

*Посвящается тем, кто сделал возможным написание книги
«Сканирующие антенные системы СВЧ»
(«Microwave Scanning Antennas»):*

Nicolas A. Begovich
Robert W. Bickmore
Jesse L. Butler
Lorne K. De Size
Robert S. Elliott
Richard C. Johnson
H.C. Ko
Wolfgang H. Kummer
Robert G. Malech
Donald L. Margerum
Arthur A. Oliner
Jack F. Ramsay
Joseph A. Vitale

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие к русскому изданию	12
Предисловие к первому изданию	14
Предисловие ко второму изданию	16
Глава 1. Введение	17
1.1. Антенные решетки — история вопроса	17
1.2. Системные факторы	17
1.3. Аннотированный список литературы	20
1.3.1. Литература по адаптивным антеннам	22
Литература	22
Глава 2. Основные характеристики антенных решеток	23
2.1. Линейные решетки с равномерным возбуждением	23
2.1.1. Диаграммы направленности	23
2.1.2. Ширина луча	26
2.1.3. Боковые лепестки	27
2.1.4. Дифракционные лепестки	28
2.1.5. Полоса пропускания	31
2.2. Плоские антенные решетки	33
2.2.1. Система координат антенных решеток	33
2.2.2. Ширина луча	34
2.2.3. Дифракционные лепестки: прямоугольная сетка	37
2.2.4. Дифракционные лепестки: гексагональная сетка	40
2.3. Управление лучом и лепестки квантования	42
2.3.1. Дискретность управления	42
2.3.2. Управление полосой пропускания	42
2.3.3. Размещение линий задержки	44
2.3.4. Лепестки квантования фазовращателей	46
2.3.5. Лепестки квантования подрешеток	51
2.3.6. Расфазирование лепестков квантования: перекрывающиеся подрешетки	53
2.4. Направленность	55
2.4.1. Направленность линейной антенной решетки	55
2.4.2. КНД антенной решетки, состоящей из коротких диполей	58
2.4.3. КНД антенной решетки, состоящей из резонансных элементов	59
2.4.4. КНД плоской антенной решетки	61
Литература	65
Глава 3. Синтез диаграмм направленности линейной антенной решетки	67
3.1. Введение	67
3.1.1. Выражения для диаграммы направленности	67
3.1.2. Физика и математика	69
3.1.3. Принципы расчета узких лучей, предложенные Тейлором	70
3.2. Антенные решетки Дольфа—Чебышева	71
3.2.1. Решетки с полуволновым шагом	71
3.2.2. Решетки с периодичностью, меньшей полуволновой	78
3.3. Однопараметрическое распределение Тейлора	79
3.3.1. Расчет однопараметрического распределения	79
3.3.2. Двухпараметрическое распределение Бикмора—Спелмайра	84
3.4. N-параметрическое амплитудное распределение Тейлора	85

3.5. Распределения с низким уровнем боковых лепестков	91
3.5.1. Сравнение распределений	91
3.5.2. Средний уровень боковых лепестков	94
3.6. N -параметрическое амплитудное распределение Вильнева	95
3.7. Разностные диаграммы направленности	98
3.7.1. Классические диаграммы направленности	98
3.7.2. Диаграммы направленности Бейлисса	101
3.7.3. Оптимизация суммарной и разностной диаграмм направленности	104
3.7.4. Дискретные распределения Золотарева	107
3.8. Форма огибающей боковых лепестков	109
3.9. Синтез диаграммы направленности специальной формы.	112
3.9.1. Синтез Вудворда—Лоусона (Woodward—Lawson)	112
3.9.2. Синтез Эллиотта	115
3.10. Неэквидистантные антенные решетки.	118
3.10.1. Статистический метод расчета	118
3.10.2. Специальное неэквидистантное расположение элементов.	123
3.10.3. Антенные решетки с минимальной избыточностью	124
Литература.	125
Глава 4. Синтез диаграмм направленности двумерных и круглых антенных решеток	128
4.1. Двумерные круглые антенные решетки	128
4.1.1. Плоские щелевые антенные решетки	128
4.1.2. Однопараметрическая диаграмма направленности Хансена	129
4.1.3. Диаграмма направленности при \bar{n} -параметрическом распределении Тейлора для круглых апертур.	133
4.1.4. Разностная диаграмма направленности при распределении Бейлисса для круглых апертур	138
4.1.5. Оптимизация разностной диаграммы направленности	142
4.2. Двумерные апертуры, отличные от круглых	144
4.2.1. Оптимизация диаграммы направленности двумерных решеток	144
4.2.2. Синтез диаграмм направленности с кольцевыми боковыми лепестками	145
Литература.	147
Глава 5. Элементы антенной решетки	149
5.1. Диполи	149
5.1.1. Тонкие диполи	149
5.1.2. Диполи типа «Bow-Tie» и «Open-Sleeve».	157
5.2. Щели в волноводе	159
5.2.1. Продольные щели в широкой стенке волновода.	161
5.2.2. Щели в боковой стенке волновода.	166
5.2.3. Щели в полосковой линии	167
5.2.4. Волноводы с открытым концом.	168
5.2.5. Волновод, встроенный в подложку (SIW).	168
5.3. Рупорные ТЕМ излучатели.	169
5.3.1. Эволюция рупорных ТЕМ излучателей	169
5.3.2. Расчет и конструирование рупорных излучателей.	172
5.3.3. Антенные решетки на основе ТЕМ рупоров.	173
5.3.4. Антенны миллиметрового диапазона	174
5.4. Микрополосковые печатные антенны и диполи	175
5.4.1. Модель в виде линии передачи	178
5.4.2. Модель резонатора и другие модели.	180
5.4.3. Микрополосковые антенны с пассивными элементами	181
5.4.4. Печатные антенны с симметричным питанием.	184
Литература.	185

Глава 6. Системы питания антенных решеток	191
6.1. Последовательные линии питания	191
6.1.1. Резонансные антенные решетки	192
6.1.1.1. Импеданс и полоса пропускания	192
6.1.1.2. Расчет антенной решетки на основе резонансных щелей	196
6.1.2. Антенные решетки бегущей волны	198
6.1.2.1. Частотное смещение максимума диаграммы направленности и условие единственности луча	198
6.1.2.2. Вычисление активной проводимости элемента	202
6.1.2.3. Расчет щелевой антенной решетки бегущей волны	206
6.1.3. Частотное сканирование	209
6.1.4. Сканирование с помощью фазовращателей	214
6.2. Параллельные линии питания	216
6.2.1. Объединенные линии питания.	216
6.2.2. Распределенные антенные решетки	217
6.3. Двумерные схемы питания	219
6.3.1. Антенные решетки с фиксированным положением луча	219
6.3.2. Антенные решетки с последовательным возбуждением.	221
6.3.3. Электронное сканирование в одной плоскости	221
6.3.4. Электронное сканирование в двух плоскостях	223
6.4. Оптические (фотонные) системы питания	230
6.4.1. Волоконно-оптические линии задержки	230
6.4.1.1. Двоичные линии задержки	230
6.4.1.2. Акусто-оптические переключаемые линии задержки	232
6.4.1.3. Модуляторы и фотодетекторы	233
6.4.2. Опволоконные линии задержки с разделением по длинам волн.	234
6.4.2.1. Линии задержки на основе диспергирующих оптических волокон.	234
6.4.2.2. Опволоконные линии задержки с решеткой Брэгга	235
6.4.2.3. Опволоконные линии задержки бегущей волны.	236
6.4.3. Устройства оптической задержки.	236
6.4.4. Оптическое преобразование Фурье	237
6.5. Систематические погрешности	237
6.5.1. Параллельные фазовращатели	238
6.5.2. Последовательные фазовращатели	239
6.5.3. Компенсация систематических погрешностей	240
Литература	240
Глава 7. Взаимная связь	244
7.1. Введение	244
7.2. Основные принципы сканирующих антенных решеток	244
7.2.1. Модель листа тока.	244
7.2.2. Свободное и вынужденное возбуждение.	246
7.2.3. Импеданс сканирования и диаграмма сканирования элемента	248
7.2.3.1. Сравнение диаграммы сканирования элемента на прием и передачу	252
7.2.3.2. Измерение импеданса сканирования	257
7.2.4. Антенны с минимальным рассеянием	257
7.3. Пространственные подходы к эффектам взаимной связи.	259
7.3.1. Классические виды связи	259
7.3.1.1. Взаимный импеданс диполей и щелей	259
7.3.1.2. Взаимный импеданс микрополосковых излучателей	263
7.3.1.3. Взаимный импеданс рупорных излучателей	264
7.3.2. Расчет на основе матрицы импедансов.	266
7.3.3. Дифракционные лепестки	267

7.4. Подходы в спектральной области	270
7.4.1. Диполи и щели	270
7.4.2. Микрополосковые антенные решетки	282
7.4.3. Печатные диполи	285
7.4.4. Печатные рупорные ТЕМ-излучатели	287
7.4.5. Имитаторы единичных ячеек	289
7.5. Компенсация эффектов сканирования и устранение углов ослепления	289
7.5.1. Углы ослепления	289
7.5.2. Компенсация сканирования	292
7.5.2.1. Уменьшение величины связи	292
7.5.2.2. Компенсация по цепям питания	294
7.5.2.3. Многомодовые элементы	295
7.5.2.4. Внешний волновой фильтр	299
Литература	300
Глава 8. Конечные антенные решетки	307
8.1. Методы анализа	307
8.1.1. Обзор	307
8.1.2. Конечно-бесконечные решетки	312
8.2. Характеристики сканирования малых решеток	315
8.3. Модель Гиббса конечно-бесконечной решетки	320
8.3.1. Особенности поведения импеданса при сканировании	320
8.3.2. Модели Гиббса конечных решеток	332
Литература	334
Глава 9. Сверхнаправленные антенные решетки	337
9.1. Историческая справка	337
9.2. Максимальная направленность антенной решетки	338
9.2.1. Направленность антенной решетки с фиксированным шагом в направлении нормали к раскрытию	338
9.2.2. Направленность АР при стремлении межэлементного расстояния к нулю	340
9.2.3. Направленность антенных решеток продольного (осевого) излучения	341
9.2.4. Ширина полосы, эффективность и допуски	343
9.3. Оптимизация с ограничениями	350
9.3.1. Сверхнаправленность Дольфа—Чебышева	350
9.3.2. Ограничение Q или допусков	357
9.4. Согласование сверхнаправленных решеток	359
9.4.1. Увеличение потерь распределительной системы	359
9.4.2. Решетки с использованием высокотемпературных сверхпроводников (High-Temperature Superconductors — HTS)	361
Литература	361
Глава 10. Многолучевые антенны	364
10.1. Введение	364
10.2. Устройства формирования лучей	364
10.2.1. Схемы диаграммообразующих устройств	364
10.2.1.1. ДОУ на основе делителей	364
10.2.1.2. Матрица Батлера	365
10.2.1.3. Матрицы Бласса и Нолена	369
10.2.1.4. Двумерные диаграммообразующие устройства	371
10.2.1.5. Двумерная матрица МакФарленда	371
10.2.2. Линзы	374
10.2.2.1. Диаграммообразующее устройство — линза Ротмана	374
10.2.2.2. Двумерные фидерные линзы	388
10.2.2.3. Купольные линзы	393
10.2.2.4. Другие линзы	395

10.2.3. Цифровое формирование лучей	397
10.3. Низкие боковые лепестки и интерполяция лучей	398
10.3.1. Методы снижения боковых лепестков	398
10.3.1.1. Чередующиеся лучи	398
10.3.1.2. Резистивное спадание	399
10.3.1.3. Формирование низких боковых лепестков схемами с потерями	399
10.3.1.4. Суперпозиция лучей	402
10.3.2. Схемы интерполяции луча	403
10.4. Ортогональность лучей	405
10.4.1. Ортогональные лучи	405
10.4.1.1. Понятие ортогональности	405
10.4.1.2. Ортогональность распределений	406
10.4.1.3. Ортогональность решеток	409
10.4.2. Эффекты неортогональности	409
10.4.2.1. Потери эффективности	409
10.4.2.2. Изменения боковых лепестков	411
Литература	414
Глава 11. Конформные антенные решетки	418
11.1. Введение	418
11.2. Кольцевые решетки	419
11.2.1. Непрерывная кольцевая антенна	419
11.2.2. Дискретная кольцевая решетка	422
11.2.3. Синфазное возбуждение луча	425
11.3. Антенные решетки на цилиндрической поверхности	430
11.3.1. Диаграммы щелевых элементов	430
11.3.2. Диаграмма направленности антенной решетки	432
11.3.2.1. Дифракционные лепестки	434
11.3.2.2. Основные лепестки	439
11.3.2.3. Цилиндрическая деполяризация	442
11.3.3. Взаимная проводимость щели	442
11.3.3.1. Модальные ряды	444
11.3.3.2. Данные о полной проводимости	448
11.3.4. Диаграмма сканирования элемента	450
11.4. Секторные решетки на цилиндрах	452
11.4.1. Диаграммы и направленность	452
11.4.2. Сравнение планарных (плоских) и секторных решеток	454
11.4.3. Аппаратурная реализация кольцевой и цилиндрической решеток	457
11.5. Решетки на конусах и сферах	460
11.5.1. Конические решетки	461
11.5.1.1. Сетки на конусе	464
11.5.1.2. Коническая деполяризация и координатные системы	466
11.5.1.3. Проекционный синтез	473
11.5.1.4. Диаграммы направленности и взаимная связь	473
11.5.1.5. Эксперименты с коническими решетками	474
11.5.2. Сферические решетки	474
Литература	476
Глава 12. Связанные решетки	482
12.1. История связанных решеток	482
12.2. Принципы работы связанной решетки	483
12.3. Токи в связанных диполях	483
12.3.1. Результаты моделирования: фазы тока	484
12.3.2. Результаты моделирования: амплитуды тока	485
12.3.3. Результаты моделирования: коэффициент усиления элемента (SEP)	491

12.4. Соединение элементов посредством реактивного сопротивления	491
12.5. Развитие принципа связанных решеток.	493
Литература.	494
Глава 13. Отражательные и переизлучающие антенные решетки	495
13.1. Отражательные антенные решетки	495
13.1.1. История отражательных антенных решеток	495
13.1.2. Геометрические соотношения	496
13.1.3. Элементы отражательных решеток	497
13.1.4. Фазирование элементов	497
13.1.5. Ширина полосы.	500
13.1.6. Развитие отражающих решеток.	501
13.2. Переизлучающие антенные решетки	502
13.2.1. История переизлучающих антенных решеток	502
13.2.2. Последние достижения	503
13.2.3. Современные виды применения	506
Литература.	507
Глава 14. Зеркальные антенные решетки	511
14.1. Решетки, размещенные в фокальной плоскости	511
14.1.1. Поля в фокальной плоскости и кома	511
14.1.2. Восстановление потерь сканирования, вызванных комой	516
14.1.3. Ограничения по коррекции комы.	517
14.2. Электромагнитная оптика ближнего поля	517
14.2.1. Антенна Кассегрена ближнего поля	517
14.2.1.1. Системные требования и ограничения	522
14.2.2. Антенна Грегори ближнего поля.	522
Литература.	525
Глава 15. Измерения и допуски	527
15.1. Измерение диаграмм направленности антенн с низким уровнем боковых лепестков	527
15.2. Диагностика антенной решетки	530
15.3. Волноводные имитаторы	532
15.4. Допуски в антенных решетках	538
15.4.1. Снижение направленности и увеличение среднего уровня боковых лепестков.	539
15.4.2. Ошибка установки луча	541
15.4.3. Пиковые значения боковых лепестков	541
Литература.	543
Список понятий и сокращений	546
Предметный указатель	548
WILEY SERIES IN MICROWAVE AND OPTICAL ENGINEERING.	554
Монографии отечественных авторов, посвященные в существенной степени антенным решеткам	559

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Настоящая книга написана Робертом С. Хансеном (R. C. Hansen) — известным ученым в области антенной науки и техники, автором и редактором многих монографий, в частности, трехтомника «Microwave Scanning Antennas», выпущенного издательством Academic Press в 1964-1966 годах. Переведенная на русский язык под названием «Сканирующие антенные системы СВЧ» монография стала настольной книгой для специалистов.

Цель данной книги — представить полное и обширное рассмотрение фазированных антенных решеток путем дополнения и обновления соответствующих разделов предыдущего издания. Следует отметить, что автор придерживается характера изложения материала, ориентированного в первую очередь на специалистов в области теории и техники ФАР.

Сферой охвата книги являются все типы антенных решеток (АР), кроме адаптивных. Последовательно обсуждены основные характеристики линейных и плоских антенных решеток (глава 2), рассмотрены методики расчета и синтеза диаграмм направленности линейных, двумерных и круглых антенных решеток (главы 3, 4). Элементы с низким коэффициентом усиления, используемые в антенных решетках, затрагиваются в главе 5, а системы питания АР — в главе 6. В главах 7, 8 исследованы фундаментальные основы взаимной связи между элементами, основные методы анализа характеристик АР в пространственной (поэлементный подход) и в спектральной областях (периодические ячейки), а также краевые эффекты конечной АР. Сверхнаправленность АР — направленность более высокая, чем направленность, получаемая для решетки той же длины и с равномерным возбуждением излучателей, рассмотрена в главе 9.

Темой главы 12 являются связанные решетки, состоящие из диполей, чьи плоские торцы соединены вместе проводниками или импедансами; такие АР позволяют расширить рабочую полосу пропускания. В главе 13 рассмотрены отражательные антенные решетки, которые иногда являются заменой фазированных решеток и малых зеркальных антенн, обеспечивая более компактные габариты и более простую схему возбуждения.

В процессе перевода сохранен стиль, терминология и обозначения автора. В частности, наряду с классическим термином «уровень боковых лепестков (УБЛ)» (в англоязычной транскрипции Sidelobe Level — SLL) широко используется обратная УБЛ величина, определяемая как отношение уровня луча к уровню бокового лепестка (в англоязычной транскрипции Sidelobe Ratio — SLR). Автором введен термин «диаграмма сканирования элемента» (Scan Element Pattern — SEP), ранее, по мнению автора, неудачно называемая «диаграммой направленности активного элемента», и т.п.

Ссылки на литературу и представленные рисунки скорректированы в соответствии с правилами, принятыми в отечественной литературе. Обнаружены и устранены некоторые ошибки в формулах, а также на рисунках. Поскольку перед специалистами всегда стоит вопрос «куда идти?» (а в книге ответ на этот вопрос отсутствует), отметим три превосходные книги, в которых (пусть и в

малой степени) намечены горизонты развития антенной науки и техники, включая антенные решетки:

— *Frontiers in antennas: next generation design & engineering*. Ed. Frank B. Gross. — McGraw-Hill, 2011, pp.526.

— *Modern antenna handbook*. Ed. C. A. Balanis. — John Wiley & Sons, 2008, pp.1680.

— *Phased array antennas: floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems*. A. Bhattacharyya, Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2006, pp.516.

В данной книге в основном использованы работы зарубежных авторов, однако будет нелишне отметить, что вклад отечественных авторов в теорию и технику антенных решеток несомненен. Поэтому дополнительно в книге приведен список основных монографий отечественных авторов, посвященных в существенной степени антенным решеткам. Так, например, первой работой по получению устойчивых, практически реализуемых амплитудно-фазовых распределений при решении смешанных задач синтеза была монография [2], а теоретические и конструкторско-технологические проблемы создания одной из первых бортовых антенных систем с электронным управлением лучом представлены в [18].

Перевод книги на русский язык инициирован ОАО «НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова». Именно в этом институте впервые в мировой практике была разработана бортовая ФАР для СУВ «Заслон» истребителя МИГ-31. На современном этапе развития теории и техники антенных систем с электронным управлением лучом и радаров на их основе в НИИП созданы образцы ФАР и АФАР, соответствующие передовому мировому уровню. Это достигнуто благодаря эффективной работе большой группы специалистов в области СВЧ-устройств, антенн и радаров и высокотехнологичной научной, производственной и испытательной базы.

В перевод книги значительный труд вложили сотрудники ОАО «НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова»: П.А. Агеев, И.А. Балина, С.Е. Гаврилова, А.Н. Грибанов, В.И. Гриднев, В.Н. Епишкина, В.А. Митин, В.А. Никиточкина, Р.Д. Позднякова, М.Г. Струнский, Б.П. Ястребов, переводчик Е.В. Плящечник и особенно, профессор МАИ д.т.н. А.Ю. Гринев со своими сотрудниками.

