

Министерство образования Российской Федерации
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова

Т. К. Артёмова, Н. И. Фомичёв

АНТЕННЫ

Учебное пособие

*Рекомендовано
Научно-методическим советом университета
для студентов, обучающихся по специальностям
Радиотехника, Физика, Радиофизика и электроника*

Ярославль 2010

УДК 621.396.67
ББК 3845я73
А 86

*Рекомендовано
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного издания. План 2009/10 года*

Рецензенты:

А. С. Захаров, канд. физ.-мат. наук, технический директор ООО «Кройс»;
кафедра физики Ярославского государственного
технического университета

Артёмова, Т. К. Антенны: учеб. пособие. / Т. К. Артёмова,
А 86 Н. И. Фомичёв. Изд. 2-е, исправленное и дополненное; Яросл. гос.
ун-т им. П. Г. Демидова. – Ярославль: ЯрГУ, 2010. – 108 с.
ISBN 978-5-8397-0744-3

Пособие представляет собой материалы курса «Антенны», читаемого авторами в Ярославском государственном университете.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальностям 010801.65 Радиофизика и электроника, 210302.65 Радиотехника, 010701.65 Физика (дисциплина «Антенны», «Устройства СВЧ и антенны», «Антенно-фидерные устройства», блок ОПД, ДС), очной, очно-заочной и заочной форм обучения.

Ил.: 34. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.67
ББК 3845я73

ISBN 978-5-8397-0744-3

© Ярославский государственный
университет им. П. Г. Демидова, 2010

Предисловие

Основное назначение антенн – излучение или прием электромагнитных волн.

Антенной называется устройство, осуществляющее преобразование направляемых электромагнитных волн в радиоволны, и наоборот, радиоволн в направляемые электромагнитные волны.

Антенны относятся к пассивным компонентам радиосистем, и в конструктивном отношении они представляют собой сочетание проводников и магнитодиэлектриков. Наряду с излучением и приемом радиоволн антенны выполняют функции пространственной фильтрации радиосигналов, обеспечивая направленность действия радиосистем и осуществляя пеленгацию источников радиоизлучения.

Качество функционирования антенн оценивается рядом радиотехнических, конструктивных и других характеристик и параметров. Согласно теореме взаимности, свойства антенны на передачу и на прием не отличаются.

Классификацию антенн можно производить по различным признакам.

Во-первых, различают *антенны длинных волн* (10000 – 1000 м), *средних волн* (1000 – 100 м), *коротковолновые антенны* (100 – 10 м), *антенны УКВ, СВЧ-антенны* (300 МГц – 300 ГГц), *антенны оптических волн*. От диапазона применяемых радиоволн существенно зависят конструктивное выполнение антенн и достижимые значения их параметров.

Во-вторых, это деление по ширине используемого диапазона частот – на *узкополосные, широкополосные и сверхширокополосные*.

В-третьих, среди антенн по их направленным свойствам можно выделить *остронаправленные, слабонаправленные и ненаправленные*.

В-четвёртых, по устройству антенны подразделяются на три большие группы: *линейные, апертурные и антенны поверхностных волн*.

Линейные антенны – это антенны, у которых токи протекают по каналам, узким по сравнению с продольными размерами

и длиной волны. Они делятся на *проволочные* и *щелевые*. Проволочные антенны бывают как *открытые* (система проводов, изолированных на конце, например, вибраторные антенны), так и *закрытые* (замкнутые контуры, например, петлевые антенны). Открытые антенны широко применяются в радиосвязи, в радиовещании, закрытые – главным образом в радионавигации. Антенны можно также подразделить на *симметричные* (потенциалы зажимов антенны одинаковы по величине и противоположны по знаку; такая антенна состоит из двух одинаковых половин) и *несимметричные* (один из зажимов антенны соединяется с заземлением или противовесом и имеет нулевой потенциал).

Апертурные антенны – антенны, излучение которых происходит через раскрыв, называемый *апертурой*, например, рупорные, линзовые, зеркальные. В раскрывах таких антенн обычно создается поле, близкое к синфазному, поэтому максимальное излучение происходит в направлении, перпендикулярном плоскости раскрыва, то есть апертурные антенны – высоконаправленные. Они являются основным типом радиолокационных антенн, используются в радионавигации, радиоастрономии, радиосвязи.

Антенны поверхностных волн возбуждаются бегущими электромагнитными волнами, распространяющимися вдоль антенны, и излучают в направлении распространения (например, стержневая диэлектрическая антенна, являющаяся продолжением открытого на конце круглого волновода). Это относительно компактные антенны, поэтому применяются в радиооборудовании летательных аппаратов.

Антенны всех типов могут группироваться в многоэлементные *антенные решетки*, что позволяет получать управляемые характеристики.

В настоящее время существует тенденция к миниатюризации антенн, появились *фрактальные антенны*, строящиеся на свойствах самоподобия. В связи с широким развитием сверхкороткоимпульсной локации появились *сверхширокополосные антенны* различных конструкций. В подвижной радиосвязи применяются *многодиапазонные* антенны.

Глава 1. Радиотехнические характеристики и параметры передающих и приемных антенн

1.1. Структурная схема антенны

В схеме конкретной антенны можно выделить следующие элементы: *вход*, *согласующее устройство*, *распределитель* и *излучающую систему* (см. рис. 1.1).

