волновым функциям (гармоникам Флоке)

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \eta_0 \sum_{p,q} [kT_{1pq}\Psi_{1pq}(\boldsymbol{\rho}) + \Gamma_{pq}T_{2pq}\Psi_{2pq}(\boldsymbol{\rho}) - w_{pq}T_{2pq}\psi_{pq}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{e}_z] e^{i\Gamma_{pq}z}, \quad (1.24)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \sum_{p,q} [\Gamma_{pq}T_{1pq}\Psi_{2pq}(\boldsymbol{\rho}) - kT_{2pq}\Psi_{1pq}(\boldsymbol{\rho}) - w_{pq}T_{1pq}\psi_{pq}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{e}_z] e^{i\Gamma_{pq}z}, \quad (1.25)$$

где $\eta_0 = (\mu_0/\varepsilon_0)^{1/2}$ — волновое сопротивление для свободного пространства,

$$\Psi_{1pq}(\boldsymbol{\rho}) = \frac{\beta_{pq}\mathbf{e}_x - \alpha_p\mathbf{e}_y}{w_{pq}} \psi_{pq}(\boldsymbol{\rho}), \quad (1.26)$$

$$\Psi_{2pq}(\boldsymbol{\rho}) = \frac{\alpha_p\mathbf{e}_x + \beta_{pq}\mathbf{e}_y}{w_{pq}} \psi_{pq}(\boldsymbol{\rho}) \quad (1.27)$$

— векторные функции для поперечно-электрических (*transversal electric* или сокращенно ТЕ) и поперечно-магнитных (*transversal magnetic* или ТМ) волн соответственно. Скалярная функция (1.20) и векторные функции (1.26) и (1.27) являются ортонормированными [6] так, что:

$$\int_0^{d_x} \int_0^{d_y} \psi_{pq}(\boldsymbol{\rho}) \psi_{p'q'}^*(\boldsymbol{\rho}) dx dy = \delta_{p'p} \delta_{q'q}, \quad (1.28)$$

$$\int_0^{d_x} \int_0^{d_y} \Psi_{j pq}(\boldsymbol{\rho}) \cdot \Psi_{j' p' q'}^*(\boldsymbol{\rho}) dx dy = \delta_{j'j} \delta_{p'p} \delta_{q'q}.$$

Амплитуды указанных пространственных гармоник в (1.24) и (1.25) определяются формулами:

$$T_{1pq}(u_0, v_0) = \frac{1}{2\Gamma_{pq}} \left(\frac{w_{pq}I_{zpq}^m - \Gamma_{pq}I_{2pq}^m}{\eta_0 k} - I_{1pq}^e \right), \quad (1.29)$$

$$T_{2pq}(u_0, v_0) = \frac{1}{2\Gamma_{pq}} \left(\frac{w_{pq}I_{zpq}^e - \Gamma_{pq}I_{2pq}^e}{k} + \frac{I_{1pq}^m}{\eta_0} \right), \quad (1.30)$$