Книга предназначена научным работникам и инженерам, занимающимся исследованиями и разработками антенных решеток, а также студентам и аспирантам, специализирующимся в области антенн и устройств СВЧ. Книга также представляет интерес для широкого круга специалистов, прежде всего тем, что в ней представлена обширная информация о различных типах антенных решеток и их характеристиках.

А.И. Синани

ПРЕДИСЛОВИЕ К ПЕРВОМУ ИЗДАНИЮ

Хотя история антенных решеток насчитывает уже много лет, последние два десятилетия стали временем полного развития возможностей как их расчета, так и использования больших сложных антенных решеток. Радары, в которых используются антенные решетки с электронным перемещением луча, получили широкое применение, начиная от диспетчерских служб аэропортов до систем обнаружения и сопровождения ракет; хорошо известны названия американских военных систем, таких как Aegis, Patriot и Pave Paws. В этой книге дается всестороннее рассмотрение всех аспектов фазированных антенных решеток, сильно изменившихся со времен издания предыдущей, единственной в данной области работы «Сканирующие антенные системы СВЧ», которая вышла в свет в 1966 году. Наиболее примечательным стало параллельное развитие недорогих вычислительных средств и теоретических разработок применительно почти ко всем аспектам проектирования фазированных антенных решеток. Особое значение придается алгоритмам расчета, пригодным для компьютерных систем, при этом все главы содержат большое число рекомендаций и коротких алгоритмов. В работе реализован двойной подход к предмету — с точки зрения проектировщика и исследователя антенных решеток.

В главе 2 продолжено рассмотрение основных характеристик антенных решеток, включая боковые лепестки, лепестки квантования, диапазон частот и коэффициент направленного действия, начатое во вводной главе. Высокоэффективные методы синтеза линейной апертуры и антенных решеток, включая использование суммарной и разностной диаграмм направленности, описаны в главе 3. В главе 4 рассмотрен синтез плоских антенных решеток. В главе 5 рассматриваются элементы антенной решетки, включающие не только классические диполи и щели, но также ТЕМ рупоры и микрополосковые излучатели. В главе 6 исследуются системы возбуждения линейных и плоских антенных решеток, как с неподвижным лучом, так и сканирующих, включая оптические линии задержки и системы возбуждения. На рабочие характеристики антенной решетки оказывает сильное влияние взаимный импеданс. В главе 7 исследуются способы его расчета для различных элементов антенных решеток и подробно рассматриваются способы вычисления рабочих характеристик антенных решеток с учетом взаимодействия. В их числе методы единичной ячейки, спектрального момента, матрицы импедансов конечной решетки и методы, учитывающие рассеяние. Конечные антенные решетки рассматриваются в главе 8 с учетом недавно разработанных моделей Гиббса. Следующая, 9-я глава представляет собой обширный обзор по сверхнаправленным антенным решеткам, важной особенностью которого являются выводы, касающиеся использования в антеннах высокотемпературных сверхпроводников. В главе 10 проводится сравнение многолучевых антенных решеток и облучателей зеркальной антенны с многолепестковой диаграммой направленности.

Здесь рассматриваются также одно- и двумерные линзы Батлера и Ротмана и практическое применение ортогональности лучей. Затем рассматриваются конформные антенные решетки, от кольцевых до конических; в эту главу

включено много ранее не опубликованного материала. Наконец, в главе 12 обсуждаются вопросы диагностики антенных решеток, подробно рассматриваются волноводные модели и допуски на параметры антенных решеток. В каждой главе приводятся многочисленные ссылки на архивную литературу, содержащую дополнительные данные.

РОБЕРТ С. ХАНСЕН

Тарзана, Калифорния

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Со времени выхода первого издания книги внимание специалистов привлекло несколько специализированных типов фазированных антенных решеток. Антенные решетки на основе связанных диполей обеспечивают более широкую полосу пропускания по сравнению с обычными антенными решетками; они подробно обсуждаются в главе 12 (глава 12 прежнего издания теперь публикуется как глава 15). Отражательные решетки характеризуются меньшей стоимостью изготовления по сравнению с фазированной антенной решеткой. А ретрансляционные антенные решетки предоставляют интересные возможности для каналов связи. Обе эти технологии рассмотрены в главе 13. Комбинация рефлекторов и антенных решеток рассматривается в главе 14 как для антенных решеток с расположением в фокальной плоскости с учетом коррекции комы, так и для ближнего поля антенн Кассегрена и Грегори.

Обновления и дополнения коснулись следующих разделов: варианты распределения времени задержки для антенных решеток с общим возбуждением; фундаментальные ограничения на искусственные магнитопроводы; замена прямоугольного волновода волноводом, интегрированным в подложку; антенны для диапазона 60 ГГц и выше; соответствия импедансных характеристик рабочим характеристикам и ограничениям, включая ограничения по критерию Боде; обработка вычислений и измерений импеданса сканирования и диаграммы направленности элемента при сканировании; и наконец, комментария, касающегося полностью перекрывающихся подрешеток.

ГЛАВА I

ВВЕДЕНИЕ

1.1. Антенные решетки — история вопроса

Два предвоенных десятилетия (1920—40 гг.) и военный период характеризуются большой активностью в области теоретических и экспериментальных исследований антенных решеток (АР); интерес к АР возобновился в начале 1960-х.

Заметным событием стал выпуск издательством Academic Press трехтомника «Сканирующие антенные системы СВЧ» (*Microwave Scanning Antennas — MSA*), 1-й том которого вышел в 1964-м, а 2-й и 3-й тома — в 1966 году. Эта работа была первым обширным обзором по фазированным АР (ФАР), с акцентом на теорию взаимной связи, которая лежит в основе расчета всех характеристик АР.

Цель данной книги — представить полное и обширное рассмотрение ФАР путем дополнения и обновления соответствующих разделов *MSA*. Сферой охвата книги являются все типы АР, кроме адаптивных, которым посвящено несколько превосходных книг (см. ссылки в конце главы). Поскольку большинство АР работает на частотах, позволяющих считать расстояние между антенной и землей достаточно большим для устранения влияния земли на внутренние параметры АР, все решетки предполагаются находящимися в свободном пространстве. Активные АР, то есть решетки, содержащие активные элементы, не рассматриваются, равно как и связанные с ФАР СВЧ компоненты схем, за исключением фазовращателей, которые обсуждаются вкратце. Предполагается также, что все элементы АР идентичны, хотя согласование импедансов может изменяться в зависимости от положения элемента.

Существует смысловая трудность при использовании фразы «фазированная антенная решетка». Для некоторых людей это словосочетание предполагает управление положением луча или сканирование. Однако для других все АР являются фазированными; синфазные АР с неподвижным лучом тоже фазированные. Имеются и более важные терминологические вопросы; они рассматриваются далее.

1.2. Системные факторы

Важными параметрами АР для разработчика системы являются диаграмма направленности антенны, зависимость коэффициента усиления от угла сканирования, входной импеданс элемента и КПД. Для всех эквидистантных АР диаграмма направленности задается произведением диаграммы направленности элемента и множителя изотропной АР, в которой излучатели являются все-

направленными. Однако возбуждение элементов должно быть таким же, как и для реальной АР. Как показано ниже, оно определяется путем решения уравнений, учитывающих собственный и взаимный импедансы элементов решетки или матрицу ее комплексной проводимости. Вообще говоря, все элементы АР имеют разные входные импедансы. Для АР с неподвижным лучом они называются «встроенными импедансами»; использование устаревшего и вводящего в заблуждение термина «активный импеданс» не рекомендуется. У элементов сканирующей АР не только различные импедансы, но каждый из них изменяется в зависимости от угла сканирования. Эти входные импедансы элементов называются *импедансами сканирования* (scan impedance).

Зависимость коэффициента усиления элемента антенной решетки от углов сканирования называется *диаграммой сканирования элемента* (Scan Element Pattern — SEP), ранее неудачно называемый диаграммой направленности активного элемента. *Диаграмма сканирования элемента* представляет собой чрезвычайно полезный конструктивный параметр. Диаграмма направленности элемента и эффекты взаимосвязи включены в определение SEP; полная диаграмма направленности излучения является произведением *диаграммы сканирования элемента* и диаграммы направленности решетки изотропных элементов при сканировании под соответствующим углом. Множитель изотропной АР включает эффекты влияния размера и сетки АР, тогда как *диаграмма сканирования элемента*, как отмечалось, включает диаграмму направленности излучателя, влияние заднего экрана, если он используется, и эффект взаимного влияния элементов. Поскольку *диаграмма сканирования элемента* представляет собой огибающую зависимости коэффициента усиления АР от углов сканирования, она точно указывает проектировщику коммуникационной системы или радара, как функционирует антенная решетка при сканировании, имеются ли углы ослепления и эффективно ли конкретное значение угла сканирования. *Диаграмма сканирования элемента* используется для получения коэффициента усиления антенны в стандартных энергетических уравнениях радиолокации. У бесконечной антенной решетки SEP для всех элементов одна и та же, тогда как в конечной решетке у каждого элемента имеется различное окружение, так что SEP является параметром всей АР. Использование *диаграмм сканирования элементов* бесконечной АР позволяет вычлнить вклад этих диаграмм и краевых эффектов в рабочие характеристики АР. Формулы для *диаграмм сканирования элементов* как конечной, так и бесконечной АР выводятся далее; краевые эффекты также обсуждаются ниже.

При обратном рассеянии от АР аналогичным параметром является *диаграмма сканирования элемента при рассеянии* (Scattering Scan Element Pattern — SSEP). Этот параметр характеризует интенсивность поля, рассеиваемого элементом АР, при возбуждении АР падающей плоской волной. Он отличается от SEP, связывающей интенсивность поля излучения с полной мощностью излучения. Соотношение между интенсивностью переизлученного поля и интенсивностью падающего поля определяется эффективной отражающей поверхностью (RCS) с учетом коэффициента $4\pi R^2$. SSEP представляет собой отношение интенсивностей переизлученного и падающего излучения; при этом удобно использовать нормировку к значению в направлении, перпенди-

кулярном раскрытии антенны. Как и для излучающей АР, влияние конечного размера рассеивающей АР и краевых эффектов разделяется, поэтому SSEP устанавливает связь между эффектами влияния конструкции элементов и сеткой АР. Впоследствии это может быть использовано при расчете типа элементов и сетки; учет особенностей, обусловленных размером АР, производится просто путем умножения на коэффициент для изотропной антенной решетки. Конечно, SSEP связана с диаграммой направленности RCS. Ее можно рассматривать как диаграмму направленности RCS одной элементарной ячейки АР. Системные факторы также проявляются при использовании АР в широкополосных приложениях (без несущей).

Основное энергетическое уравнение для однонаправленного распространения (системы связи), написанное без явной зависимости от длины волны, имеет вид

$$P_r = \frac{P_t G A_e}{4\pi R^2}, \quad (1.1)$$

где, как обычно, P_r и P_t — принимаемая и излучаемая мощность, R — радиус действия, а G и A_e — коэффициент усиления одной антенны и эффективная поверхность другой. Как коэффициент усиления, так и эффективная поверхность включают коэффициент рассогласования импеданса — $(1-|\Gamma|^2)$. Предполагается, что P_t фиксировано и не зависит от частоты. Если произведение GA_e в интересующем частотном диапазоне относительно постоянно, то поступающий сигнал не имеет существенной дисперсии, при условии что антенна и соответствующий фазовый элемент также имеют стабильные параметры [2]. В противном случае может возникать значительная дисперсия.

При поверхностном взгляде на АР можно предположить, что плоская решетка представляет собой антенну с постоянным значением эффективной поверхности. Однако коэффициент усиления эквидистантной АР из элементов с малым усилением при увеличении частоты возрастает, начиная со значения, соответствующего номинальной полуволновой периодичности, до тех пор, пока не появится первый дифракционный лепесток, после чего коэффициент усиления возвращается к первоначальному уровню. Дальнейшее увеличение частоты вызывает дополнительный рост коэффициента усиления, сопровождающийся его падениями по мере появления дифракционных максимумов решетки. В конечном итоге коэффициент усиления АР в широкой полосе пропускания в лучшем случае примерно постоянен и равен значению, соответствующему полуволновой периодичности [1]. Здесь не учитывается эффект рассогласования импедансов встроенных элементов при изменении частоты — явление, дополнительно сильно уменьшающее коэффициент усиления. Таким образом, эквидистантная АР не способна компенсировать дисперсию. Решетка с псевдослучайной периодичностью при увеличении частоты не обнаруживает регулярных дифракционных лепестков. В правильно спроектированной неэквидистантной АР доля мощности, содержащаяся в боковых лепестках, примерно постоянна, таким образом, коэффициент усиления при изменении частоты примерно постоянен. Более существенен, однако, тот факт, что для достижения даже умеренно низких уровней боковых лепестков необходимо очень большое количество элементов. Таким образом, эти типы

АР также не пригодны для компенсации дисперсии. Антенные решетки, состоящие из элементов с более высоким коэффициентом усиления, кроме того, обладают дисперсией, обусловленной самими элементами, и еще менее пригодны для данных целей.

1.3. Аннотированный список литературы

Антенные решетки описываются во многих учебниках, но в данный перечень включены книги и обзоры, в которых фазированные АР рассматриваются всесторонне.

Microwave Scanning Antennas, R. C. Hansen, Ed., 3 vols., Academic Press, 1964, 1966 [Peninsula Publishing, 1985, 442 pp., 400 pp., 422 pp.].

Это первая подробная работа по ФАР все еще остается весьма полезной. В томе 1 имеется глава, в которой рассматривается распределение поля в раскрыве. Том 2 содержит теорию АР и анализ бесконечной и конечной решеток; вероятно, первую разработку метода анализа спектрального представления для АР. В 3-м томе рассматриваются фидерные системы питания, частотное сканирование и многолепестковые диаграммы, создаваемые многолучевыми матрицами Батлера.

Proceedings of the 1964 RADC Symposium on Electronically Scanned Array Techniques and Applications, report RADC-TDR-64-225, AD-448 481.

Сюда вошли ранние работы, посвященные погрешностям квантования фазы, ферритовым и полупроводниковым фазовращателям и матрицам формирования луча.

The Theory and Design of Circular Antenna Arrays, James D. Tillman, University of Tennessee Engineering Experiment Station, 1966, 235 pp.

В этой монографии по кольцевым АР анализ импеданса и диаграммы направленности проводится с помощью последовательной теории азимутальных мод. Обсуждаются также вопросы сканирования АР.

Proceedings of the 1970 NELC Conformal Array Conference, TD-95, Naval Electronics Lab. Center, AD-875 378.

В статьях конференции рассматриваются как кольцевые, так и цилиндрические АР с точки зрения их теории и применений.

Phased Array Antennas, A. A. Oliner and G. H. Knittel, Artech, 1972, 381 pp.

Сборник трудов симпозиума по ФАР. Включено много работ, касающихся вычисления импеданса, углов ослепления и т.д., а также практических аспектов, таких как компенсация при сканировании, фидерное возбуждение и фазирование.

Theory and Analysis of Phased Array Antennas, N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, Wiley—Interscience, 1972, 443 pp.

Рассматриваются решетки волноводных излучателей. Широко используется метод спектрального представления. Приводятся решения уравнений для малых конечных АР в терминах мод и элементов. Эта работа — одно из первых использований многомодового спектрального анализа.

Proceedings of the 1972 NELC Array Antenna Conference, TD-155, 2 Parts, Naval Electronics Lab. Center, AD-744 629, AD-744 630.

Содержится много работ, касающихся вопросов технологии антенных решеток и компонентов, адаптивных и конформных антенных решеток.

Theory and Application of Antenna Arrays, M. T. Ma, Wiley—Interscience, 1974, 413 pp.

Рассматривается синтез антенных решеток с неподвижным лучом и многочисленными примерами антенных решеток. Существенную часть книги занимает описание эффекта влияния земли на характеристики антенных решеток.

Conformal Antenna Array Design Handbook, R. C. Hansen, Ed., Naval Air Systems Command, 1982, AD-A110 091.

В отчете подводятся итоги десятилетней работы по цилиндрическим и коническим щелевым АР, выполненной при поддержке NAVAIR (Naval Air Systems Command — Командование авиационных систем ВМС США) и включающей использование алгоритмов взаимного импеданса.

Antenna Theory and Design, R. S. Elliott, Prentice-Hall, 1981, 594 pp.

Превосходный источник информации по анализу и синтезу волноводно-щелевых антенных решеток. Подробно рассматривается форма огибающей боковых лепестков.

The Handbook of Antenna Design, A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, and P. Knight, Eds., IEE/Peregrinus, 1983, vol. 2, 945 pp.

В справочник включены главы по линейным, плоским, конформным и кольцевым АР и обработке сигналов на выходе АР. Содержит исчерпывающие данные, касающиеся анализа и синтеза АР с учетом эффектов взаимного влияния.

Proceedings of the 1985 RADC Phased Array Symposium, H. Steyskal, Ed., report RADC-TR-85-171, AD-A169 316.

Данный сборник содержит, в частности, работы по микрополосковым и адаптивным антенным решеткам и импедансу сканирования. Второй том имеет ограниченное распространение.

Antenna Handbook, Y. T. Lo and S. W. Lee, Van Nostrand Reinhold, 1988.

В справочник входят главы по теории АР, щелевым решеткам, эквидистантным и неэквидистантным АР, практическим аспектам АР и многолучевым решеткам.

Antenna Engineering Handbook, R. C. Johnson and H. Jasik, McGraw-Hill, 1993.

Обновленный выпуск старого классического справочника содержит главы по теории АР, щелевым решеткам, частотному сканированию, фазированным и конформным АР.

Phased Array Antenna Handbook, R. J. Mailloux, Artech, 1994, 534 pp.

В данном специализированном руководстве освещается большинство тем, касающихся АР, с акцентом на их анализе и синтезе. В одной из глав описываются некоторые виды сканирующих решеток и АР с линиями задержки.

Phased Array-Based Systems and Applications, N. Fourikis, Wiley—Interscience, 1997.

В книге выделен системный аспект использования АР.

1.3.1. Литература по адаптивным антеннам

Compton, R. T., Jr., *Adaptive Antennas*, Prentice-Hall, 1988.

Hudson, J. E., *Adaptive Array Principles*, IEE/Peregrinus, 1981.

Monzingo, R. A. and Miller, T. W., *Introduction to Adaptive Arrays*, Wiley, 1980.

Widrow, B. and Stearns, S. D., *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.

Литература

1. Hansen, R. C., «Comparison of Square Array Directivity Formulas», *Trans. IEEE*, Vol. AP-20, Jan. 1972, pp. 100—102.
2. Hansen, R. C. and Libelo, L. F., «Wideband Dispersion in Baseband Systems», *Trans. IEEE*, Vol. AES-31, July 1995, pp. 881—890.

ГЛАВА 2

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В главе рассматриваются основные характеристики линейных и плоских антенных решеток, имеющих, главным образом, равномерное возбуждение. Теория и методики расчета конструкции антенных решеток, обладающих остро-направленным лучом, диаграммой направленности с низким уровнем боковых лепестков или лучом специальной формы, подробно описываются в главе 3. Импедансные эффекты, обусловленные взаимным влиянием элементов решетки, рассматриваются в главе 7. В главе рассмотрены такие характеристики, как диаграмма направленности, ширина луча, полоса пропускания, структура боковых, дифракционных лепестков и лепестков квантования, а также направленность антенных решеток.

2.1. Линейные решетки с равномерным возбуждением

2.1.1. Диаграммы направленности

Возбуждение антенной решетки обычно описывается распределением амплитуд и фаз в каждом элементе. Это дискретное распределение часто называется апертурным распределением, где апертуру образует дискретная антенная решетка. Диаграмма излучения в дальней зоне представляет собой просто дискретное пространственное Фурье-преобразование от апертурного распределения антенной решетки. Диаграмма направленности антенной решетки представляет собой произведение диаграммы направленности отдельного элемента и множителя направленности изотропной решетки. При этом используют модель «вынужденного возбуждения» элементов АР, при котором фиксировано требуемое апертурное распределение.

Чаще встречается ситуация «свободного возбуждения», когда все параметры управления элементами фиксированы, а возбуждение элементов определяется *изменением импеданса элементов при сканировании*. Этот вопрос подробно обсуждается в главе 7. Здесь рассматривается только антенная решетка с вынужденным возбуждением, у которой возбуждение элементов постоянно по амплитуде, но может иметь управляемую фазу.

В разделе используются обозначения, общепринятые в литературе по антеннам, где λ — длина волны, d — межэлементное расстояние, $k = 2\pi/\lambda$, а u — угловая переменная. Она определяется выражением $u = (\sin\theta - \sin\theta_0)$ где θ_0 — угол сканирования. В этой главе рассмотрены эквидистантные решетки (с рав-

ным расстоянием между элементами); неэквидистантные антенные решетки обсуждаются в главе 3.