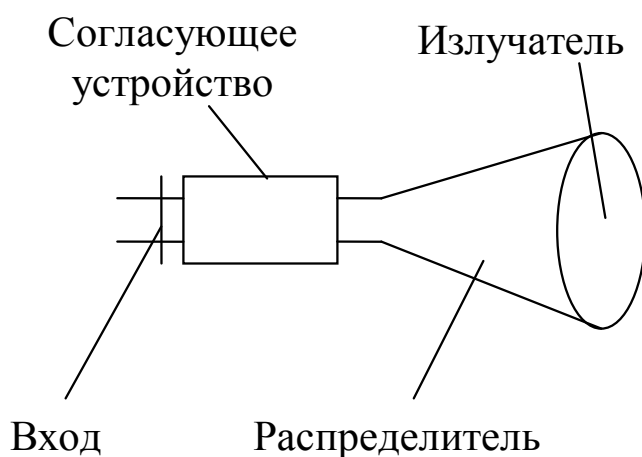


Рис. 1.1. Структурная схема антенны

Под *входом* антенны обычно понимают сечение линии передачи с волной заданного типа. Положение этого сечения должно быть точно указано, что необходимо для однозначного электрического расчета

тракта. Современные антенны могут иметь сотни, а иногда тысячи входов, которые используются для одновременной работы антенны на различных частотах или независимого формирования нескольких различающихся характеристик направленности.

Согласующее устройство предназначается для обеспечения режима питающей линии, как можно более близкого к режиму бегущей волны.

Распределитель антенны представляет конструкцию из проводников и диэлектриков и предназначен для создания нужного закона распределения излучающих токов, обеспечивающего формирование требуемой характеристики направленности.

Излучающая система представляет собой область пространства, в которой протекают токи, возбуждающие электромагнитные волны. В силу принципа обратимости антенн такое же

название может быть сохранено и для приемных антенн. В качестве излучающей системы могут фигурировать как реальные электрические токи, текущие по металлическим поверхностям, так и эквивалентные фиктивные электрические и магнитные токи на замкнутых поверхностях, окружающих антенну.

Выделение распределителя и излучающей системы связано с традиционным подходом, согласно которому расчет антенны разделяется на две части: внутреннюю и внешнюю задачи. *Внутренняя задача* состоит в нахождении функций распределения высокочастотных токов в излучающей системе. *Внешняя задача* по известному распределению токов определяет электромагнитное поле антенны и характеризующие его параметры (ширина луча, уровень бокового излучения, КНД и др.).

С физической точки зрения антенну можно представить разомкнутым колебательным контуром. Замкнутый контур не излучает, так как электрическое и магнитное поля в нем разделены в пространстве, что неестественно для электромагнитной волны. Перейдем от замкнутого колебательного контура к разомкнутому, раздвигая пластины конденсатора и одновременно увеличивая их размеры для сохранения неизменной собственной частоты контура. Антенна, полученная в результате такого перехода, представляет собой симметричный вибратор. При этом под влиянием переменного напряжения, приложенного к входным клеммам антенны, в индуктивностях возникает ток проводимости, а в емкостях – ток смещения. Поскольку имеющийся ток смещения охватывает большой объем пространства, то становится возможным эффективное излучение электромагнитных волн.

Направленные, поляризационные и другие свойства антенн описываются рядом характеристик.

1.2. Характеристики направленности антенны

Электромагнитное поле с длиной волны λ произвольной малой линейной антенны в дальней зоне может быть записано в виде

$$\dot{\vec{E}} = \frac{Z_c}{2\lambda} h_d \dot{I}_A \dot{\vec{F}}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (1.1)$$

где $Z_c = \sqrt{\mu_a / \varepsilon_a}$ – волновое сопротивление среды распространения, h_d – действующая длина антенны, \dot{I}_A – комплексная амплитуда тока в антенне, $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Здесь $\dot{F}(\theta, \varphi)$ характеризует угловое распределение напряженности поля, а также его поляризационные и фазовые свойства и называется **векторной комплексной диаграммой направленности (ДН)**. В самом общем случае ДН антенны состоит из трех сомножителей, описывающих соответственно амплитудную, поляризационную и фазовую ДН антенны:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \dot{p}(\theta, \varphi) e^{j \cdot \Phi(\theta, \varphi)}. \quad (1.2)$$

Диаграмма направленности антенны может быть задана аналитически, но, как правило, является графическим представлением излучательных (приёмных) свойств антенны, как функции направления.

1.2.1. Амплитудная ДН

Амплитудная ДН передающей антенны – зависимость интенсивности электромагнитного поля, излучаемого антенной, или его отдельных компонент от угловых координат в пространстве.

Амплитудная ДН определяется по полю или по мощности, в абсолютных или относительных единицах и представляется в линейном или логарифмическом масштабе, в декартовой или сферической системе координат. ДН может быть получена как расчетным, так и экспериментальным путем.

ДН по полю. Этот тип диаграмм показывает, каким образом напряженность электрического поля зависит от угловых координат на заданном расстоянии от антенны. Так как напряженности электрического $E(\theta, \varphi)$ и магнитного $H(\theta, \varphi)$ полей электромагнитной волны связаны между собой соотношением $E = 120\pi H$, то диаграмма направленности может быть выражена как через E , так и через H .

ДН по полю, выраженная в единицах В/м, называется **абсолютной**. Такая ДН, нанесенная в виде линий равных напряженности поля на географическую карту, оказывается чрезвычайно

полезной для радиопередающих станций, т. к. она позволяет определить географические зоны, в пределах которых осуществляется уверенный прием вещания – зоны покрытия.

Однако наиболее часто ДН антенн характеризуются относительными единицами, т. е. представляется в виде отношения напряжённости поля к определенной величине. Диаграмма направленности по полю $F(\theta, \varphi)$ обычно нормируется таким образом, что ее максимум равен единице, т. е. напряжённость поля соотносится с максимальной напряжённостью (в направлении максимума излучения). Нормированная ДН характеризует угловое распределение поля, формируемого антенной в ее дальней зоне.

ДН по полю удобна также в случаях, когда желательно получить хорошее разрешение при регистрации боковых лепестков и в то же время выявить небольшие изменения величины поля вблизи точек, соответствующих его максимальному значению.