Несмотря на то, что ось системы координат проще разместить в центре линейной антенной решетки, при этом возникают сложности, обусловленные наличием четного или нечетного числа элементов. Рассмотрим более общий случай, при котором начало системы координат находится на одном из концов антенной решетки, как показано на рис. 2.1. Диаграмма направленности для изотропных элементов, иногда называемая пространственным множителем направленности АР, имеет вид

$$F(u) = \sum A_n \exp[jkd(n-1)u], \tag{2.1}$$

где A_n — комплексный коэффициент возбуждения, который в большей части данного раздела принимается как постоянная величина.

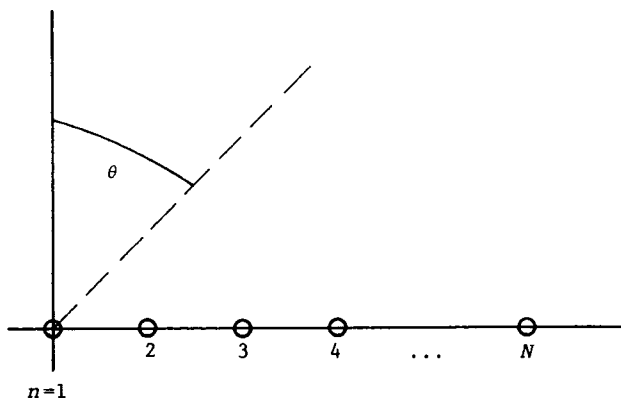


Рис. 2.1. Геометрия линейной антенной решетки

При равномерном амплитудном возбуждении диаграмму направленности АР можно представить в виде произведения действительной части диаграммы направленности на экспоненциальную функцию, характеризующую фазовую характеристику линейной АР

$$F(u) = \exp \left[j \frac{1}{2} (N - 1) kdu \right] \frac{\sin \frac{1}{2} Nkdu}{N \sin \frac{1}{2} kdu}. \tag{2.2}$$

Межэлементная разность фаз составляет $kd \sin \theta_0$. Изменяя этот фазовый сдвиг, можно управлять положением луча. На рис. 2.2 изображены диаграммы направленности двух изотропных элементов, полученные при различных межэлементных расстояниях между ними по горизонтали и начальных фазовых сдвигах [18].

Чаще всего линейные антенные решетки проектируются в расчете на формирование узкого луча. На рис. 2.3 показано, как изменяется луч при сканировании. В отсутствие сканирования узкий луч является всенаправленным в плоскости, перпендикулярной оси антенной решетки (в поперечной плоско-

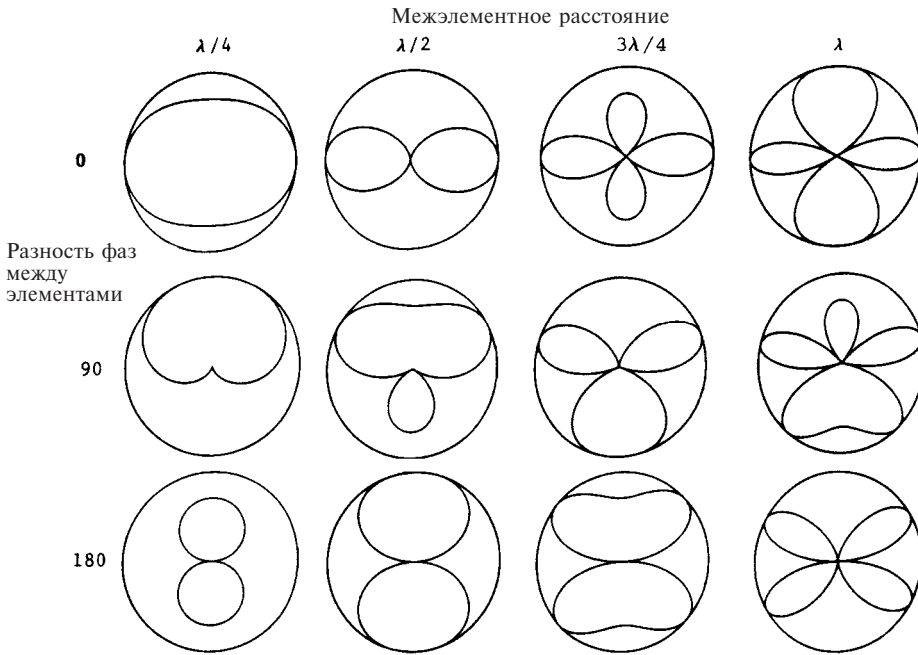


Рис. 2.2. Диаграммы направленности двухэлементной антенной решетки

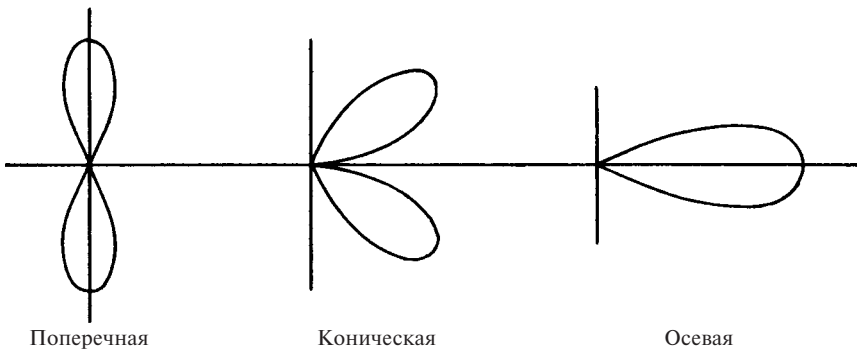


Рис. 2.3. Диаграммы направленности линейной антенной решетки

сти). При сканировании форма луча из поперечной («дискообразной») становится конической, как показано на среднем рисунке. Когда точка на диаграмме, соответствующая значению -3 дБ приближается к направлению 90° , возникает особая ситуация. При дальнейшем сканировании в луче по-прежнему присутствуют два максимума, и при расчете по внешним точкам уровня луча по -3 дБ «ширина луча» становится вдвое большей. Наконец, при излучении вдоль оси образуется один узкий луч. Таким образом, линейная антенная решетка при поперечном излучении обладает направленными свойствами только в одном измерении, в то время как при излучении вдоль оси — обладает направленными свойствами в двух. В результате можно ожидать, что при излучении вдоль оси ширина луча будет больше, что и будет показано далее.

2.1.2. Ширина луча

Точки по уровню половинной мощности на диаграмме направленности антенной решетки с равномерным возбуждением определяются из уравнения

$$\sin \frac{1}{2} N k d u_3 / (N \sin \frac{1}{2} k d u_3) = \sqrt{0,5}.$$

На рис. 2.4 представлены его решения как функция числа элементов антенной решетки. Для $N \geq 7$ отклонение значений нормированной ширины луча Nu_3 по сравнению с многоэлементной АР составляет менее 1%, а для $N = 3 - 5\%$. Таким образом, для больших антенных решеток точки по уровню половинной мощности определяются простым выражением

$$\frac{1}{2} N k d u_3 = \pm 0,4429.$$

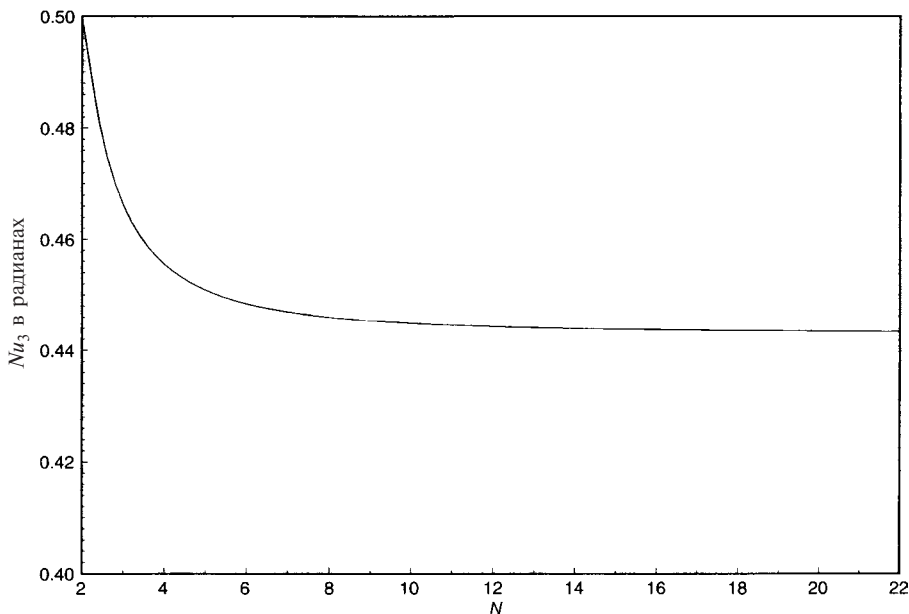


Рис. 2.4. Зависимость нормированной ширины луча от количества элементов решетки

Для случаев отклонения луча на угол θ_0 получаем следующую ширину луча θ_3 по уровню -3 дБ

$$\theta_3 = \arcsin \left(\sin \theta_0 + 0,4429 \frac{\lambda}{Nd} \right) - \arcsin \left(\sin \theta_0 - 0,4429 \frac{\lambda}{Nd} \right). \quad (2.3)$$

Для больших N это выражение сводится к

$$\theta_3 \cong \frac{0,8858\lambda}{Nd \cos \theta_0}. \quad (2.4)$$

Объединение луча вблизи осевого направления сканирования, при котором точка уровня луча, соответствующая -3 дБ, будет расположена в направлении 90° , происходит при угле отклонения луча

$$\theta_0 = \arcsin\left(1 - 0,4429 \frac{\lambda}{Nd}\right). \quad (2.5)$$

На рис. 2.5 показано увеличение ширины луча при сканировании вблизи осевого направления (рис. 2.3) для нескольких антенных решеток. Для больших N ширина луча при распространении вдоль оси составляет

$$\theta_3 \cong 2\sqrt{\frac{0,8858\lambda}{Nd}}. \quad (2.6)$$

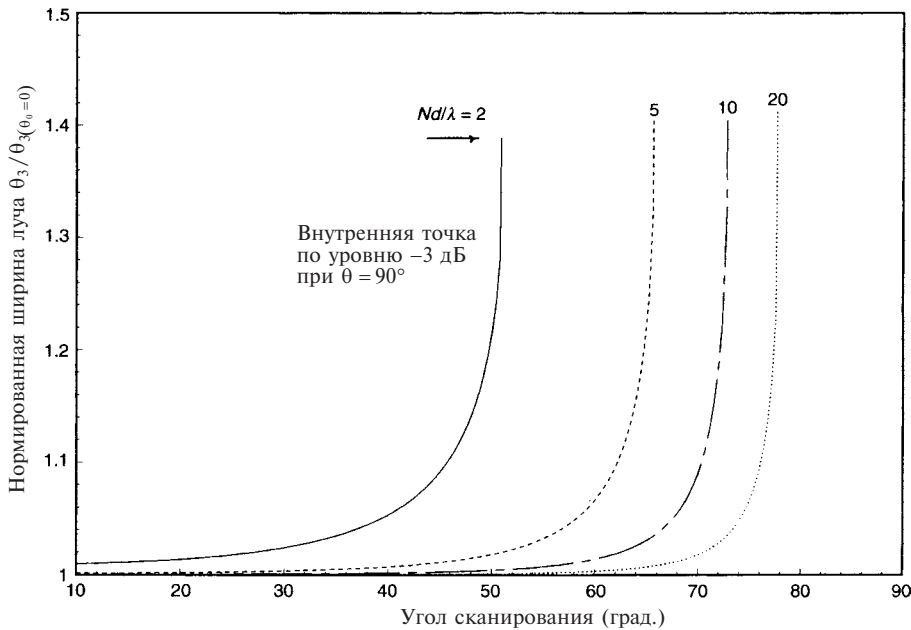


Рис. 2.5. Расширение луча в зависимости от угла сканирования

Точность этого значения для $Nd/\lambda > 4$ лучше 1%. Ширина луча при сканировании вдоль оси больше, чем в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны в $2,14\sqrt{Nd/\lambda}$ раз. Таким образом, осевой луч шире луча, ориентированного перпендикулярно оси антенны.

2.1.3. Боковые лепестки

Нули и боковые лепестки диаграммы направленности эквидистантной антенной решетки расположены регулярно и с одинаковым интервалом. Нули наблюдаются при значениях аргумента (обобщенной угловой переменной) в (2.2) $\Psi = kdu/2 = \pi n/N$, где n принимает значения от 1 до $N-1$. Максимумы $F(u)$

имеют место при u , которые являются решениями уравнения $N \tan \Psi = \tan N\Psi$. Для больших N оно сводится к $\tan(N\Psi) = N\Psi$, первое решение которого $N\Psi = 1,4303$. Удобным параметром является относительный уровень боковых лепестков (ОУБЛ, SLR), который представляет собой отношение амплитуды основного луча к амплитуде первого бокового лепестка. Для больших антенных решеток уровень боковых лепестков такой же, как у непрерывных линейных антенн, и не зависит от направления главного луча. Он составляет 13,26 дБ. На рис. 2.6 показано значение ψ_1 для первого бокового лепестка решеток с малым числом элементов, а на рис. 2.7 приведена зависимость значения SLR от количества элементов. Можно видеть, что для антенных решеток, имеющих менее 8 элементов, характерно существенное уменьшение уровней боковых лепестков. У эквидистантной линейной решетки огибающая максимумов боковых лепестков спадает как $1/\pi u$, и, как будет показано в главе 3, такая зависимость позволяет проектировать антенные решетки с низкими значениями Q и слабой чувствительностью к разбросу конструктивных параметров.

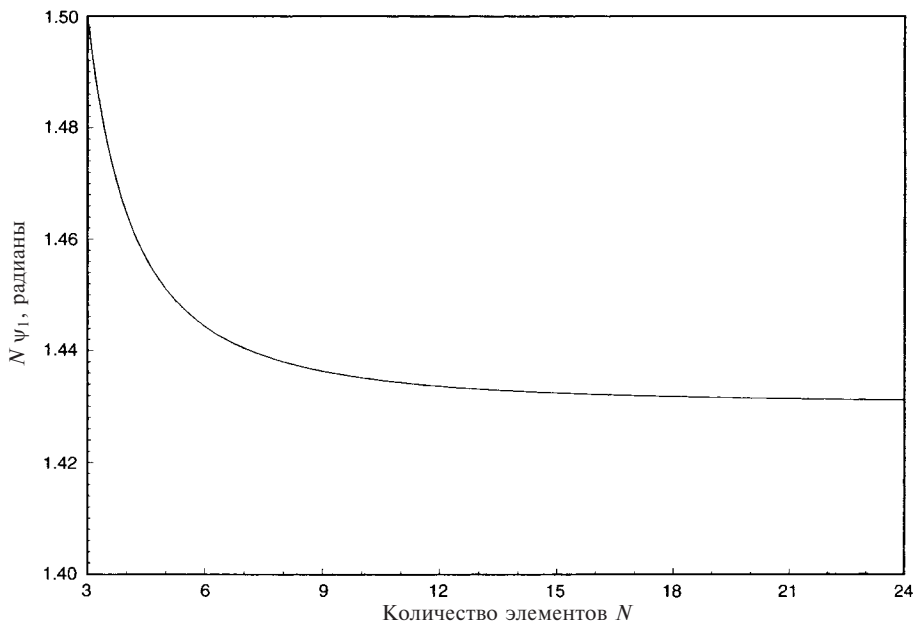


Рис. 2.6. Положение первого бокового лепестка в зависимости от количества элементов

2.1.4. Дифракционные лепестки

Из уравнения диаграммы направленности антенной решетки (2.2) следует, что максимумы ДН единичного уровня наблюдаются при $\Psi_m = kdu / 2 = \pi n$. При соответствующем выборе d/λ и θ_0 в области видимости, т.е. в интервале углов $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, существует только один основной лепесток. При большом межэлементном расстоянии возникают дополнительные основные лепестки, назы-

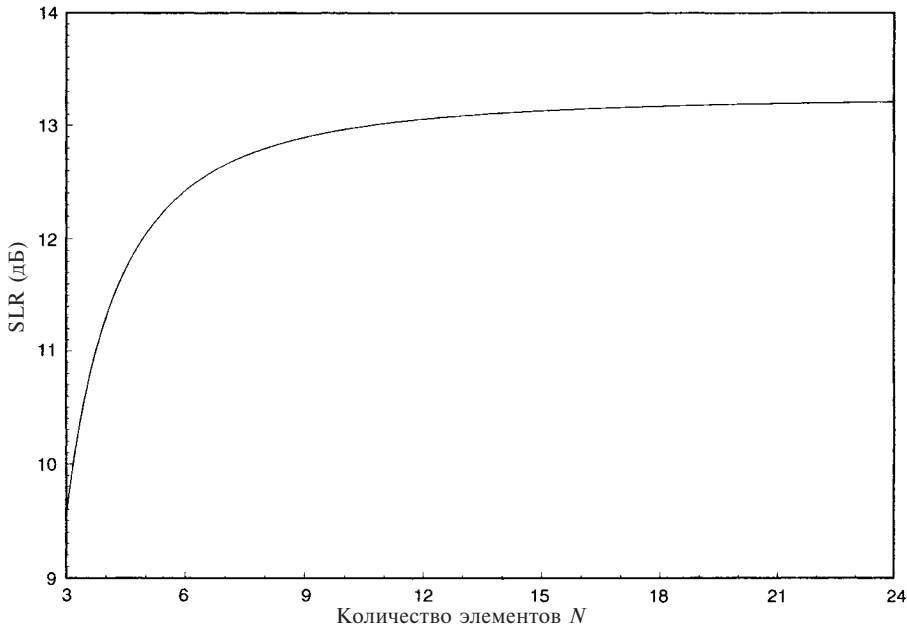


Рис. 2.7. Относительный уровень боковых лепестков в зависимости от количества элементов АР

ваемые дифракционными лепестками (ДЛ); это происходит потому, что большой период решетки допускает синфазное сложение волн от каждого элемента под углом дифракционного лепестка, равно как и под углом основного лепестка.

Легко получить уравнение для дифракционных лепестков:

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{n}{\sin \theta_0 - \sin \theta_{\text{ДЛ}}}. \quad (2.7)$$

При полуволновом шаге решетки для луча, отклоненного под углом $+90^\circ$, дифракционный лепесток возникает под углом -90° . Шаг, равный одной длине волны, порождает дифракционный лепесток при $\pm 90^\circ$, если основной луч перпендикулярен раскрытию АР. На рис. 2.8 показан дифракционный лепесток, расположенный под углом -45° , при сканировании луча на $+45^\circ$ и шаге $0,707\lambda$. На рис. 2.9 изображена зависимость угла появления дифракционных лепестков от угла сканирования и шага АР. Общее правило, состоящее в том, что полуволновый шаг решетки устраняет дифракционные лепестки, является не вполне строгим, поскольку в области предельных углов сканирования может наблюдаться часть дифракционного лепестка.

При любом угле сканирования желательно удалить все дифракционные лепестки из области видимости. В принципе можно подобрать шаг таким образом, чтобы уровень дифракционного лепестка на краю видимой зоны был точно равен уровню бокового лепестка. Однако, из-за большой крутизны фронтов дифракционного лепестка, потребовались бы жесткие допуски. Целесообразнее в области дифракционного лепестка при -90° реализовать нуль диаграммы

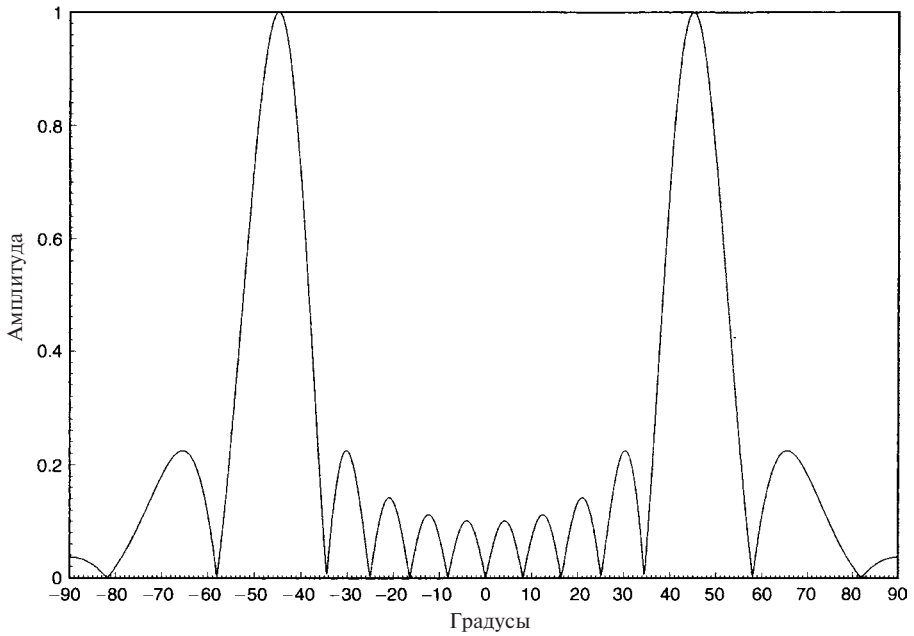


Рис. 2.8. Диаграмма направленности антенной решетки при угле сканирования 45° , $d/\lambda = 0,7071$, $N = 10$

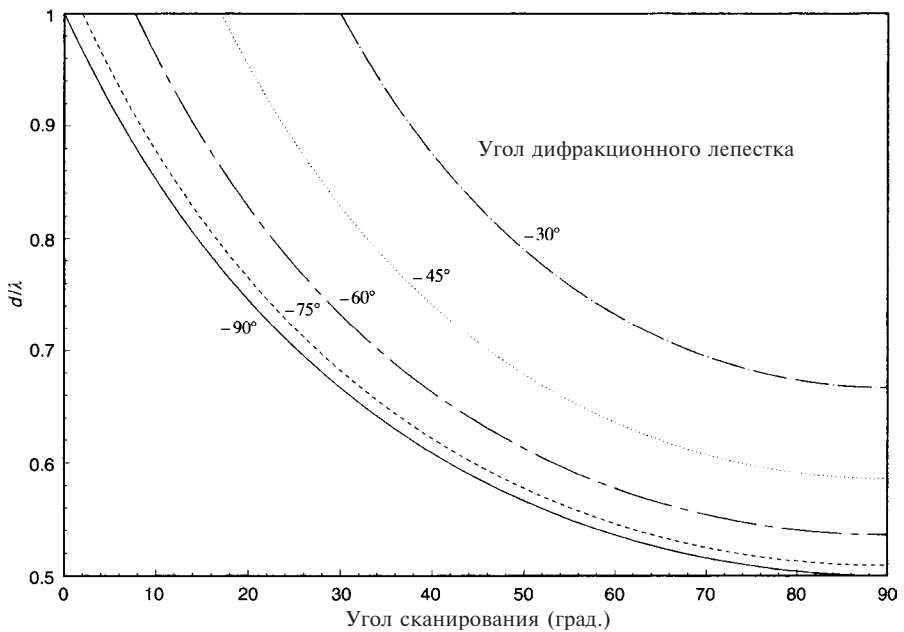


Рис. 2.9. Угол появления дифракционных лепестков при различном шаге размещения элементов и угле сканирования

направленности антенны, этим исключается весь дифракционный лепесток. На рис. 2.10 изображена часть диаграммы направленности, где направление основного луча задано углом θ_0 , а пик дифракционного лепестка — углом $\theta_{дл}$.

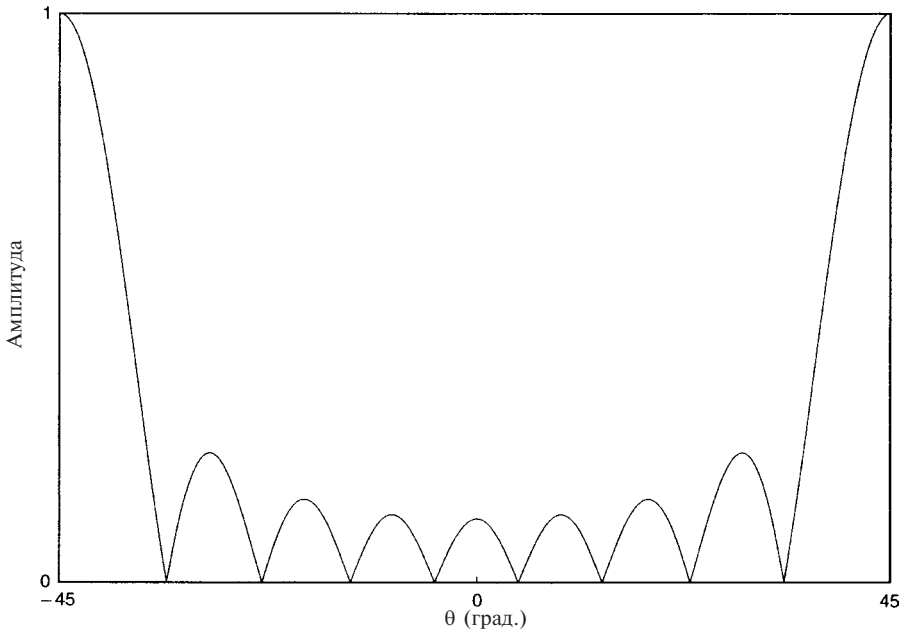


Рис. 2.10. Диаграмма направленности антенной решетки с дифракционным лепестком

Уменьшенный шаг антенной решетки определяется уравнением

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{N - \sqrt{1 + B^2}}{N(1 + \sin \theta_0)}. \quad (2.8)$$

Эта общая формула относится также к случаю, когда амплитудное распределение спадает к краям решетки. Параметр B — уровень поля на краю раскрытия, подробно обсуждается в главе 3. Уменьшение шага решетки, определяемое установкой нуля дифракционного лепестка, представлено на рис. 2.11, где величина SLR является параметром. Необходимо помнить, что эквидистантной решетки с равномерным возбуждением соответствует кривая $SLR = 13,26$ дБ.

2.1.5. Полоса пропускания

На ширину полосы пропускания антенной решетки влияет много факторов, например, зависимость входных импедансов элементов от частоты, изменение шага антенной решетки, приводящее к появлению дифракционных лепестков, изменение полосы пропускания элементов и так далее. При сканировании с фиксированными значениями фазового сдвига, обеспечиваемого фазо-

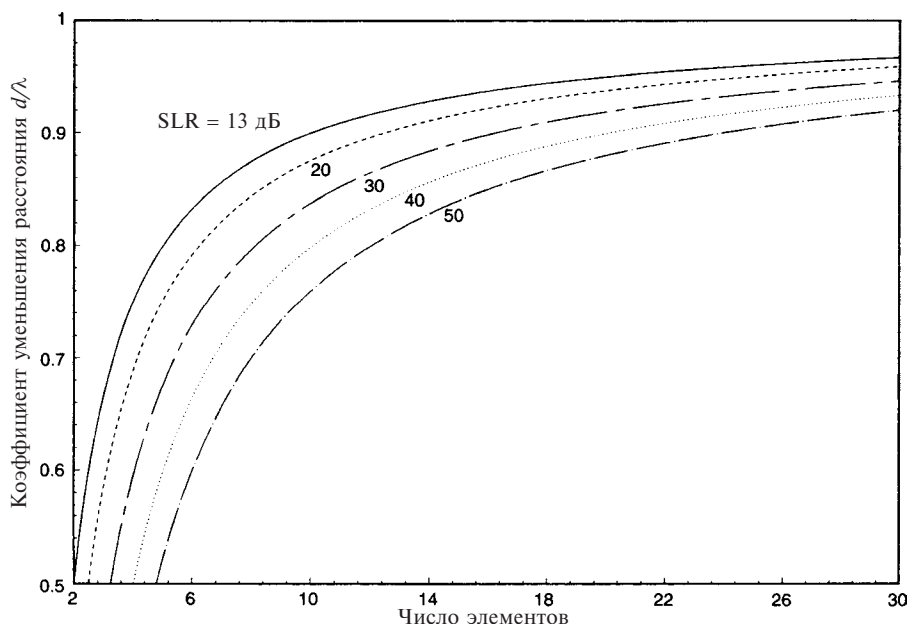


Рис. 2.11. Коэффициент уменьшения шага решетки при расположении нуля дифракционного лепестка под углом 90°

вращателями, также имеется ограничение полосы пропускания, поскольку положение основного лепестка изменяется с частотой. Если сканирование производится с помощью линий задержки, положение луча в первом приближении не зависит от частоты.

Угловое положение луча θ связано с углом сканирования θ_0 простым соотношением

$$\sin \theta = (f_0 / f) \sin \theta_0.$$

Эта зависимость изображена на рис. 2.12. Для нахождения полосы пропускания АР при сканировании предположим, что главный луч перемещается от угла сканирования θ_0 к углам, на которых луч имеет уровень -3 дБ при частотах выше и ниже номинальной. Пусть индексы 1 и 2 обозначают нижнюю и верхнюю частоты соответственно. Тогда относительная полоса пропускания определяется выражением

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{(\sin \theta_2 - \sin \theta_1) \sin \theta_0}{\sin \theta_1 \sin \theta_2}. \quad (2.9)$$

Для больших решеток

$$BW \cong \frac{\theta_3}{\sin \theta_0}. \quad (2.10)$$

Ширина полосы пропускания (BW) для эквидистантных решеток с равноамплитудным возбуждением определяется формулой

$$BW \cong \frac{0,866\lambda}{L \sin \theta_0} \quad (2.11)$$

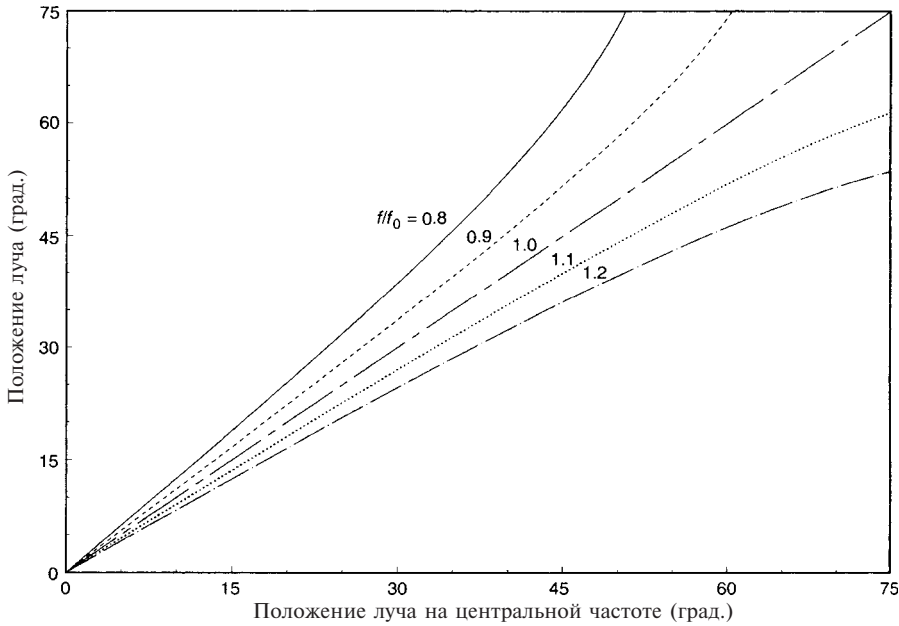


Рис. 2.12. Смещение углового положения луча при изменении частоты

и для решеток с амплитудным распределением, спадающим к краям раскрыва,

$$BW \cong \frac{\lambda}{L \sin \theta_0}. \quad (2.12)$$

При угле отклонения луча 30° обычно используемая формула для относительной ширины полосы имеет вид:

$$BW \cong \frac{2\lambda}{L}. \quad (2.13)$$

В результате на краях полосы длинные антенные решетки имеют меньшую ширину полосы пропускания в единицах смещения луча. Смотрите также раздел 2.3.2.

2.2. Плоские антенные решетки

2.2.1. Система координат антенных решеток

В этом разделе характеристики линейных антенных решеток обобщаются на случай плоских антенных решеток. При этом удобно использовать сферическую систему координат с полярной осью, перпендикулярной к плоскости антенной решетки (см. рис. 2.13). На этом рисунке изображена антенная решетка с расположением элементов в узлах прямоугольной сетки и четным количеством излучателей по x - и y -осям. В большинстве случаев антенная ре-

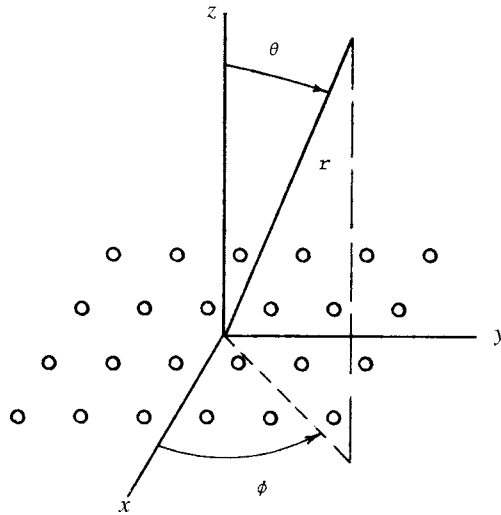


Рис. 2.13. Сферическая система координат и прямоугольная сетка расположения элементов

сетка с остронаправленным лучом имеет симметричное возбуждение, поэтому диаграмма направленности определяется суммированием только по половине элементов вдоль каждой из осей:

$$F(u, v) = \sum_{n=1}^{N/2} \sum_{m=1}^{M/2} A_{nm} \cos \left[\left(n - \frac{1}{2} \right) k d_x u \right] \cos \left[\left(m - \frac{1}{2} \right) k d_y v \right]. \quad (2.14)$$

Угловыми переменными являются направляющие косинусы

$$\begin{aligned} u &= \sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0, \\ v &= \sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0, \end{aligned} \quad (2.15)$$

где θ_0, ϕ_0 — углы, задающие направление луча. Межэлементные расстояния обозначаются d_x и d_y . Межэлементные фазовые сдвиги, необходимые для сканирования луча:

$$\begin{aligned} \Phi_u &= k d_x u_0 = k d_x \sin \theta_0 \cos \phi_0, \\ \Phi_v &= k d_y v_0 = k d_y \sin \theta_0 \sin \phi_0. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Часто используется треугольная сетка, изображенная на рис. 2.14, поскольку она допускает использование несколько большего межэлементного расстояния без возникновения дифракционных лепестков.

2.2.2. Ширина луча

При сканировании в главной плоскости ширина луча определяется приведенным ранее уравнением (2.3). В косых сечениях выражение для ширины луча более сложное, так как на нее оказывают влияние как длина L антенной решетки в главной плоскости, так и ширина W антенной решетки. В случае ска-

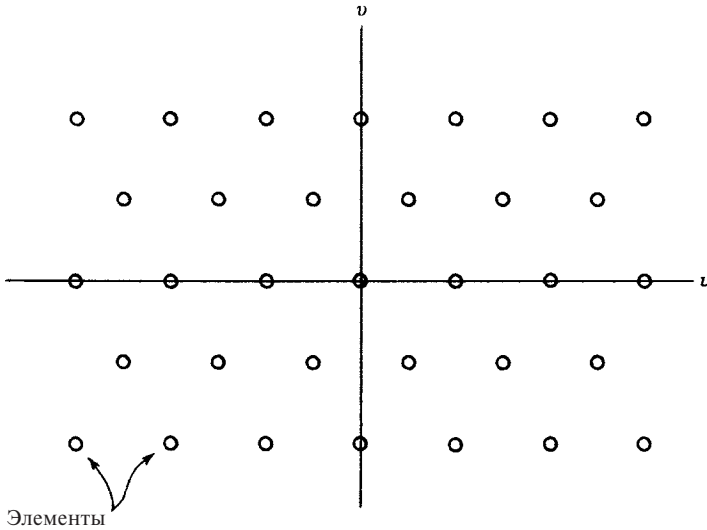


Рис. 2.14. Треугольная сетка расположения элементов

нирования в главной плоскости с $\phi_0 = 0$ и $\theta = \theta_0$ обобщенные угловые переменные имеют вид

$$\psi_x = \frac{L}{\lambda} \sin \theta_0 (1 - \cos \phi); \quad \psi_y = \frac{W}{\lambda} \sin \theta_0 \sin \phi. \quad (2.17)$$

Ширина луча по уровню половинной мощности определяется корнями уравнения

$$\text{sinc } \pi \psi_{3x} \text{sinc } \pi \psi_{3y} = \frac{\pi^2 \psi_{3x} \psi_{3y}}{\sqrt{2}}. \quad (2.18)$$

В косых плоскостях ширина луча определяется из выражения

$$\phi_{3y} = 2 \arcsin(\sin \theta_0 \sin \phi_3), \quad (2.19)$$

где коэффициент $\sin \theta_0$ учитывает проекцию раскрыва. Для больших антенных решеток отличным приближением будет

$$\Phi_{3y} \cong 2 \sin \theta_0 \sin \phi_3. \quad (2.20)$$

Поскольку решение ϕ_{3y} может быть выражено как функция $(W/\lambda) \sin \theta_0$, удобным параметром является соотношение размеров антенной решетки W/L . Ширина луча в случае косой плоскости может быть также выражена через v_3 :

$$\frac{W}{\lambda} \phi_{3y} \cong 2 \psi_{3y}. \quad (2.21)$$

На рис. 2.15 показана зависимость ширины луча в плоскости сканирования от длины антенной решетки и угла сканирования; на рис. 2.16 ширина луча в наклонной плоскости представлена как функция соотношения размеров антенной решетки и нормированного параметра сканирования. Можно видеть, что при нормированном параметре сканирования, равном 1 или более, ширина луча в наклонной плоскости близка к номинальному значению.

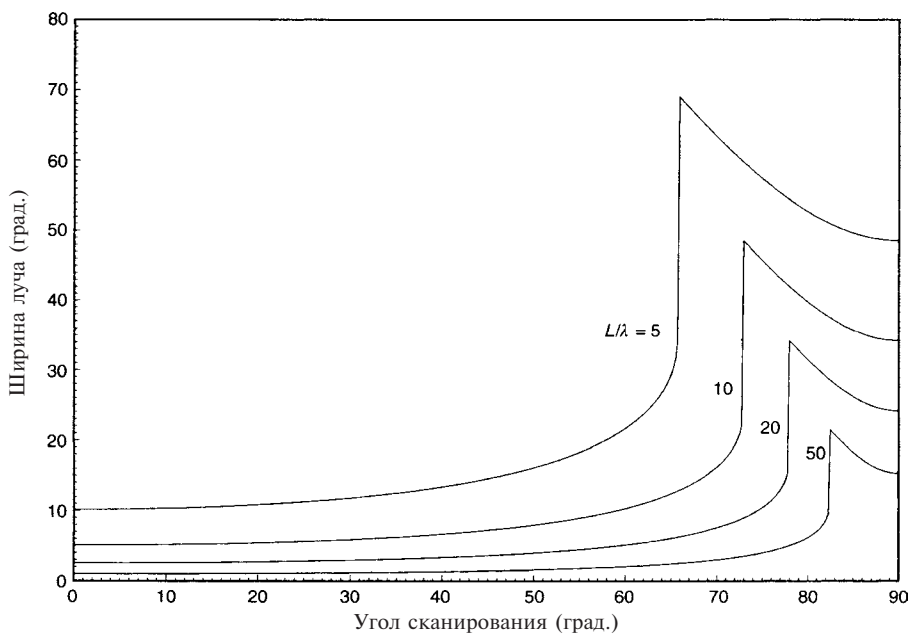


Рис. 2.15. Ширина луча в плоскости сканирования эквидистантной антенной решетки с квадратным раскрытием

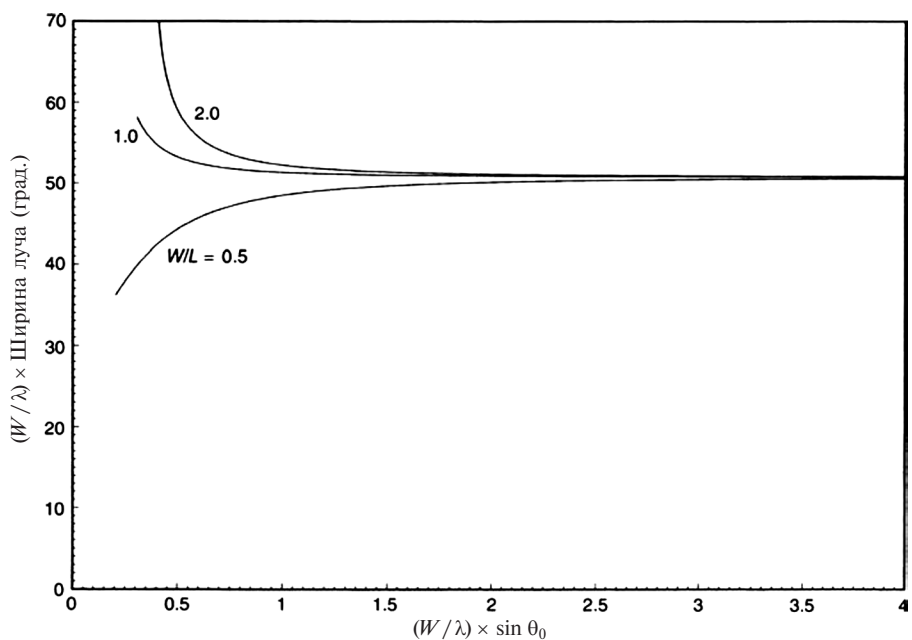


Рис. 2.16. Ширина луча в наклонной плоскости эквидистантной антенной решетки с прямоугольным раскрытием

Форма луча при сканировании меняется вследствие изменения проекции раскрыва антенной решетки. Для прямоугольных антенных решеток изолиния луча по уровню -3 дБ является близкой к эллиптической. Однако при сканировании не в главных плоскостях комбинация влияния ширины и длины проектируемого раскрыва и углов сканирования приводит к эллиптической форме луча, больший диаметр которого обычно ориентирован не в плоскости сканирования и не в главных плоскостях. Так как площадь эллипса пропорциональна произведению большого и малого диаметров, площадь сечения луча по уровню -3 дБ определяет площадь луча, пропорциональную произведению значений ширины луча вдоль большой и малой осей эллипса. Площадь луча в первом приближении не зависит от азимутального угла ϕ , хотя форма луча и ориентация большой оси эллипса могут зависеть от θ . На рис. 2.17 показано изменение формы нескольких лучей при сканировании.