Диаграмма направленности по мощности. Данные диаграммы направленности показывают изменение плотности потока мощности (ППМ) на заданном расстоянии от антенны как функцию угловых координат.

Абсолютная ДН по мощности имеет размерность Вт/м². Нормированная ДН по мощности представляет собой нормированное угловое распределение вектора Пойтинга и совпадает с квадратом нормированной ДН по полю.

Использование ДН по мощности наиболее целесообразно при определении малых изменений мощности, лежащих в диапазоне значений от 0,1 до 1/2 от максимального значения мощности. ДН по мощности используются также при расчетах КНД антенн и иногда при проведении измерений по определению ширины луча антенны по уровню половинной мощности, т. к. на высоких уровнях сигнала достижимо большее разрешение. Использование ДН такого типа, очевидно, нецелесообразно в случаях, когда рассматриваются антенны с низким уровнем боковых лепестков и антенны с большим отношением эффективности излучения вперед/назад. ДН по мощности иногда понимают как представленную в квадратичном масштабе.

Имеется несколько методов представления данных, характеризующих ДН антенны. При этом считается, что ДН антенны яв-

ляется функцией угловых координат (θ, φ) при заданных значениях поляризации, частоты и фиксированных условиях.

Трехмерный график. Вследствие того, что сама ДН трехмерна, зачастую ДН также представляют в трехмерном виде. Подобное представление обладает рядом очевидных недостатков, из-за которых оно используется очень редко:

- трудность передачи данных в сжатой форме и их хранения;
- неудобство отображения количественных данных;
- трудность быстрого и точного восстановления поверхности, на основе полученных при измерениях или вычислениях данных.

Сечения ДН как функции угла. ДН антенны может быть описана с помощью семейства её плоских (один угол фиксирован, другой меняется от сечения к сечению) или конических сечений. Результаты представляются в интересующем угловом диапазоне. Часто используется логарифмический масштаб, который вводится соотношением $F_{дБ} = 20 \lg F = 10 \lg F^2$, при этом величина, на которую производится нормирование, произвольна для заданной диаграммы направленности, часто это относительное усиление антенны.

Так как ДН в какой-либо плоскости или на конической поверхности включает в себя в качестве переменной только одну угловую координату, она может быть представлена в полярной системе координат (рис. 1.2) или в прямоугольной (декартовой) системе координат (рис. 1.3). Стоит отметить, что представление в полярной системе координат содержит удобную наглядную информацию о пространственном распределении лепестков излучения. При рассмотрении антенн с узким лучом часто используется представление в прямоугольной системе координат, так как при этом легко достигается изменение масштаба записи данных.

При построении ДН в их различных представлениях в качестве ординат наиболее часто используются следующие величины – *относительная мощность, относительная величина поля и логарифм относительного усиления.*

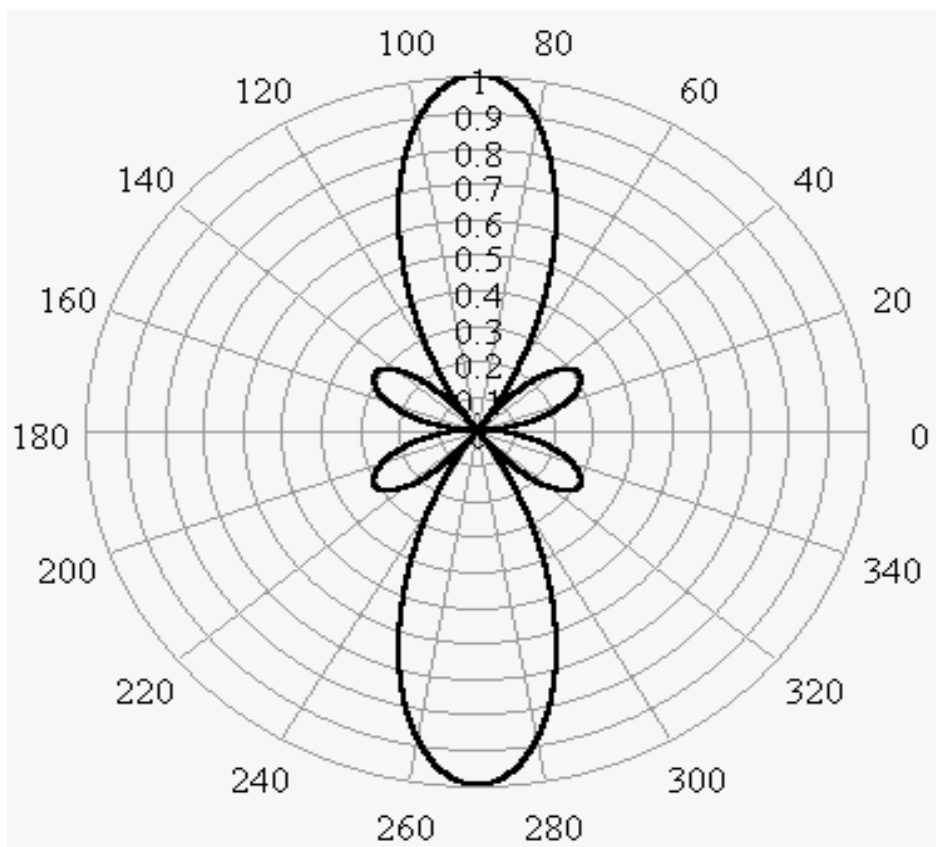


Рис. 1.2 ДН в полярных координатах

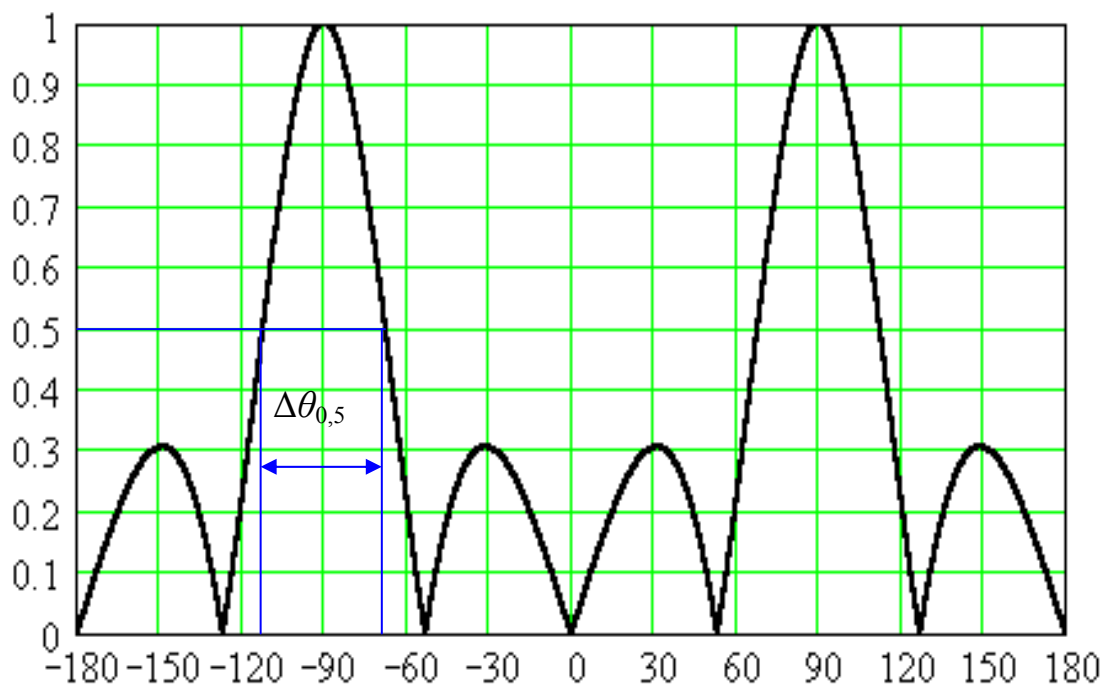


Рис. 1.3. ДН в декартовых координатах

Контурный график. Полная ДН антенны может быть представлена на одном графике. Для этого необходимо соединить линиями точки с одинаковыми значениями величины сигнала, которые образуют контурные линии равного сигнала, подобно изолиниям топографических контурных карт. Для интерпретации графиков на ключевых линиях ставятся числовые обозначения. Главное неудобство при таком представлении данных состоит в том, что чрезвычайно затруднено получение данных для автоматической обработки диаграмм.

Для ненаправленных антенн важной характеристикой является степень приближения ДН к окружности, которая оценивается **коэффициентом равномерности ДН** и определяется как $N = E_{\min} / E_{\max}$.

1.2.2. Фазовая характеристика антенны

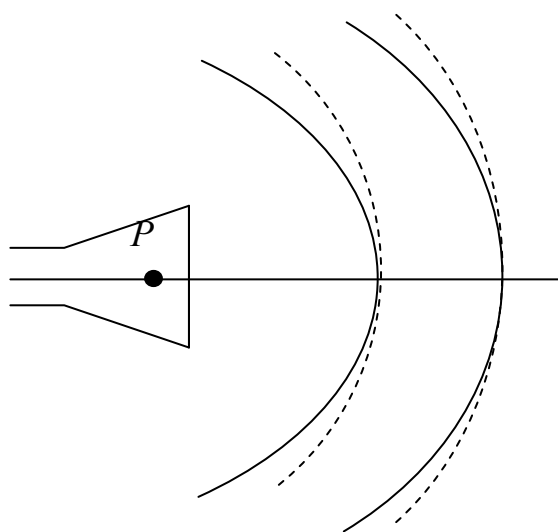


Рис. 1.4. Поверхности равных фаз у антенны, не имеющей фазового центра

Фазовая характеристика антенны ($\Phi(\theta, \varphi)$) характеризует изменение фазового сдвига компонента главной поляризации при перемещении точки наблюдения по поверхности большой сферы радиуса R с центром в начале выбранной системы координат. При задании этой важнейшей характеристики следует обязательно оговорить положение начала координат,

относительно которого ведется отсчет разности фаз.

Фазовая характеристика антенны определяет форму ее волновой поверхности. При сферической форме волновой поверхности ее центр называется *фазовым центром антенны*. Однако некоторые антенны, особенно на СВЧ, не имеют фазового центра. Для таких антенн поверхности равных фаз отличаются от сферических поверхностей. На рис. 1.4 показаны линии постоянной фа-

зы для рупорной антенны, отличающиеся от дуг окружности, проведенных пунктиром. Точка P – центр окружностей. Для определения фазового центра антенн существуют специальные методы [1, 2]. Строгое определение фазового центра принадлежит А. Р. Вольперту: Фазовым центром антенны называется такая точка антенны, относительно которой фазовая диаграмма есть величина постоянная, меняющаяся скачком на 180 градусов при переходе через нуль от одного лепестка к другому. В [3] показано, что если линейная антенна имеет фазовый центр, то он совпадает с геометрическим ее центром, при этом амплитудная ДН является четной, а фазовая – нечетной относительно этой точки функцией.

1.2.3. Поляризационная характеристика

Напряженность электрического поля, создаваемого передающей антенной, характеризуется не только величиной и фазой, но и *поляризацией*, плоскость которой определяется как плоскость, проходящая через направление распространения и вектор напряженности электрического поля.