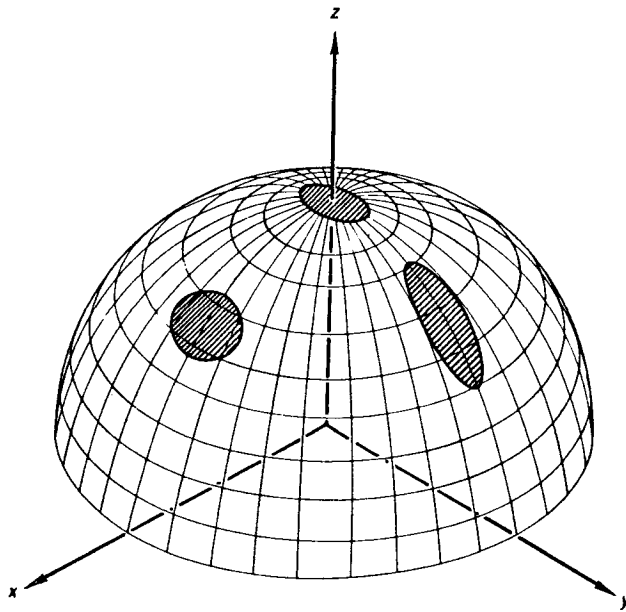


Рис. 2.17. Зависимость формы остронаправленного луча от угла сканирования

2.2.3. Дифракционные лепестки: прямоугольная сетка

При сканировании в любой из главных плоскостей антенная решетка с прямоугольной сеткой расположения излучателей ведет себя точно так же, как линейная антенная решетка, описанная в разделе 2.2. При других углах сканирования ситуация сложнее. Для понимания поведения дифракционных лепестков чрезвычайно полезно использование u , v -плоскости, иногда называемой плоскостью направляющих косинусов [19]. Положения дифракционных лепестков можно отобразить на u , v -плоскости; они располагаются в узлах сетки с шагами λ/d_x и λ/d_y (см. рис. 2.18). Все действительные углы, представля-

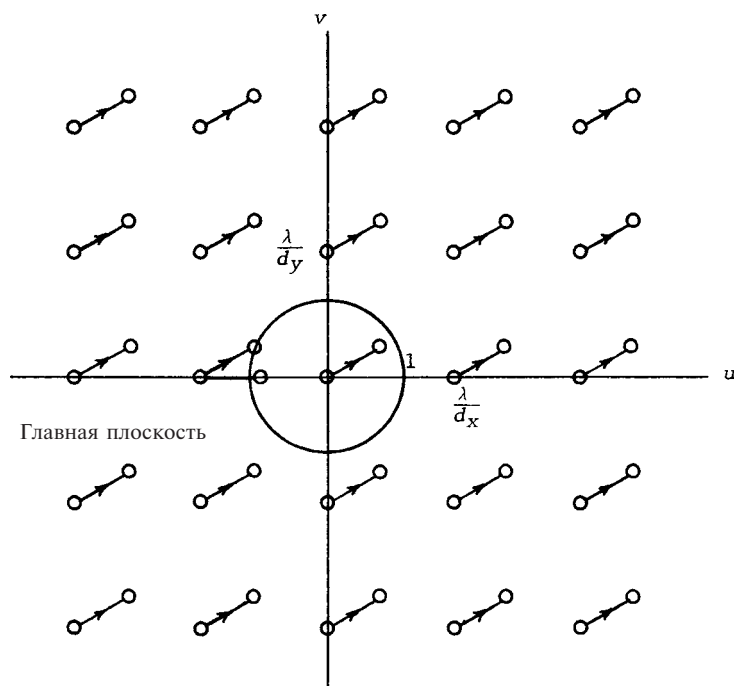


Рис. 2.18. Плоскость направляющих косинусов

ющие область видимости, находятся внутри или на единичной окружности. Последняя соответствует направлениям $\theta = 90^\circ$. Углы вне единичной окружности являются «мнимыми», они расположены вне области видимости.

При сканировании главного луча центр u, v диаграммы сдвигается к новому значению, и соответственно смещаются все дифракционные лепестки (ДЛ). Однако единичная окружность остается фиксированной. Таким образом, при сканировании в u -плоскости ($\varphi = 0$) и $\theta_0 > 0$ точка основного лепестка перемещается к точке $+1$, и все центры ДЛ перемещаются на то же расстояние. Если перемещение ДЛ, находящегося недалеко за пределами единичного круга, достаточно для пересечения единичной окружности, ДЛ становится видимым. Следовательно,

$$u_{\text{ДЛ}} \leq \frac{\lambda}{d_x} - 1 \quad \text{или} \quad \frac{d_x}{\lambda} \geq \frac{1}{1 + \sin \theta}. \quad (2.22)$$

Выбор знака $>$ в этом неравенстве обуславливает появление дифракционного лепестка. Сканирование вдоль v -оси ($\varphi = 90^\circ$) приводит к аналогичному результату:

$$\frac{d_y}{\lambda} \geq \frac{1}{1 + \sin \theta}. \quad (2.23)$$

При большем шаге антенной решетки сканирование по любой паре углов может породить один или более дифракционных лепестка. Интересны два предельных случая: диагональный и касательный. Сканирование в диагональной плоскости, показанное на рис. 2.19, вызывает появление ДЛ лепестка,

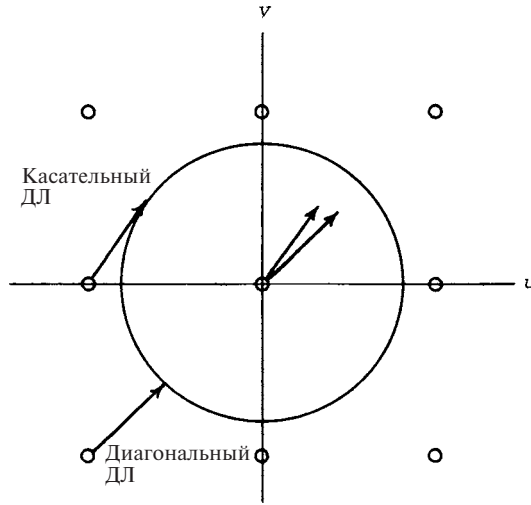


Рис. 2.19. Предельные случаи возникновения дифракционного лепестка

если диагональная точка пересекает единичную окружность перпендикулярно. Это происходит при следующих значениях u, v :

$$u_{\text{ДЛ}} = \frac{SQ - 1}{SQ d_x / \lambda}; \quad v_{\text{ДЛ}} = \frac{SQ - 1}{SQ d_y / \lambda}; \quad (2.24)$$

$$\sin \theta_{\text{ДЛ}} = SQ - 1; \quad \tan \varphi_{\text{ДЛ}} = \frac{d_x}{d_y},$$

где $SQ = \sqrt{d_x^2 / \lambda^2 + d_y^2 / \lambda^2}$.

Этот диагональный лепесток возникает только при $SQ \geq 2$. Обычно дифракционный лепесток возникает, если постоянная распространения волны является действительной величиной; в точке его возникновения она равна нулю:

$$\frac{\beta}{k} = \sqrt{1 - (u - n\lambda / d_x)^2 - (v - m\lambda / d_y)^2}. \quad (2.25)$$

Сканированию в главных плоскостях соответствуют значения $n = 0$ или $m = 0$. В случае диагональной плоскости $n = 1, m = 1$. Достаточно большой шаг решетки допускает возникновение нескольких ДЛ, в результате чего постоянная распространения волны действительна для большего n и/или большего m . Касательный предельный случай имеет место, когда максимум ДЛ расположен на u -оси, немного слева от единичной окружности. Диагональное сканирование может переместить точку ДЛ на окружность по касательной к ней (см. рис. 2.19). Здесь фигурирует только величина d_x , и предельные значения составляют

$$u_{\text{ДЛ}} = \frac{1 - d_x^2 / \lambda^2}{d_x / \lambda}; \quad v_{\text{ДЛ}} = \sqrt{1 - d_x^2 / \lambda^2}; \quad (2.26)$$

$$\sin \theta_{\text{ДЛ}} = \frac{\sqrt{1 - d_x^2 / \lambda^2}}{d_x / \lambda}; \quad \sin \varphi_{\text{ДЛ}} = \frac{d_x}{\lambda}.$$

Минимальное значение d_x/λ составляет $1/\sqrt{2}$. Как и ожидалось, в случае касательного v результат аналогичен при замене местами u и v , а также d_x и d_y . При произвольных углах сканирования ДЛ в главной плоскости появляется первым, что определяется меньшим из значений λ/d_x и λ/d_y . Использование u, v -плоскости не только дает превосходную физическую картину возникновения ДЛ, но также позволяет легко вывести соответствующие формулы. Итак, при $d_x/\lambda < 1/(1 + \sin \theta)$ и $d_y/\lambda < 1/(1 + \sin \theta)$ у решетки с прямоугольной сеткой ДЛ отсутствуют.

2.2.4. Дифракционные лепестки: гексагональная сетка

Иногда применяются сетки на основе равнобедренных треугольников, например, волноводная антенная решетка, описанная в главе 7. Распространенным частным случаем является равносторонняя треугольная сетка, или правильная гексагональная сетка. Пусть все элементы решетки находятся на равных расстояниях $2d$ друг от друга, и x -ось проходит через ряд элементов, расположенных с данным интервалом. Тогда $d_x = d$ и $d_y = \sqrt{3}d/2$, где d_x и d_y — половина расстояния до следующего элемента по x - или y -оси. Анализ гексагональной решетки проводится путем ее разбиения на две вложенные друг в друга решетки с прямоугольной сеткой. Диаграмма направленности в этом случае является суммой диаграмм направленности этих двух решеток. Положения дифракционных лепестков в отсутствие сканирования луча определяются следующим образом:

$$u_{\text{ДЛ}} = \pm \frac{n\lambda}{2d}; \quad v_{\text{ДЛ}} = \pm \frac{m\pi}{\sqrt{3}d} = \pm \frac{m\lambda}{2d_y}. \quad (2.27)$$

Сетка в u, v -плоскости показана на рис. 2.20; точки ДЛ расположены эквидистантно с шагом λ/d . Сканирование в u -плоскости дает те же результаты, что и для прямоугольной сетки.

Сканирование в диагональной плоскости, достигающее единичной окружности по нормали, порождает дифракционный лепесток при

$$u_{\text{ДЛ}} = \frac{1-d/\lambda}{2d/\lambda}; \quad v_{\text{ДЛ}} = \frac{\sqrt{3}(1-d/\lambda)}{2d/\lambda}; \quad (2.28)$$

$$\sin \theta_{\text{ДЛ}} = \frac{1-d/\lambda}{d/\lambda}; \quad \varphi_{\text{ДЛ}} = \frac{\pi}{3}.$$

Минимальное значение d/λ , необходимое для возникновения данного лепестка, составляет $1/\sqrt{2}$. Имеется два касательных случая, в первом — точка ДЛ, исходно расположенная на u -оси, становится точкой касания с единичной окружностью, во втором — исходный диагональный ДЛ касается единичной окружности. Первый из этих двух случаев имеет место при

$$u_{\text{ДЛ}} = \frac{1-d^2/\lambda^2}{d/\lambda}; \quad v_{\text{ДЛ}} = \sqrt{1-d^2/\lambda^2}; \quad (2.29)$$

$$\sin \theta_{\text{ДЛ}} = \frac{\sqrt{1-d^2/\lambda^2}}{d/\lambda}; \quad \sin \varphi_{\text{ДЛ}} = \frac{d}{\lambda}.$$

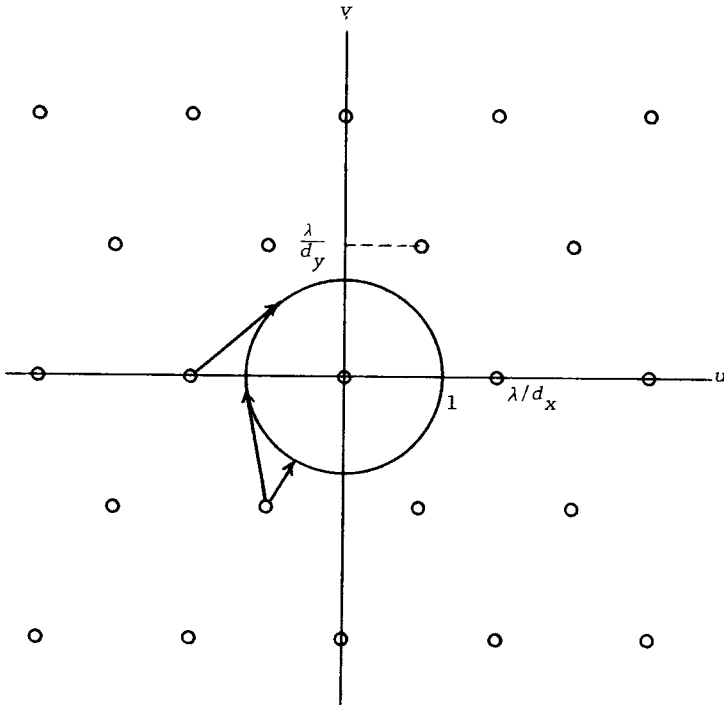


Рис. 2.20. Плоскость направляющих косинусов

Минимальное значение d/λ , необходимое для возникновения данного ДЛ, составляет $1/\sqrt{2}$.

Расчет для диагональной точки несколько сложнее, в этом случае лепесток возникает при

$$u_{\text{ДЛ}} = \frac{\sqrt{1-d^2/\lambda^2}}{2} \left(\frac{\sqrt{1-d^2/\lambda^2}}{d/\lambda} + \sqrt{3} \right); \quad v_{\text{ДЛ}} = \frac{\sqrt{1-d^2/\lambda^2}}{2} \left(\frac{\sqrt{3(1-d^2/\lambda^2)}}{d/\lambda} - 1 \right); \quad (2.30)$$

$$\sin \theta_{\text{ДЛ}} = \sqrt{\frac{1-d^2/\lambda^2}{d/\lambda}}; \quad \varphi_{\text{ДЛ}} = \frac{\pi}{3} - \arcsin \frac{d}{\lambda}.$$

Сравнение квадратной и гексагональной сеток показывает, что в обоих случаях появление ДЛ происходит при $\sin \theta = \lambda/d - 1$. Площадь элементарной ячейки квадратной сетки равна d^2 , тогда как для гексагональной она составляет $2d^2/\sqrt{3}$.

Таким образом, для обеспечения одной и той же области сканирования, свободной от ДЛ, решетка с гексагональной сеткой требует только 0,866 от количества элементов решетки с квадратной сеткой. Это позволяет сократить число элементов на 15% [19, 12].

2.3. Управление лучом и лепестки квантования

Для управления лучом необходимо создание сдвига фаз между элементами решетки, а устройства, осуществляющие этот сдвиг фаз, называются *фазовращателями*. Самым простым способом, даже для кольцевых антенных решеток, является фазирование по строкам и столбцам. При этом каждый фазовращатель управляется командным сигналом, определяемым фазами по x -и y -осям. Дискретность управляющего сигнала влияет на точность управления лучом, полосу пропускания и порождает в диаграмме направленности лепестки, обусловленные квантованием фазы. Все эти факторы обсуждаются далее.

2.3.1. Дискретность управления

Наименьший дискрет перемещения соответствует наименьшему двоичному разряду фазы

$$\frac{\theta_{\text{err}}}{\theta_3} = \frac{1}{2^M 1,029}. \quad (2.31)$$

Коэффициент 1.029 определяет нормированную ширину луча при типовом амплитудном распределении, представленную в табл. 4.1, а M — число разрядов. В табл. 2.1 приведены значения дискретов перемещения, деленные на ширину θ_3 луча по уровню половинной мощности. Отметим, что наибольший разряд составляет π . Таким образом, 4 разряда дают наименьшее перемещение, соответствующее 0.061, или примерно 1/16 ширины луча.

Таблица 2.1. Точность перемещения луча при дискретизации фазы

Разрядность фазовращателя	$\theta_{\text{err}}/\theta_3$
3	0.121 ~ 1/8
4	0.0607 ~ 1/16
5	0.0304 ~ 1/32

Добавление разряда уменьшает дискрет управления в 2 раза. Надлежащая точность управления часто обеспечивается 4-разрядными фазовращателями. Такой фазовращатель устанавливается на каждом элементе; фазы принимают значения 180, 90, 45 и 22.5°.

2.3.2. Управление полосой пропускания

Ширина полосы частот антенной решетки с электронным сканированием обычно определяется из предпосылки, что на краях полосы основной лепесток сдвигается на половину ширины луча, то есть коэффициент усиления падает

на 3 дБ. Для антенной решетки только с фазовым управлением ширина полосы пропускания (BW) составляет приблизительно $BW = \theta_3/\sin \theta_0$. Используя приближенное значение $\theta_3 \cong \lambda/L$ для угла сканирования 30° , получаем ширину полосы пропускания $BW \cong 2\lambda/L$. Это часто используемая оценка, однако дающая неточный результат.

Использование в некоторых разрядах фазовращателя временной задержки увеличивает ширину полосы частот; определим это увеличение. Пусть f_0 — центральная частота, а f_2 и f_1 — верхний и нижний края частотного диапазона. Аналогичным образом, пусть S_0 — синус угла отклонения основного лепестка на границе сектора сканирования для центральной частоты, а S_2 и S_1 — те же значения на краях полосы. Далее, пусть N — число разрядов линии задержки. Частотные отклонениями, определяющие ширину полосы, определяются соотношениями

$$\begin{aligned}(2^N - 1) f_1 S_0 + f_0 S_0 &= 2^N f_1 S_1, \\ (2^N - 1) f_2 S_0 + f_0 S_0 &= 2^N f_2 S_2.\end{aligned}\tag{2.32}$$

При небольшой ширине полосы граничные частоты можно приближенно выразить в виде $f_2 = f_0 + \Delta_2$ и $f_1 = f_0 - \Delta_1$. Нормированная ширина полосы частот тогда составляет $(\Delta_1 + \Delta_2)$. При больших углах сканирования выражения для S_2 и S_1 можно упростить. Однако при рассматриваемом здесь малом угле сканирования и равномерном амплитудном распределении эти упрощенные значения становятся неточными. Поэтому для уравнений были получены точные решения.

Удобно нормировать ширину полосы частот с использованием коэффициента $\sin \theta_0/\theta_3$. Если используются все разряды фазы, то нормированная полоса частот равна 1. Замена значения фазы значением задержки для каждого бита увеличивает коэффициент расширения полосы и ширину полосы частот примерно вдвое. Отметим, что ширина полосы возрастает быстрее, чем 2^M , как и должно быть, поскольку, если все разряды являются линиями задержки, управляемая полоса имеет бесконечную ширину (см. табл. 2.2). Однако для больших антенных решеток это увеличение меньше.