Поляризация излучаемых волн определяется типом передающей антенны и ее положением в пространстве. Поле одного прямолинейного проводника с током в свободном пространстве является *линейно поляризованным*, то есть в рассматриваемой точке в любой момент ориентировано вдоль одной и той же прямой. Вертикальный вибратор излучает *вертикально поляризованные* волны (вектор E которых лежит в вертикальной плоскости), горизонтальный – *горизонтально поляризованные* волны.

В результате сложения двух линейно поляризованных полей, векторы E которых повернуты в пространстве друг относительно друга и не совпадают по фазе, может быть получено поле *эллиптической (вращающейся) поляризации*. За период высокой частоты при этом конец вектора E описывает в пространстве эллипс, который лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны. Он называется *поляризационным эллипсом* или *поляризационной характеристикой*. Отношение малой оси эллипса поляризации к большой называют *коэффициентом равномерности* (эллиптичности) поляризационной ха-

рактические, а зависимость его от направления – *поляризационной диаграммой направленности антенны* ($p(\theta, \varphi)$).

Коэффициент равномерности поляризационной характеристики может иметь значения от 0 (линейная поляризация) до 1 (круговая).

Знание поляризационной характеристики антенны очень важно при приеме для обеспечения поляризационного согласования или поляризационной развязки между антеннами. Так, если приемная антенна ориентирована под некоторым углом α к силовым линиям электрического поля волны, то в ней наводится э.д.с., пропорциональная $\cos \alpha$. Если угол α равен 90 градусов, то волна в такой антенне э.д.с. не наводит и прием невозможен. Степень согласования между антеннами характеризуется *коэффициентом согласования антенн по поляризации* [4].

1.2.4. Ширина ДН, УБЛ, ПЗО антенны

Форма ДН характеризуется *положением ее нулей*.

Степень концентрации электромагнитной энергии характеризует ширина главного максимума ДН. Обычно ширину ДН определяют на уровне S от максимальной плотности мощности и обозначают $2\theta_S$ или $\Delta\theta_S$.

Таким образом, *ширина ДН* есть угол между двумя направлениями в пределах главного лепестка, в котором угловая плотность потока мощности составляет S от максимальной.

Классическое задание ширины ДН представляет собой указание ее ширины по половинному уровню в относительных величинах ППМ, по уровню -3 дБ в логарифмическом масштабе, или что то же – по уровню $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ для ДН по полю. Другие наиболее употребительные уровни – 0,1 и 0.

Боковые лепестки характеризуются уровнем и направлением максимального из них. *Ослабление уровня боковых лепестков* (УБЛ) определяется:

$$d_{УБЛ} = 20 \lg(U_{гл.леп.} / U_{макс.бок.}), \text{ дБ.} \quad (1.3)$$

Часто также указывают *средний уровень боковых лепестков*, *средний уровень задних лепестков* (полученный усреднением по сектору углов от 90° до 270°).

Важной характеристикой антенны является *передне-заднее отношение (ПЗО)* – отношение напряжений на выходе антенны при облучении ее с направлений 0 и 180°. ПЗО обычно выражается в дБ:

$$ПЗО = 20 \lg(U_0 / U_{180}) \text{ дБ.} \quad (1.4)$$

В большинстве практических случаев стараются обеспечить низкий уровень боковых лепестков, высокое ПЗО и узкую ДН.

1.3. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления

Коэффициентом направленного действия (КНД) называется отношение плотности потока мощности, излучаемой данной антенной в определенном направлении, к плотности потока мощности, которая излучалась бы абсолютно ненаправленной антенной в любом направлении, при равенстве полной мощности излучения обеих антенн и при условии, что измерения проводятся на одинаковом удалении от них в дальней зоне:

$$D = \frac{P_{\text{исслед. ант.}}}{P_{\text{ненапр. ант.}}} \quad (1.5)$$

Существует еще одно определение КНД. *Коэффициент направленного действия* – это число, показывающее, во сколько раз пришлось бы увеличить мощность излучения антенны при переходе от направленной антенны к ненаправленной при условии сохранения одинаковой напряженности поля в месте приема (при прочих равных условиях):

$$D = \frac{R_{\Sigma \text{ненапр.}}}{R_{\Sigma \text{исслед.}}} \quad (1.6)$$

КНД является функцией направления. Выделяют направление максимального излучения и соответствующий ему КНД. КНД может иметь величину от единиц (у элементарного вибратора – 1,5; у симметричного вибратора – 1,64) до многих тысяч (у зеркальных антенн 10^8). Он показывает выигрыш в мощности, который можно получить за счет использования направленного действия антенны, но не учитывает возможных потерь в направленной антенне. Потери учитываются *коэффициентом полезного действия η (КПД)*.

Коэффициент усиления антенны (КУ) равен произведению КНД на КПД:

$$G = D\eta = \frac{P_{\Sigma \text{ненапр.}}}{P_{\Sigma \text{исслед.}}} \eta = \frac{P_{\Sigma \text{ненапр.}}}{P_A \text{ исслед.}}, \quad (1.7)$$

где $P_{A \text{ исслед.}}$ – мощность, подводимая к исследуемой антенне. Таким образом, коэффициент усиления показывает, во сколько раз нужно уменьшить (или увеличить) мощность, подводимую к направленной антенне, по сравнению с мощностью, подводимой к идеальной ненаправленной антенне без потерь, для того чтобы получить одинаковую напряженность поля в рассматриваемом направлении.

Обычно КНД и КУ выражают в дБ:

$$D_{\text{дБ}} = 10 \lg D, \quad G_{\text{дБ}} = 10 \lg G. \quad (1.8)$$

1.4. Сопротивление антенны

Основным параметром передающей антенны как нагрузки для генератора или фидера является ее *входное сопротивление*, определяемое как отношение напряжения высокой частоты \dot{U}_A на зажимах антенны к току питания \dot{I}_A

$$\dot{Z}_A = \dot{U}_A / \dot{I}_A. \quad (1.9)$$

В общем случае сопротивление антенны является комплексным и сложным образом зависит от частоты:

$\dot{Z}_A(f) = R_A(f) + jX_A(f)$. Реактивная составляющая сопротивления обусловлена тем, что в зоне индукции антенны имеются электрическое и магнитное поля, которые сдвинуты по фазе на 90° и обладают реактивной энергией. Для увеличения эффективности антенны ее настраивают в резонанс с частотой колебаний генератора. Тогда $X_A = 0$ и антенна представляет для генератора чисто активную нагрузку.

Подводимая к антенне мощность P_A частично излучается, а частично расходуется бесполезно в активном сопротивлении проводников антенны, в земле, в окружающих антенну предметах (оттяжках, строениях и т. п.).

Излучаемая антенной мощность P_Σ пропорциональна квадрату действующего значения тока в антенне:

$$P_\Sigma = R_\Sigma I^2, \quad (1.10)$$

где $R_\Sigma = P_\Sigma / I^2$ – коэффициент пропорциональности, измеряемый в Омах и называемый *сопротивлением излучения*, отнесенным к току I .

Величина сопротивления излучения зависит от формы антенны, от геометрических размеров и от длины волны, на которой работает антенна. Излучаемая мощность является полезной мощностью, и соответственно сопротивление излучения антенны является полезной частью активного сопротивления.

Мощность потерь в антенне также пропорциональна квадрату тока в антенне:

$$P_\Pi = R_\Pi I^2, \quad (1.11)$$

где R_Π – эквивалентное *сопротивление потерь*, отнесенное к току I .

Полная мощность в антенне и активное входное сопротивление:

$$P_A = P_\Sigma + P_\Pi, \quad (1.12)$$

$$R_A = R_\Sigma + R_\Pi. \quad (1.13)$$

При определении всех трех сопротивлений следует оговаривать, к какому току антенны они относятся, так как ток в разных точках антенны во многих случаях имеет разное значение. Обычно сопротивления относят либо к току в пучности, либо к току в точках подвода питания.

Максимально допустимая мощность, которая может быть подведена к антенне, ограничивается напряжением пробоя, возникающем в фидерном тракте или в самой антенне.

Антенны также характеризуются **рабочим диапазоном волн** – диапазоном волн, в пределах которого антенна сохраняет свои основные параметры (направленное действие, поляризационную характеристику, согласование с фидером) с заданной точностью. Если ширина рабочего диапазона не превосходит нескольких процентов от средней волны диапазона, антенна называется **узкодиапазонной**; антенны с рабочим диапазоном в несколько десятков процентов и больше называются **широкодиапазонными**.

1.5. Действующая длина и эффективная площадь

В соответствии с теоремой взаимности характеристики антенн при работе на передачу и на прием одинаковы. Однако существуют параметры, свойственные только приемным антеннам. Приемная антенна играет роль генератора для приемника.

В линейной антенне касательная к ней составляющая напряженности электрического поля принимаемой волны наводит э.д.с. \mathcal{E} на зажимах антенны.

Эффективность отклика антенны на такое воздействие оценивается **действующей длиной**:

$$h_D = \frac{\mathcal{E}}{E_\tau}. \quad (1.14)$$

Действующая длина равна геометрической только при равномерном распределении тока по длине антенны.

Для апертурных антенн определяется **эффективная площадь** $S_{эфф}$ – отношение максимальной мощности, которая может быть отдана приемной антенной без потерь в согласованную нагрузку

P_{np} , к мощности, приходящей на единицу площади в падающей плоской волне Π :

$$S_{эфф} = P_{np} / \Pi . \quad (1.15)$$

Она связана с КНД:

$$D = 4\pi S_{эфф} / \lambda^2 . \quad (1.16)$$

В реальных условиях поверхностные антенны возбуждаются неравномерно и их эффективная поверхность меньше геометрической. Отношение эффективной площади антенны к геометрической называется **коэффициентом использования поверхности антенны**:

$$\gamma = S_{эфф} / S . \quad (1.17)$$

Показатели антенн связаны между собой. Например, увеличение сопротивления излучения способствует не только повышению КПД антенны, но и улучшению ее частотной характеристики, поскольку с увеличением сопротивления излучения возрастает затухание, вносимое в антенный контур, и притупляется его резонансная кривая. Некоторые требования к антеннам противоречат друг другу, например, уменьшение размеров антенны влечет за собой ослабление ее направленного действия и понижение КПД. Такие противоречия устраняются компромиссными решениями.

Глава 2. Вибраторные антенны

Класс вибраторных антенн является одним из самых широких. К нему относятся как одновибраторные, так и многовибраторные антенны, как симметричные, так и несимметричные.

Различные виды симметричных вибраторных антенн приведены на рис. 2.1.

2.1. Цилиндрические вибраторы

Симметричный вибратор (рис. 2.1, а) представляет собой прямолинейный проводник цилиндрической формы с симметричным относительно середины проводника распределением тока.

Параметры такой антенны могут быть определены, если известно распределение тока вдоль провода. Однако строгого решения задачи о распределении тока вдоль вибратора произвольного диаметра пока еще нет. Поэтому на практике часто рассматривают вибратор как отрезок разомкнутой двухпроводной линии длиной l и считают распределение тока в нём синусоидальным:

$$\dot{I}(z) = \dot{I}_0 \sin k(l - |z|), \quad (2.1)$$

где $\dot{I}_0 = \dot{U} / \dot{Z}_{ex}$ – ток в точке питания. Это справедливо для тонких ($l/a \geq 75$) и очень тонких вибраторов.

Тонкий симметричный вибратор имеет следующие параметры.