Таблица 2.2. Разрядность задержки и ширина полосы частот, $\theta_0 = 30^\circ$, $\theta_3 = 1^\circ$

Нормированные значения	
Число разрядов линии задержки	Коэффициент расширения полосы частот
0	1
1	2.002
2	4.016
3	8.124
4	17.016

2.3.3. Размещение линий задержки

Во многих фазированных антенных решетках используется общее фидерное возбуждение, и в случае широкополосных антенных решеток возникает вопрос о наилучшем месте размещения линий задержки. Сначала рассмотрим общее фидерное возбуждение антенной решетки, не имеющей подрешеток. В идеальном варианте каждый элемент снабжен многоразрядным фазовращателем и линией задержки, причем линии задержки образуют лестничную структуру, соответствующую углам сканирования (см. рис. 2.21). Этот подход, хотя и обеспечивает широкополосное сканирование, используется редко, поскольку требует наличия у каждого элемента коммутируемой от 2π до $2\pi(L/\lambda)$ линии задержки. Соотношение между длиной линии задержки и временем задержки тривиально:

$$L/\lambda = t_{\text{наносек}} f_{\text{гигагерц}} \quad (2.33)$$

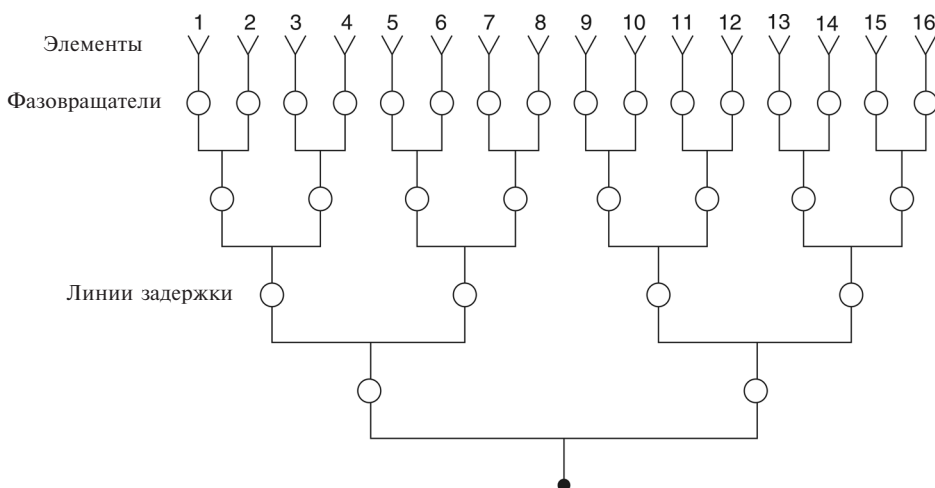


Рис. 2.21. 16-элементная решетка с фидерным возбуждением

Размещение устройств младшего разряда задержки (0 или λ) иногда предусматривается на каждом из сумматоров первого уровня, сразу после элементов решетки. Линии задержки следующего разряда (0 или 2λ) размещаются на каждом из сумматоров второго уровня, и т.д. Однако точный анализ данной топологии показывает, что значения бита задержки 0 или $n\lambda$ не обеспечивают частотно-независимого управления лучом [9].

В одном из вариантов второй топологии производится усреднение задержек на каждом из сумматоров по диапазону сканирования; затем разряды фазовращателя оптимизируются для данного диапазона сканирования. Это позволяет превосходно управлять лучом, но при этом возникают лепестки высокого уровня (-6 дБ), обусловленные квантованием фазы.

Еще в одном варианте, обеспечивающем широкополосное сканирование, элементы с нечетным номером имеют нулевую задержку, а четные элементы — обеспечиваемый фазовращателем элемента фазовый сдвиг $kd \sin \theta$, где d — межэлементное расстояние. На уровне первых сумматоров четные плечи имеют ну-

левую задержку, а нечетные — задержку, включающую предыдущие биты фазовращателя и все младшие биты задержки. На рис. 2.22 приведен пример 16-элементной антенной решетки с сектором сканирования 45° . В данной топологии используется вдвое меньше линий задержки, чем в идеальном варианте; при этом количество фазовращателей остается тем же.

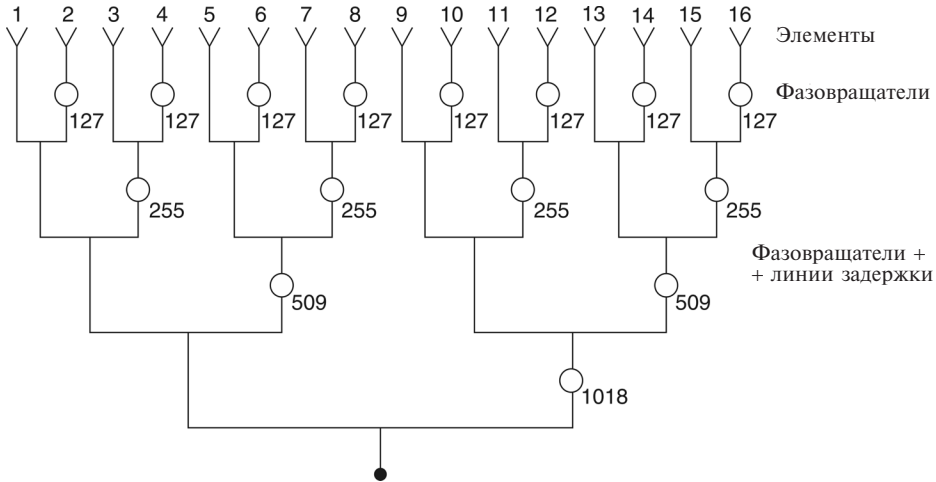


Рис. 2.22. Фазовращатели и линии задержки для сектора сканирования 45°

Перейдем теперь к схематически изображенной на рис. 2.23 антенной решетке, состоящей из подрешеток, каждый элемент которой снабжен фазовращателем, а линии задержки располагаются на общем фидере. Линии задержки распределены по лестничной схеме, и теоретически достижимая ширина полосы равна ширине полосы, обусловленной фазовращателями, умноженной на количество подрешеток. Например, ширина полосы частот, обусловленная фазированием, составляет приблизительно $\theta_3/\sin \theta_0$. Ширина полосы антенной решетки с 16 подрешетками в 16 раз больше. Проблема лишь в том, что у подрешеток, состоящих более чем из трех элементов, могут возникать лепестки, обусловленные квантованием фазы, которые не удастся полностью устранить псевдорандомизацией [10].

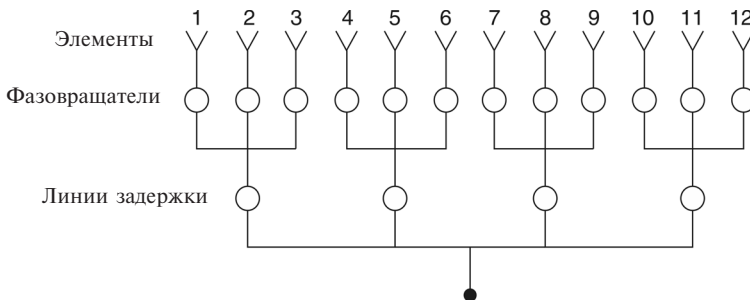


Рис. 2.23. Усредненные задержки на уровне третьего сумматора для сектора сканирования 45°

2.3.4. Лепестки квантования фазовращателей

Большинство фазовращателей имеют цифровое управление независимо от того, как в них осуществляется фазовый сдвиг — аналоговым или цифровым образом. У таких фазовращателей имеется наименьший фазовый сдвиг, соответствующий одному разряду. M -разрядный фазовращатель обеспечивает фазовые сдвиги, равные $2\pi/2^M$, $2\pi/2^{M-1}$, ..., π . При электронном сканировании идеальная линейная фазовая характеристика аппроксимируется ступенчатой фазовой кривой, что порождает пилообразную кривую ошибок (см. рис. 2.24).

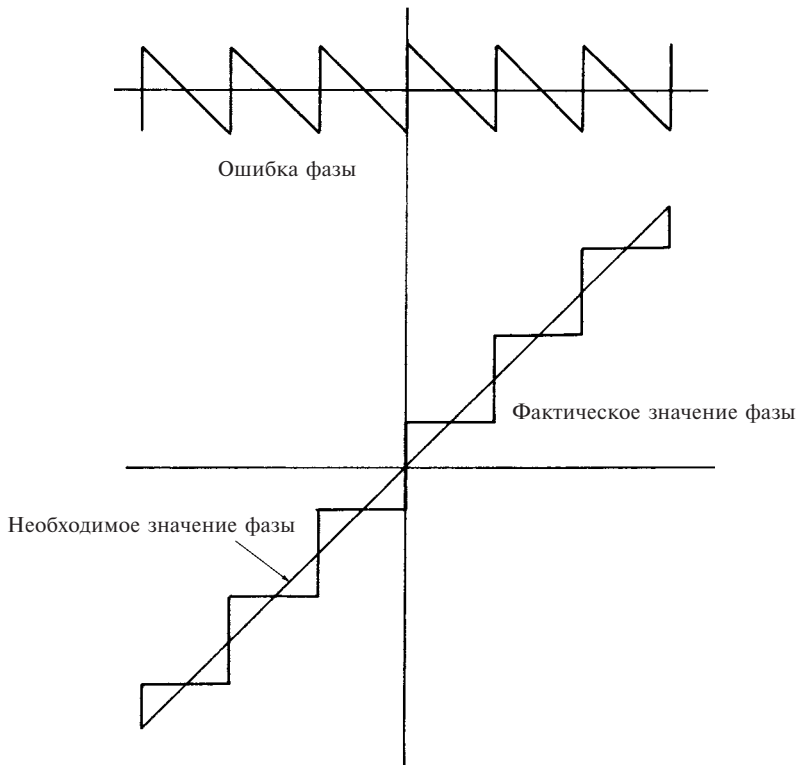


Рис. 2.24. Ошибки дискретизации фазы

Поскольку антенная решетка дискретна сама по себе, важную роль играет положение элементов на пилообразной кривой. Имеется два четко выраженных случая. В первом количество элементов меньше, чем число ступенек кривой. В этом случае погрешность фазы имеет случайный характер. Она оценивается путем аппроксимации дисперсии фазы значением $1/3$ пиковой погрешности пилообразной кривой, составляющей $\pi/2^M$. Дисперсия равна

$$\sigma^2 = \frac{\pi^2}{3 \cdot 4^M}. \quad (2.34)$$

Среднеквадратичный уровень (RMS) бокового лепестка (коммутационного лепестка) составляет σ^2/G . При равномерном возбуждении антенной решетки среднеквадратичный уровень бокового лепестка равен σ^2/N . На рис. 2.25 приведено среднеквадратичное значение уровня бокового лепестка, обусловленное случайной погрешностью квантования фазы при поперечном излучении. При угле сканирования θ_0 основной лепесток уменьшается примерно в $\cos^2\theta_0$ раз, поэтому среднеквадратичный уровень бокового лепестка относительно основного уменьшается. Увеличение боковых лепестков сопровождается небольшим уменьшением коэффициента усиления:

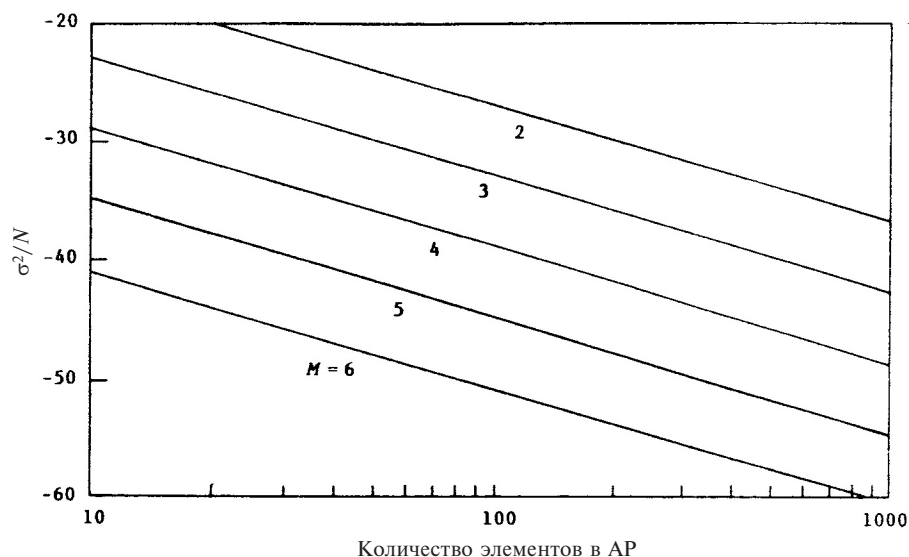


Рис. 2.25. Зависимость среднеквадратичного уровня бокового лепестка от дискретности фазовращателя

$$\frac{G}{G_0} \cong 1 - \sigma^2. \quad (2.35)$$

Уменьшение коэффициента усиления для случайно выбранных вариантов приведено в табл. 2.3.

Таблица 2.3. Уменьшение коэффициента усиления для небольших антенных решеток

M	Уменьшение коэффициента усиления (дБ)
2	1,000
3	0,229
4	0,056
5	0,014

Во втором случае на фазовую ступеньку приходятся два или более элементов, и дискретная антенная решетка аппроксимируется непрерывной. Это квантование порождает ряд лепестков, называемых лепестками квантования (QL), имеющих предсказуемые амплитуды и угловые положения. Изменение фазы между концами N -элементной антенной решетки равно $(N - 1) kd \sin \theta_0$. Количество элементов J , приходящееся на фазовую ступеньку при M -разрядном изменении фазы, составляет:

$$J = \frac{N}{(N - 1)2^M (d / \lambda) \sin \theta_0}. \quad (2.36)$$

Это позволяет определить наибольший угол сканирования, для которого $J \geq 2$. Для больших антенных решеток из (2.36) следует $\sin \theta_0 \cong 1/[(d/\lambda)2^{M+1}]$. Максимальные значения угла при полуволновом межэлементном шаге приведены в табл. 2.4. Большие углы приводят к более сложным искажениям диаграммы направленности. Для J , заключенного в диапазоне между 1 и 2, существует переходная область между описанной случайной структурой боковых лепестков ($J < 1$) и структурой лепестков, обусловленных квантованием. Угол расположения лепестков квантования θ_q определяется шириной ступеньки W (не путать с W в формуле (2.27)):

$$\frac{W}{\lambda} = \frac{1}{2^M \sin \theta_0}. \quad (2.37)$$

Таблица 2.4. Максимальный угол сканирования, при котором появляется отчетливо выраженный лепесток квантования ($d/\lambda = 1/2$)

M бит	θ_{\max} (град)
1	30
2	14.48
3	7.18
4	3.58
5	1.79

Как отмечалось выше, это приводит к пиковому значению ошибки $\beta = \pi/2^M$ для пилообразной кривой. Амплитуды лепестков квантования определяются выражением $\text{sinc}(\beta \pm i\pi)$, где $i = 0$ соответствует основному лучу. Амплитуды первых двух лепестков квантования и основного луча приводятся в работе [14]:

$$\begin{array}{ll} \text{основной луч} & \text{sinc}\beta; \\ \text{первый лепесток квантования} & \frac{\sin\beta}{\pi \pm \beta}; \\ \text{второй лепесток квантования} & \frac{\sin\beta}{2\pi \pm \beta}. \end{array} \quad (2.38)$$

При $\beta = \pi/2$ амплитуды основного луча и первого лепестка квантования равны, что, несомненно, является плохим вариантом. Но это происходит только в предельном случае, когда используются однобитовые фазовращатели. В табл. 2.5 приведены значения уровней лепестков в зависимости от разрядности фазовращателей.

Таблица 2.5. Амплитуды лепестков квантования фазовращателей

M	Основной луч (дБ)	QL_1 (дБ)	QL_2 (дБ)
1	-3.92	-3.92	-13.46
2	-0.912	-10.45	-14.89
3	-0.224	-17.13	-19.31
4	-0.056	-23.58	-24.67
5	-0.014	-29.84	-30.38
6	0	-35.99	-36.26

Уменьшение коэффициента усиления выражается через приближенное уменьшение амплитуды основного луча [1]:

$$\frac{G}{G_0} \cong \sin c^2 \beta, \quad (2.39)$$

где $\sin c(x) = \sin x / x$.

Эти данные позволяют разработчику антенной решетки рационально выбрать разрядность фазовращателя.

В случае прямоугольных сеток условия появления дифракционного лепестка (ДЛ), выведенные для линейных антенных решеток, остаются справедливыми для полос, параллельных u - и v -осям. Они пересекаются, образуя зоны, где могут появляться ДЛ, как показано на рис. 2.26. Дискретность расположения ДЛ, конечно, зависит от углов сканирования. Наблюдаемые лепестки квантования представляют собой ДЛ, расположенные на полосах в пределах единичной окружности в плоскости угловых переменных u - v .

При использовании гексагональной сетки излучателей с гексагональным режимом управления фазовращателями полосы лепестков квантования расположены по главным диагоналям. В большинстве случаев единичную окружность пересекают только две полосы. Однако такие гексагональные структуры сложны и поэтому применяются редко. Чаше используются схемы со строчно-столбцовым расположением фазовращателей, при этом полосы лепестков квантования параллельны u - и v -осям [15]. На рис. 2.27 изображена гексагональная сетка со строчно-столбцовым расположением фазовращателей. В этом случае могут возникать дополнительные полосы лепестков квантования. В целом, у гексагональной сетки есть преимущества в отношении дифракционных лепестков, но при строчно-столбцовом расположении фазовращателей она не имеет преимуществ в отношении лепестков квантования.

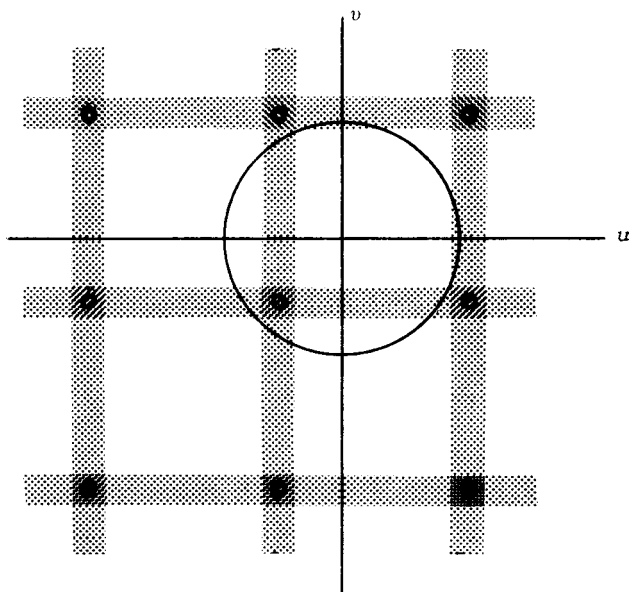


Рис. 2.26. Полосы расположения лепестков квантования для квадратной сетки расположения элементов

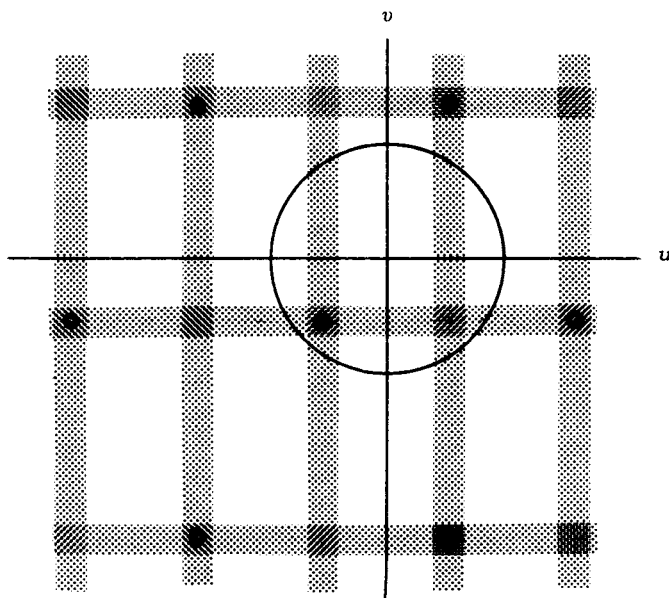


Рис. 2.27. Полосы расположения лепестков квантования для гексагональной сетки

2.3.5. Лепестки квантования подрешеток

Антенная решетка, состоящая из смежных подрешеток, при сканировании имеет ступенчатое фазовое распределение, при этом на каждую подрешетку приходится одно значение фазы. Как и в случае цифровых фазовращателей, это приводит к возникновению лепестков квантования, однако подрешетка имеет, по крайней мере, два элемента. Поэтому лепестки квантования здесь всегда детерминированы. Обозначим, как и прежде, ширину ступеньки (ширина подрешетки) через W , а пиковое значение ошибки для пилообразной кривой — β . Для больших антенных решеток дискретные подрешетки можно заменить сплошным раскрывом с пилообразной фазой. Рассмотрим N одинаковых подрешеток с однородным возбуждением. Диаграмма направленности антенны имеет вид

$$F(u) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \exp \left\{ j \left[\left(\frac{1}{2} kdu - N\beta \right) + \beta (2n - 1 - N) \right] \right\}, \quad (2.40)$$

где перед суммированием экспонент производится интегрирование по всем подрешеткам с учетом ошибок квантования, и

$$u = (\sin \theta_0 - \sin \theta); \quad N_1 = \frac{2n - N}{N}; \quad N_2 = \frac{2n - 2 - N}{N}.$$

Удобно перейти к переменным

$$\begin{aligned} w &= \frac{W}{\lambda} (\sin \theta_0 - \sin \theta); & \beta &= \pi v; \\ v &= \frac{W}{\lambda} \sin \theta; & v_0 &= \frac{W}{\lambda} \sin \theta_0. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Результат интегрирования и суммирования может быть представлен в аналитическом виде

$$F(u) = \frac{\sin N\pi w}{N \sin \pi w} \operatorname{sinc} \pi v. \quad (2.42)$$

В этом выражении легко узнать диаграмму направленности эквидистантной антенной решетки из N изотропных элементов, расположенных на расстоянии W , с направлением основного луча $\theta = v = 0$. При значениях W , больших одной длины волны, первый член приводит к возникновению ДЛ. Данные ДЛ имеют единичную амплитуду и располагаются в точках $w = 0, 1, 2, \dots$ Первый из них является основным. На эти лепестки накладывается sinc -множитель формы луча.