ДН вибратора имеет вид:

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}, \quad (2.2)$$

где θ – угол, отсчитываемый от оси вибратора. ДН не зависит от угла φ и, следовательно, является поверхностью, образованной вращением кривой (2.2) вокруг оси вибратора.

Максимальное значение КНД:

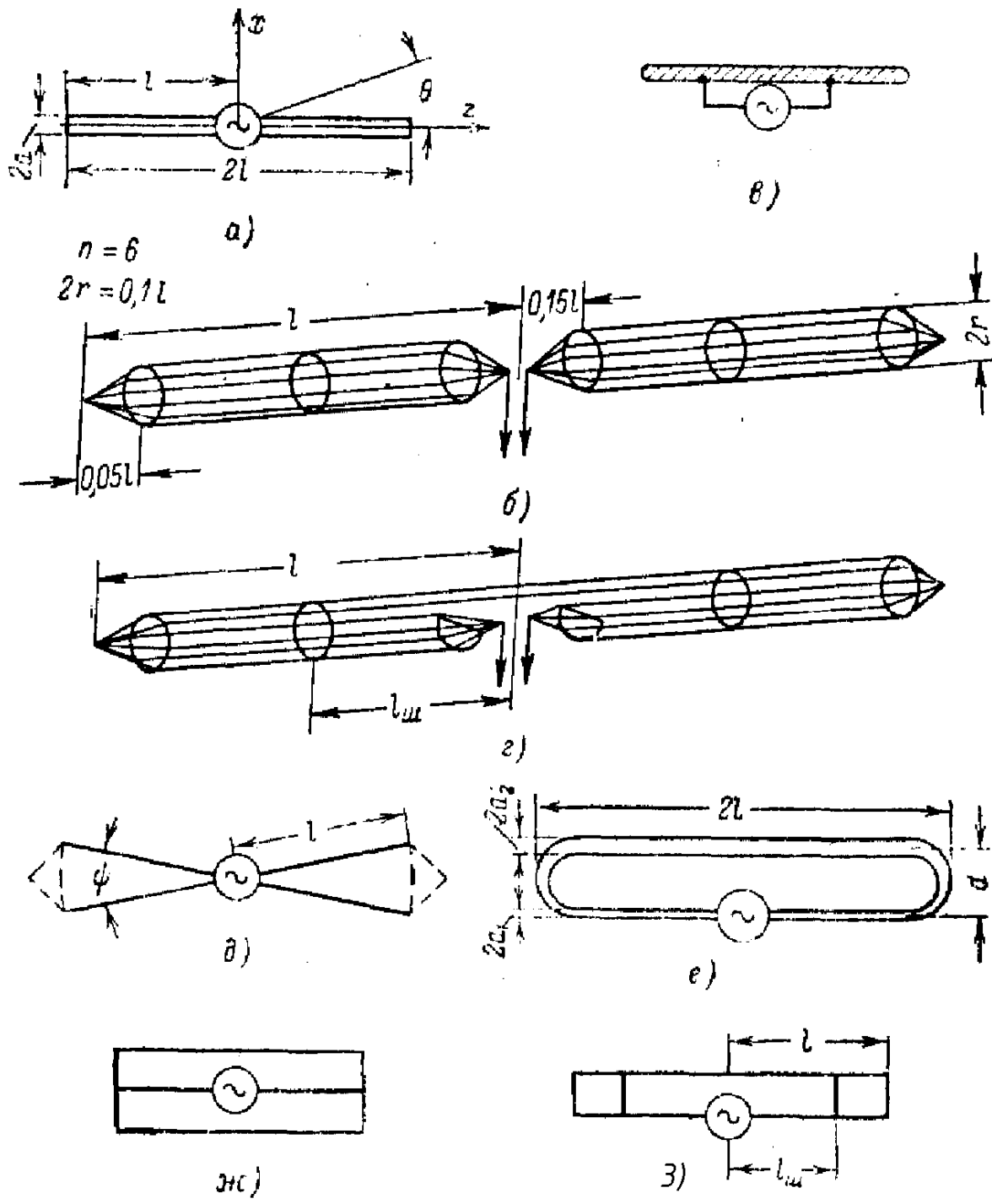


Рис. 2.1. Симметричные вибраторы:
 а – цилиндрический вибратор; б – диполь Надененко;
 в – шунтовой вибратор; г – диполь Надененко с шунтовым питанием;
 д – биконический вибратор; е – петлевой вибратор Пистолькорса;
 ж – двухпетлевой вибратор; з – петлевой вибратор
 с дополнительными перемычками

$$D = \frac{120}{R_{\Sigma}} (1 - \cos kl)^2. \quad (2.3)$$

Формула дает достаточно точные результаты, если $l < (0,6 - 0,7)\lambda$. Для полуволнового вибратора ($R_{\Sigma} = 73,1$ Ом) $D_{\lambda/2} = 1,64$.

Сопротивление излучения, отнесенное к току в пучности [6]:

$$R_{\Sigma\Pi} = 30[2(C + \ln 2kl - \text{Ci } 2kl) + \sin 2kl(\text{Si } 4kl - 2 \text{Si } 2kl) + \cos 2kl(C + \ln kl + \text{Ci } 4kl - 2 \text{Ci } 2kl)], \quad (2.4)$$

$$X_{\Sigma\Pi} = 30[2\text{Si } 2kl + \sin 2kl(C + \ln kl + \text{Ci } 4kl - 2 \text{Ci } kl - 2 \ln(l/a)) + \cos 2kl(2\text{Si } 2kl - \text{Si } 4kl)], \quad (2.5)$$

где Si и Ci – интегральные синус и косинус соответственно; $C = 0,577$ – постоянная Эйлера.