При расстоянии между ДЛ, равном единице (в значениях w), и линейной ширине луча, равной 2 (в значениях v), первый ДЛ всегда находится на краю или внутри sinc -образного лепестка. Например, в отсутствие сканирования первый ДЛ наблюдается при первом нуле sinc -множителя. При сканировании максимум луча отодвигается от пика sinc -функции и, поэтому, уменьшается. При этом ДЛ сдвигается от нуля sinc -функции к пиковому значению. Таким образом, уровень первого лепестка квантования близок к значению sinc -мно-

жителя в положении первого ДЛ: $v = v_0 - 1$. Следующий лепесток квантования наблюдается при втором ДЛ: $v = v_0 - 2$, при этом sinc -образная диаграмма направленности боковых лепестков задает уровень лепестка квантования. Для точного определения пиков лепестков квантования потребовалось бы дифференцирование уравнения (2.42) с последующим приравнением результата к нулю. При больших значениях N ширина луча ДЛ будет небольшой по сравнению с шириной sinc -образного луча, и приводимые здесь результаты будут точны. Если основной луч N -элементной антенной решетки оказывается в нуле sinc -образной диаграммы направленности подрешетки, лепесток квантования раздваивается, образуя небольшие лепестки с каждой стороны нуля [13]. Последние малоинтересны из-за их малой амплитуды. Амплитуды лепестков квантования и основного лепестка находятся из уравнения (2.38), разумеется, с использованием значения β для подрешетки. Лепестки квантования наблюдаются приблизительно под углами расположения ДЛ:

$$\sin \theta_{\text{дл}} = \sin \theta_0 \pm \frac{m\lambda}{W} \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (2.43)$$

Приблизительные уровни лепестков квантования описываются выражением $\text{sinc} \pi v_q$; зависимость их значений от $v_0 = (W/\lambda) \sin \theta_0$ для различных уровней (QL) приведена в табл. 2.6. Таблица позволяет использовать различные комбинации размера подрешетки и угла сканирования. Например, лепесток квантования с уровнем не выше уровня бокового лепестка однородной решетки получается для $W/\lambda = 2$ при сканировании на угол 5.37° , или для $W/\lambda = 1$ при сканировании на угол 10.79° . Эти уровни приводятся относительно основного луча в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны. На рис. 2.28 показаны лепестки квантования для 75-элементной антенной решетки с полуволновым шагом расположения излучателей. Каждая подрешетка содержит пять элементов; угол сканирования составляет 3° , при этом $\beta/\pi = 0.1308$. Ближайшие лепестки квантования имеют уровень -16.69 дБ при -20.34° и -18.98 дБ при 26.89° . Для более точного описания поведения лепестков квантования рассматривается модель дискретных, а не непрерывных подрешеток. Однако, точность использованной здесь модели достаточна, и она более проста.

Таблица 2.6. Лепестки квантования подрешеток

β/π	Основной лепесток (дБ)	QL ₁ (дБ)	QL ₂ (дБ)
0.025	-0.01	-31.83	-32.26
0.05	-0.04	-25.61	-26.48
0.1	-0.14	-19.23	-20.97
0.15	-0.32	-15.39	-18.02
0.2	-0.58	-12.62	-16.14
0.3	-1.33	-8.69	-14.06
0.4	-2.42	-5.94	-13.30
0.5	-3.92	-3.92	-13.46

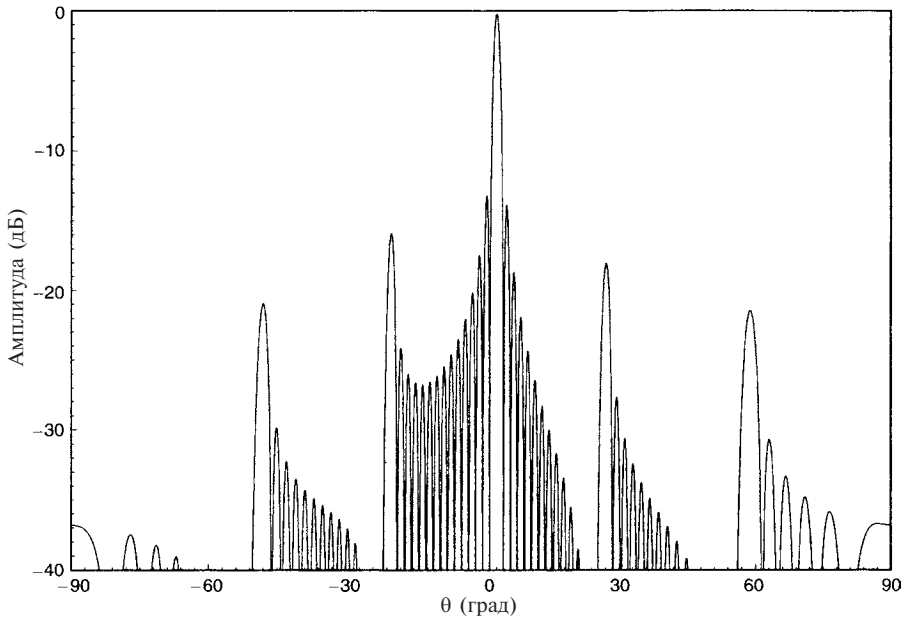


Рис. 2.28. 15 подрешеток, в каждой из которых 5 элементов, расположенных с шагом $\lambda/2$, угол сканирования 3°

Данные результаты объясняют причины того, почему эти лепестки названы лепестками квантования, а не ДЛ. Хотя они наблюдаются под углами расположения ДЛ, их вид и амплитуда являются функциями угла сканирования. В то время как ДЛ возникают даже в отсутствие сканирования, лепестки квантования фазы и лепестки квантования подрешеток без сканирования не появляются. Их уровень возрастает с увеличением угла сканирования.

Для удаленных дифракционных лепестков характерен высокий уровень, который меньше уровня основного луча только из-за медленно меняющейся диаграммы направленности элемента. С другой стороны, лепестки квантования обычно намного слабее, чем основной луч, а каждый дополнительный лепесток квантования значительно меньше предыдущего.

2.3.6. Расфазирование лепестков квантования: перекрывающиеся подрешетки

Существует несколько способов расфазирования (нарушение синфазности) лепестков квантования фазовращателей, лучшим из которых является метод добавленной фазы [17, 10]. В этом методе фазы элементов рассчитываются для такой разрядности фазовращателя, которая обеспечивала бы достаточно малый уровень лепестков квантования. Обозначим это число разрядов N . Фазовращатели управляются сигналом с меньшим числом бит M . Осуществляются генерация и сохранение ряда случайных чисел с разрядностью N бит по одно-

му для каждого фазовращателя. Затем случайные числа таблицы укорачиваются до M бит и сохраняются отдельно. После вычисления значений управляющих разрядов фазовращателей для данного направления сканирования к ним прибавляются случайные N -разрядные числа, по одному к каждой управляющей кодовой группе фазовращателя. Затем кодовые группы фазовращателей укорачиваются до M бит, и из них вычитаются случайные M -разрядные числа по одному для каждой кодовой группы фазовращателя. После чего полученные кодовые сигналы используются для управления фазовращателями. Результатом такого подхода является расфазирование лепестков квантования и небольшой рост среднего значения огибающей боковых лепестков. Важно, что этот метод, в отличие от некоторых других, обеспечивает нулевое среднее значение. Среднеквадратичный уровень бокового лепестка задается выражением

$$\text{SLL}_{\text{RMS}} = \frac{\alpha^2}{(1 - \alpha^2)N_{\text{elem}}}, \quad (2.44)$$

где параметр $\alpha = \pi / (\sqrt{32}^M)$, антенная решетка имеет N_{elem} элементов. Разрядность фазовращателя равна M , где, как и ранее, наибольший разряд соответствует π (см. табл. 2.7).

Таблица 2.7. Расфазирование лепестков квантования

Разрядность фазовращателя	α	Среднеквадратичный уровень бокового лепестка (дБ)
3	0.2267	-44.1
4	0.1134	-50.1
5	0.0567	-56.1

Необходимо исследовать, как работает метод расфазирования при больших элементах или подрешетках, однако снижение коэффициента усиления не может быть компенсировано. В единственной схеме, значительно уменьшающей этот эффект и устраняющей потерю коэффициента усиления, используются частично перекрывающиеся подрешетки (Mailloux, 1994). Как показано на рис. 2.29, выходной сигнал каждого элемента разделяется на два или более сигнала. Это позволяет связать с одним и тем же элементом две или более конфигурации подрешеток. Затем эти выходные сигналы подрешеток могут быть скомбинированы таким образом, чтобы обеспечить эффективное спадающие амплитуды к краям раскрыва. В результате уровень лепестков квантования снижается и восстанавливается коэффициент усиления. К сожалению, схема возбуждения в этом случае является очень сложной даже для линейной антенной решетки. Форма диаграммы направленности элемента значительно уменьшает влияние лепестков квантования, поскольку коэффициент усиления имеет минимальное значение при предельном угле сканирования, для которого уровень лепестка квантования наибольший.

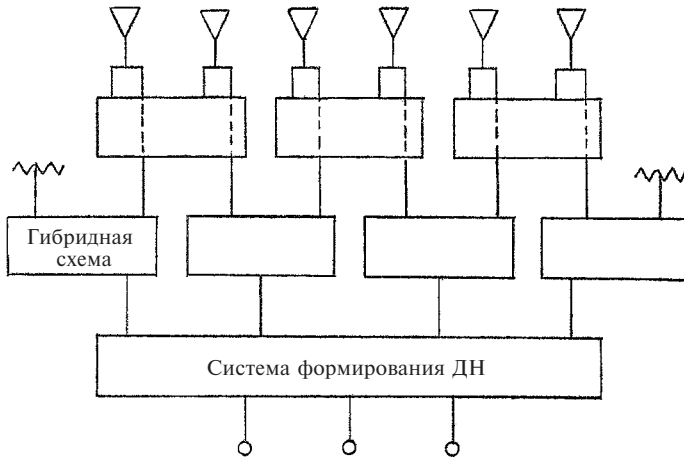


Рис. 2.29. Перекрывающиеся подрешетки

2.4. Направленность

2.4.1. Направленность линейной антенной решетки

Коэффициент направленного действия (КНД) линейной антенной решетки, как обычно, представляет собой плотность потока энергии в направлении интересующего угла, деленную на усредненную проинтегрированную по сфере диаграмму направленности по мощности. При угле θ , отсчитываемом от нормали к решетке, КНД имеет вид

$$G = \frac{4\pi |F|^2}{\int_0^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta d\theta d\varphi}, \quad (2.45)$$

где G используется для обозначения КНД, хотя им часто обозначается также коэффициент усиления (КУ). Поскольку резистивные потери таких антенных решеток, как правило, намного меньше, чем потери на сопротивление излучению, коэффициент усиления и КНД по существу равны, если не учитывается влияние эффектов рассогласования импедансов. Для изотропных элементов множитель антенной решетки осесимметричен, что сразу же приводит к упрощению:

$$G = \frac{2|F|^2}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\theta)|^2 \cos \theta d\theta}. \quad (2.46)$$

Используя здесь аналитическое выражение для диаграммы направленности эквидистантной антенной решетки при нормальном излучении, получаем

$$G = \frac{N^2}{\int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \frac{1}{2} Nkdu}{\sin^2 \frac{1}{2} kdu} \cos \theta d\theta}. \quad (2.47)$$

Замена всех угловых переменных на u дает

$$G = \frac{N^2 d / \lambda}{\int_0^{d/\lambda} \frac{\sin^2 \frac{1}{2} Nkdu}{\sin^2 \frac{1}{2} kdu} \partial u}. \tag{2.48}$$

Это выражение допускает интегрирование с помощью разложения в ряд:

$$\frac{N^2 d / \lambda}{G} = \int_0^{d/\lambda} \left[N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N - n) \cos nkdu \right] \partial u = N \frac{d}{\lambda} + \frac{2d}{\lambda} \sum_{n=1}^{N-1} (N - n) \text{sinc } nkd. \tag{2.49}$$

Результирующий КНД имеет следующий вид, где $\text{sinc } x$ обозначает $\sin(x)/x$

$$G = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N - n) \text{sinc } nkd}. \tag{2.50}$$

На рис. 2.30 изображена зависимость коэффициента направленности антенной решетки от шага расположения излучателей для различных решеток, содержащих от 2 до 24 элементов. Отметим, что при появлении первого дифракционного лепестка направленность резко уменьшается до значения, приблизительно равного значению при полуволновом шаге.

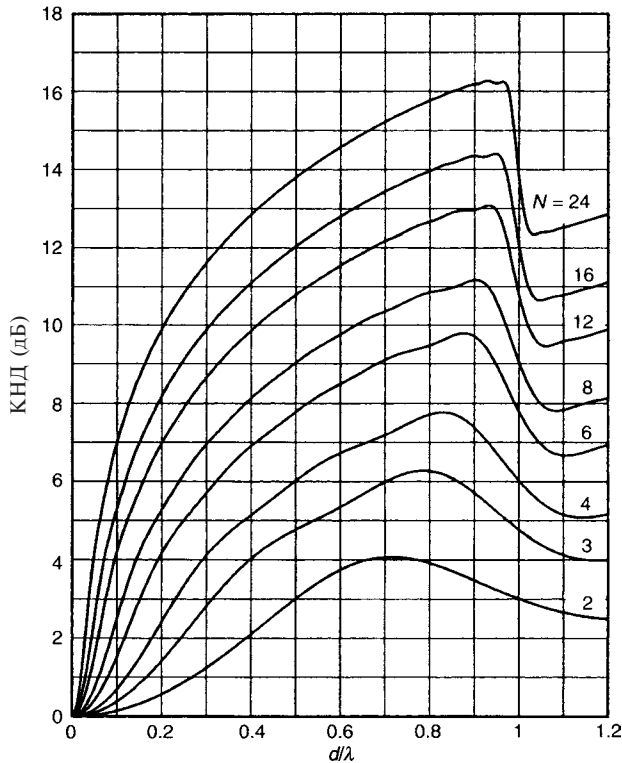


Рис. 2.30. Антенная решетка, состоящая из изотропных элементов

На этих графиках не показано, что при дальнейшем увеличении шага КНД возрастает до тех пор, пока не появляется второй дифракционный лепесток, в точке возникновения которого наблюдается второй спад КНД до значения, примерно равного наблюдаемому при полуволновом интервале [5]. По существу, КНД равен N всякий раз, когда шаг является кратным 0.5λ . Незначительные колебания ниже пикового значения КНД определяются тем, совпадает ли граничное значение реального межэлементного расстояния с пиком бокового лепестка или с его нулем. Такое поведение может также объясняться эффектом изменения взаимной связи между элементами при изменении шага. Результат суммирования в (2.50) представляет собой взвешенную сумму взаимных сопротивлений, поскольку эффективное взаимное сопротивление между двумя изотропными излучателями, расположенными с интервалом s , равно просто $120 \operatorname{sinc} ks$. Для углов сканирования, удаленных от направления, перпендикулярного раскрытию антенны, коэффициент направленности имеет вид

$$G = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \operatorname{sinc} nkd \cos(nkd \sin \theta_0)}. \quad (2.51)$$

Это выражение описывает изменения КНД вблизи точки появления дифракционного лепестка, аналогичные изображенным на рис. 2.30. Частным случаем является направление вдоль оси антенны, для которого КНД равен

$$G = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \operatorname{sinc} 2nkd}. \quad (2.52)$$

Этот результат совпадает с решением для антенной решетки бокового излучения с половинным шагом. Аналогично, при шаге, кратном четверти длины волны, КНД равен N .

При полуволновом шаге аргумент sinc функции в уравнении (2.50) равен $n\pi$, что делает КНД не зависящим от угла сканирования и равным N . В то же время у равномерно возбуждаемого непрерывного линейного источника КНД в осевом направлении равен $4L/\lambda$, а в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны, — $2L/\lambda$.

При больших N максимальное значение КНД больших антенных решеток наблюдается при шаге несколько меньше λ в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны, и несколько меньше $\lambda/2$ в осевом направлении; КНД при этом приближается к $2N$. При выражении КНД через длину раскрытия $L = (N-1)d$, очевидно, что его максимальное значение приближается к соответствующему значению для непрерывного линейного источника, а именно: $2L/\lambda$ в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны, и $4L/\lambda$ в осевом направлении.

У антенной решетки изотропных элементов со спадающим амплитудным распределением по раскрытию множитель направленности имеет вид (см. (2.1))

$$F(u) = \sum A_n \exp[jkd(n-1)u]. \quad (2.53)$$

При подстановке этого выражения в уравнение (2.46) и интегрировании получаем для КНД

$$G = \frac{\left| \sum_{n=1}^N A_n \right|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N A_n A_m^* \operatorname{sinc}(n-m)kd}. \quad (2.54)$$

Даже при комплексных коэффициентах возбуждения числитель и знаменатель действительны. Для антенной решетки с равномерным возбуждением все $A_n = 1$, что ведет к уравнению (2.50). Для симметричных антенных решеток суммирование в выражении для КНД может проводиться по половине антенной решетки. Например, при четных N КНД приобретает вид

$$G = \frac{2 \left| \sum_{n=1}^{N/2} A_n \right|^2}{\sum_{n=1}^{N/2} \sum_{m=1}^{N/2} A_n A_m^* [\operatorname{sinc}(n+m-1)kd + \operatorname{sinc}(n-m)kd]}. \quad (2.55)$$

2.4.2. КНД антенной решетки, состоящей из коротких диполей

Антенные решетки, состоящие из коротких диполей, интересны, главным образом, потому, что выражения для КНД допускают интегрирование в аналитическом виде. Направленность излучения параллельных коротких диполей зависит от угла ϕ ; в уравнении для КНД используется соответствующая диаграмма направленности элемента

$$f(\theta, \phi) = \sqrt{1 - \cos^2 \theta \sin^2 \phi}. \quad (2.56)$$

Лежащие на одной линии короткие диполи обеспечивают направленность в плоскости антенной решетки; соответствующая диаграмма направленности элемента имеет вид $\cos \theta$. Результирующий КНД линейной синфазной антенной решетки с равномерным возбуждением, состоящей из параллельных коротких диполей, в направлении, перпендикулярном раскрытию, равен

$$G = \frac{3N^2 / 2}{N + 3 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \left[\frac{\sin nkd}{nkd} + \frac{\cos nkd}{(nkd)^2} - \frac{\sin nkd}{(nkd)^3} \right]}. \quad (2.57)$$

В частном случае половолнового межэлементного расстояния это выражение приобретает вид

$$G = \frac{3N^2 / 2}{N + 3 \sum_{n=1}^{N-1} \frac{(-1)^n (N-n)}{\pi^2 n^2}}. \quad (2.58)$$

Короткие диполи, или щели, лежащие на одной прямой, обеспечивают аналогичную направленность:

$$G = \frac{3N^2 / 2}{N - 6 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \left[\frac{\cos nkd}{(nkd)^2} - \frac{\sin nkd}{(nkd)^3} \right]}. \quad (2.59)$$

И в этом частном случае полуволнового межэлементного расстояния, имеем

$$G = \frac{3N^2 / 2}{N - 6 \sum_{n=1}^{N-1} \frac{(N-n)(-1)^n}{\pi^2 n^2}}. \quad (2.60)$$

Для обеих ориентаций диполей взаимное сопротивление описывается тригонометрическими членами в скобках, умноженными на константу. Несмотря на простоту этих выражений для КНД, короткие элементы редко используются в антенных решетках из-за их высокой реактивности (реактивной проводимости), низкого сопротивления излучения и узкой полосы пропускания. Почти всегда используются полуволновые или резонансные элементы. Можно предположить, что КНД обычной дипольной, щелевой или микрополосковой антенной решетки можно вычислять методом, использующим взаимные сопротивления, впервые предложенным в работе [2]. Это заключение оказывается верным и будет обсуждаться ниже.

2.4.3. КНД антенной решетки, состоящей из резонансных элементов

КНД будет выведен для линейной синфазной антенной решетки с равномерным возбуждением, состоящей из полуволновых диполей произвольной ориентации, в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны. Как и ранее, КНД в направлении максимального излучения представляет собой отношение максимальной плотности мощности к входной мощности:

$$G = \frac{4\pi r^2 E_0 H_0^*}{P}. \quad (2.61)$$

Для линейной решетки полуволновых диполей максимальное значение поля E_0

$$E_0 = \frac{60}{r} \sum I_n; \quad H_0 = \frac{E_0}{120\pi}. \quad (2.62)$$

Здесь I_n — токи диполей. При равномерном возбуждении все $I_n = I_0$, и числитель равен

$$120[\sum I_n]^2 = 120I_0^2 N^2. \quad (2.63)$$

Входная мощность

$$P = \sum \operatorname{Re}(I_n V_n^*) = \sum I_n \sum I_m^* R_m = I_0^2 \sum \sum R_{nm}, \quad (2.64)$$

где R_{nm} взаимное межэлементное сопротивление.

В результате имеем для КНД

$$G = \frac{120N^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N R_{nm}} = \frac{120N^2}{R_0N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n)R_n}. \quad (2.65)$$

Здесь R_0 — собственное сопротивление, а R_n — взаимное сопротивление между диполями, находящимися на расстоянии nd друг от друга. КНД линейных антенных решеток, состоящих как из параллельных полуволновых диполей, так и диполей, лежащих на одной прямой, вычислен с помощью компактных и эффективных компьютерных алгоритмов расчета полных взаимных импедансов [6, 8]. На рис. 2.31 представлены результаты для решеток с параллельными диполями, а для антенных решеток с коллинеарными диполями значения КНД отражены на рис. 2.32.

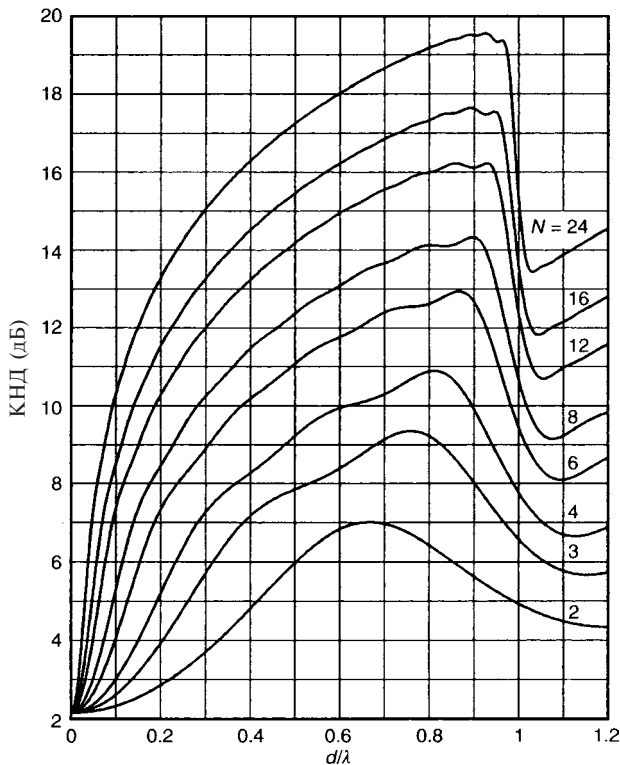


Рис. 2.31. Антенная решетка, состоящая из параллельных полуволновых диполей

Отметим, что для антенной решетки, состоящей из параллельных диполей, характерно падение КНД, обусловленное дифракционными лепестками, аналогичное наблюдаемому для изотропных элементов. В обоих случаях имеет место сильная взаимная связь. Однако для коллинеарных решеток взаимная связь меньше, и поэтому у них менее заметен эффект влияния дифракционных лепестков. В то же время, решетка из параллельных элементов имеет

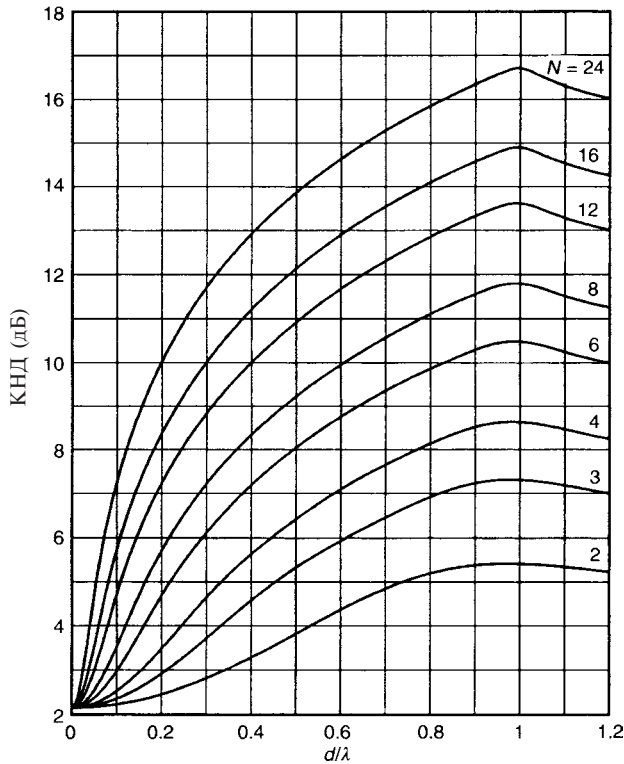


Рис. 2.32. Антенная решетка, состоящая из коллинейных полуволновых диполей

пиковое значение КНД примерно на 3 дБ больше вследствие сужения луча в поперечной плоскости.

При постоянном шаге и количестве элементов максимум КНД наблюдается не в направлении, перпендикулярном раскрытию антенны, или по оси антенны. Это обсуждается в главе 9, посвященной сверхнаправленным антенным решеткам.

2.4.4. КНД плоской антенной решетки

Выражение для КНД плоской антенной решетки имеет вид

$$G = \frac{4\pi F_0^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta) \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (2.66)$$

Для решетки, состоящей из изотропных элементов, расположенных по прямоугольной сетке, и с лучом, направленным перпендикулярно раскрытию антенны, числитель выражения для КНД равен

$$4\pi \left[\sum_{n=1}^{N/2} \sum_{m=1}^{M/2} A_{nm} \right]^2. \quad (2.67)$$

В знаменателе F^2 представляет собой четырехкратную сумму:

$$F^2 = \sum_n \sum_m \sum_p \sum_q A_{nm} A_{pq} \cos(2n-1)\alpha \cos(2m-1)\beta \cos(2p-1)\alpha \cos(2q-1)\beta, \quad (2.68)$$

где $\alpha = (\pi d_x / \lambda)u$ и $\beta = (\pi d_y / \lambda)v$. Многократное использование тригонометрических тождеств позволяет преобразовать произведение четырех косинусов в сумму восьми членов, где во всевозможных комбинациях присутствуют целочисленные множители A и B . При этом общий член имеет вид

$$\frac{1}{8} \cos(A\alpha \pm B\beta), \quad (2.69)$$

а значения A и B равны

$$A = \begin{cases} n+p-1; \\ n-p \end{cases}; \quad B = \begin{cases} m+q-1; \\ m-q \end{cases}. \quad (2.70)$$

Это выражение можно преобразовать следующим образом

$$\cos(a \cos \phi + b \sin \phi) = \cos \left[\sqrt{a^2 + b^2} \sin \left(\phi + \arctan \frac{a}{b} \right) \right]. \quad (2.71)$$

Интегрируя данное уравнение по ϕ , получаем:

$$\int_0^{2\pi} \cos \left[\sqrt{a^2 + b^2} \sin \left(\phi + \arctan \frac{a}{b} \right) \right] d\phi = 2\pi J_0(\sqrt{a^2 + b^2}). \quad (2.72)$$

Полученный результат допускает интегрирование по ϕ

$$2\pi \int_0^\pi J_0(\sqrt{a^2 + b^2}) \sin \theta d\theta = 4\pi \operatorname{sinc} C. \quad (2.73)$$

где $\sqrt{A^2 + B^2} = C \sin \theta$. Наконец, КНД может быть выражен через четырехкратную сумму:

$$D = \frac{4 \left(\sum_{n=1}^{N/2} \sum_{m=1}^{M/2} A_{nm} \right)^2}{\sum_{n=1}^{N/2} \sum_{m=1}^{M/2} \sum_{p=1}^{N/2} \sum_{q=1}^{M/2} A_{nm} A_{pq} [S_1 + S_2 + S_3 + S_4]} \quad (2.74)$$

где

$$\begin{aligned} S_1 &= \operatorname{sinc} 2\pi \sqrt{(n+p-1)^2 d_x^2 / \lambda^2 + (m+q-1)^2 d_y^2 / \lambda^2}. \\ S_2 &= \operatorname{sinc} 2\pi \sqrt{(n+p-1)^2 d_x^2 / \lambda^2 + (m-q)^2 d_y^2 / \lambda^2}. \\ S_3 &= \operatorname{sinc} 2\pi \sqrt{(n-p)^2 d_x^2 / \lambda^2 + (m+q-1)^2 d_y^2 / \lambda^2}. \\ S_4 &= \operatorname{sinc} 2\pi \sqrt{(n-p)^2 d_x^2 / \lambda^2 + (m-q)^2 d_y^2 / \lambda^2}. \end{aligned} \quad (2.75)$$

К сожалению, данный результат заметно не упрощается в случае равномерного возбуждения или при полуволновом шаге. Члены S_i равны нулю только для специальных множеств целых чисел, поскольку члены, описывающие взаимный импеданс, как правило, не нулевые.

Хотя полученное уравнение для КНД применимо в случае прямоугольной АР с прямоугольной сеткой, оно легко модифицируется для других конфигураций. К примеру, для плоской двумерной АР, в которой волноводные элементы объединяются в апертуру на различных расстояниях, оно решается путем коррекции пределов суммирования. Оно применимо также к решеткам с другими видами сеток, например, гексагональными.

В большинстве случаев, для КНД плоской антенной решетки приходится использовать аппроксимации. Например, коэффициент направленного действия приближенно равен

$$G \cong 2G_x G_y, \quad (2.76)$$

где G_x и G_y — КНД линейных решеток вдоль x и y осей. Коэффициент 2 обеспечивает хорошее совпадение с результатом точного расчета квадратной антенной решетки [5]; он также учитывает, что узкий луч излучается только в одну сторону.

Предыдущий расчет производился для КНД плоской АР, состоящей из изотропных элементов. КНД АР, состоящей из реальных излучателей, может быть вычислен, если вычисляется взаимный импеданс между любыми двумя элементами. Следуя методу, описанному в разделе 2.4.3, получаем общую формулу для КНД

$$D = \frac{120 \left[\sum_n \sum_m A_{nm} \right]^2}{\sum_n \sum_m \sum_p \sum_q A_{nm} A_{pq} R_{nmpq}}. \quad (2.77)$$

Здесь суммирование производится по всем элементам nm , а R_{nmpq} представляет собой взаимное сопротивление между nm и pq элементами.

Приближенное понимание эффективности раскрыва плоской АР может быть установлено при рассмотрении КНД равномерно возбуждаемой плоской решетки. Пусть раскрыв находится в y, z -плоскости сферической системы координат, в которой возможна замена $\sin \theta$ на $\cos \theta$. Направление нормали к раскрыву антенны задается углами $\theta_0 = \pi/2$, $\phi_0 = 0$. Пространственный множитель $F = \text{sinc } \pi u \text{ sinc } \pi v$, где

$$u = \frac{L}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0); \quad v = \frac{W}{\lambda} \sin \theta \sin \phi. \quad (2.78)$$

Предполагается, что сканирование происходит в плоскости $\phi_0 = 0$, что для КНД дает

$$G = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} F^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi}. \quad (2.79)$$

Интеграл по ϕ упрощается путем замены переменной на v . Вводится необходимый косинус, поскольку он, по существу, равен единице по основному лепестку для больших раскрытов. Для углов, где интенсивность бокового лепестка низка, погрешность больше. Это дает приближенное значение интеграла по ϕ

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} F^2 d\phi \cong \frac{\lambda}{W \sin \theta}. \quad (2.80)$$

Теперь КНД приближенно равен

$$\frac{4\pi}{G} \cong \frac{\lambda}{W} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \pi u}{\pi^2 u^2} d\theta. \quad (2.81)$$

Аналогичная замена переменной u приводит к результату [11], применимому при условии малой ширины луча в обеих плоскостях:

$$G \cong \frac{4\pi L W \sin \theta_0}{\lambda^2}. \quad (2.82)$$

Возвращаясь к отсчету угла θ относительно нормали к плоскости антенной решетки, отмечаем, что эффективная поверхность антенны (эффективная площадь раскрыва, effective aperture) изменяется как $\cos \theta_0$. Однако, из-за расширения луча при сканировании, приближение становится несправедливым. При углах вблизи осевого направления используется та же аппроксимация по ϕ , но для интеграла по θ аппроксимация отличается. Пусть

$$u = \frac{L}{2\lambda} (\theta + \theta_0)(\theta - \theta_0), \quad (2.83)$$

что дает вблизи осевого направления

$$\frac{4\pi}{G} \cong \frac{\lambda^2}{LW} \int_0^1 \frac{\sin^2 \pi u}{\pi^2 u^2 \sqrt{(2\lambda u / L)^2 - \theta_0^2}} du. \quad (2.84)$$

В осевом направлении результат имеет вид

$$G \cong 3\sqrt{2}\pi \frac{W}{\lambda} \sqrt{\frac{L}{\lambda}}. \quad (2.85)$$

На рис. 2.33 изображена зависимость эффективной поверхности антенны от угла сканирования в главной плоскости, откуда может быть определен диапазон применимости функции $\cos \theta_0$ для эффективности раскрыва. Значение $\cos \theta_0$ снижается до значения, наблюдаемого в направлении оси для

$$\cos \theta_0 = \frac{3}{2\sqrt{2L/\lambda}}. \quad (2.86)$$

Данная зависимость должна использоваться только для углов сканирования, много больших этой критической величины. Отметим, что зависимости

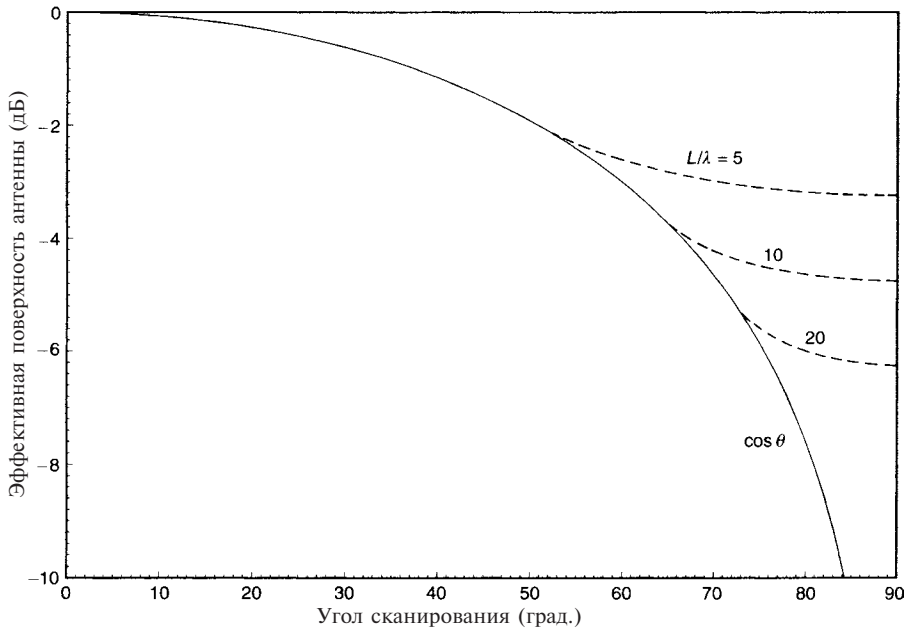


Рис. 2.33. Зависимость эффективной поверхности антенны от угла сканирования

типа $\cos \theta$ для эффективной поверхности не учитывают эффекты влияния изменения импеданса элементов при сканировании (*импеданса сканирования* — *scan impedance effects*) — см. главу 7.

Литература

1. Allen J. L. и др., *Phased Array Radar Studies*, Lincoln Lab., TR-228, Aug. 1960.
2. Bloch, A., Medhurst, R. G., and Pool, S. D., «A New Approach to the Design of Super-Directive Aerial Arrays», *Proc. IEE*, Vol. 100, Part III, 1953, pp. 303–314.
3. Elliott, R. S., «The Theory of Antenna Arrays», in *Microwave Scanning Antennas*, Vol. II, R. C. Hansen, Ed., Academic Press, 1966 [Peninsula Publishing, 1985], Chapter 1.
4. Hansen, R. C., *Microwave Scanning Antennas*, Vol. 1, Academic Press, 1964 [Peninsula Publishing, 1985], Chapter 1.
5. Hansen, R. C., «Comparison of Square Array Directivity Formulas», *Trans. IEEE*, Vol. AP-20, Jan. 1972a, pp. 100–102.
6. Hansen, R. C., «Formulation of Echelon Dipole Mutual Impedance for Computer», *Trans. IEEE*, Vol. AP-20, Nov. 1972b, pp. 780–781.
7. Hansen, R. C., «Linear Arrays», in *Handbook of Antenna Design*, A. W. Rudge и др., Eds., IEE/Peregrinus, 1983, Chapter 9.
8. Hansen, R. C. and Brunner, G., «Dipole Mutual Impedance for Design of Slot Arrays», *Microwave J.*, Vol. 22, Dec. 1979, pp. 54–56.
9. Hansen, R. C., «Phase and Delay in Corporate-Fed Arrays», *IEEE AP Magazine*. Vol. 44, Apr. 2002, pp. 24–29.
10. Hansen, R. C. and Charlton, G. G., «Subarray Quantization Lobe Decollimation», *Trans. IEEE*, Vol. AP-47, Aug. 1999, pp. 1237–1239.

11. King, M. J. and Thomas, R. K., «Gain of Large Scanned Arrays», *Trans. IRE*, Vol. AP-8, Nov. 1960, pp. 635—636.
12. Lo, Y. T. and Lee, S. W., «Affine Transformation and Its Application to Antenna Arrays», *Trans. IEEE*, Vol. AP-13, Nov. 1965, pp. 890—896.
13. Mailloux, R. J., *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 1994.
14. Miller, C. J., «Minimizing the Effects of Phase Quantization Errors in an Electronically Scanned Array», *RADC Symposium Electronically Scanned Array Techniques and Applications*, April 1964, RADC-TDR-64-225, AD-448 481.
15. Nelson, E. A., «Quantization Sidelobes of a Phased Array with a Triangular Element Arrangement», *Trans. IEEE*, Vol. AP-17, May 1969, pp. 363—365.
16. Sharp, E. D., «A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements That Reduces the Number Needed», *Trans. IRE*, Vol. AP-9, Mar. 1961, pp. 126—129.
17. Smith, M. S. and Guo, Y. C., «A Comparison of Methods for Randomizing Phase Quantization Errors in Phased Arrays», *Trans. IEEE*, Vol. AP-31, Nov. 1983, pp. 821—827.
18. Southworth, G. C., «Certain Factors Affecting the Gain of Directive Antenna Arrays», *Proc. IRE*, Vol. , Sept. 1930, pp. 1502—1536.
19. Von Aulock, W. H., «Properties of Phased Arrays», *Proc. IRE*, Vol. 48, Oct. 1960, pp. 1715—1727.
20. Whittaker, E. T. and Watson, G. N., *Modern Analysis*, 4th ed., Cambridge University Press, 1952.