Анализ (2.4) и (2.5) показывает, что сопротивление вибратора будет чисто активным, если его длина $2l$ будет несколько меньше $0,5\lambda$ (т. е. $l < 0,25\lambda$). Величина необходимого укорочения вибратора $\Delta l = l - \lambda/2$ зависит от его диаметра и может быть определена для полуволнового вибратора с помощью соотношения

$$\frac{\Delta l}{l} 60\pi \ln\left(\frac{\lambda}{2\pi a}\right) + 42 = 0. \quad (2.6)$$

Полное входное сопротивление вибратора, т. е. сопротивление, отнесенное к току на клеммах, расположенных в центре вибратора, можно найти путем пересчета сопротивлений в пучности по формулам:

$$R_{ex} = \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2 kl}, \quad X_{ex} = \frac{X_{\Sigma\Pi}}{\sin^2 kl}. \quad (2.7)$$

Для коротких вибраторов входное сопротивление определяется иначе:

$$Z_{ex} = \frac{R_{\Sigma\Pi}}{\sin^2 kl} - j\rho_B \operatorname{ctg} kl, \quad (2.8)$$

где ρ_B – волновое сопротивление вибратора, равное

$$\rho_B = 120(\ln(l/a) - 1). \quad (2.9)$$

Формула (2.8) дает достаточно точный результат при $\rho_B > 600$ Ом, $l = (0 - 0,4)\lambda$ и $l = (0,6 - 0,9)\lambda$. Формулы (2.7) и (2.8) непригодны при $2l$, кратных целому числу волн, т. е. при питании вибратора вблизи узлов тока.

На практике наиболее часто встречаются полуволновые ($2l = 0,5\lambda$) и волновые ($2l = \lambda$) вибраторы. Полное сопротивление излучения тонкого полуволнового вибратора $Z_{\lambda/2} = 73,1 + j42,5$ Ом.

При увеличении диаметра вибратора активная составляющая сопротивления излучения изменяется сравнительно медленно, в то время как реактивная изменяется быстро. Укороченный вибратор, у которого реактивная составляющая равна нулю, имеет активное сопротивление немного меньше 73 Ом. Активное сопротивление излучения волнового вибратора $R_{\Sigma\lambda} = 200$ Ом.

Практический интерес представляет вибратор такой длины, при которой ДН имеет только один максимум, ориентированный перпендикулярно оси вибратора. При этом длина волны должна удовлетворять неравенству $\lambda > (1,4 - 1,5)l$. Увеличение длины волны может ограничиваться уменьшением КНД или снижением коэффициента бегущей волны (КБВ) в линии передачи, вызванного изменением входного сопротивления вибратора. КБВ без применения согласующих устройств легко рассчитать через модуль коэффициента отражения $|\Gamma|$, если известны полное входное сопротивление вибратора и волновое сопротивление фидера ρ_Φ :

$$КБВ = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}, \quad |\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_{ex} - \rho_\Phi)^2 + X_{ex}^2}{(R_{ex} + \rho_\Phi)^2 + X_{ex}^2}}. \quad (2.10)$$

Расчеты показывают, что КБВ становится меньше 0,1 – 0,15 при $\lambda > (3 - 6)l$. Эти длины волн и следует считать наибольшими для вибраторных антенн.

В указанных выше пределах изменения λ можно обеспечить хорошее согласование линии с вибратором на какой-либо фиксированной длине волны. При необходимости работать в широком непрерывном диапазоне волн следует применять «толстые» вибраторы. В этом случае удастся осуществить хорошее согласование фидера с вибратором в более широком диапазоне волн.

При необходимости уменьшения массы весьма удобен **диполь Надененко**, который представляет собой симметричный вибратор из ряда проводов, расположенных по образующей цилиндра. На концах и в середине (в точках питания) провода, с целью уменьшения сосредоточенной емкости, сходятся в один жгут (рис. 2.1, б).

Волновое сопротивление диполя Надененко определяют по формуле (2.9), причем радиус эквивалентного вибратора a определяют с помощью соотношения

$$a = r \sqrt[n]{\frac{nd}{2r}}, \quad (2.11)$$

где n – число проводов (обычно не превышает 6 – 8); r – радиус цилиндра; d – диаметр проводов.

Весьма диапазонным является **шунтовой вибратор** (рис. 2.1, в). Идея такого вибратора заключается в применении шунта в виде короткозамкнутой линии, присоединенного к симметричным относительно центра вибратора точкам и компенсирующего изменение входного сопротивления вибратора с изменением частоты. На практике нашел широкое применение проводочный вариант шунтового вибратора. Обычно вибратор выполняется из шести проводов, причем шлейф образуется двумя верхними проводами, соединенными вместе, и четырьмя нижними проводами, также соединенными вместе. Распространен также диполь Наденко с шунтовым питанием (рис. 2.1, г).

2.2. Биконические вибраторы

Биконический вибратор представляет собой два круговых металлических конуса, имеющих общую ось и обращенные друг к другу вершины (рис. 2.1, д).

ДН биконических вибраторов имеет только один провал до нуля – в направлении оси вибратора. В других направлениях, даже при отношениях длины плеча вибратора l к длине волны, больших единицы, провалов до нуля нет. Для относительно тонких (угол при вершине конуса $\psi < 15^\circ$) и не очень длинных ($l < 0,5\lambda$) биконических вибраторов ДН достаточно точно можно построить по формулам для цилиндрических вибраторов.

Биконический вибратор является широкодиапазонной антенной как по входному сопротивлению, так и по направленным свойствам. Максимум ДН ориентирован перпендикулярно оси вибратора в очень больших пределах изменения l/λ (вплоть до $l/\lambda \approx 1,5$). Однако такие свойства биконический вибратор имеет только при больших значениях угла ψ (от 30° до 60°). При этом само значение ψ влияет слабо.

2.3. Петлевой вибратор Пистолькорса

Петлевой вибратор представляет собой два (или несколько) близко расположенных и параллельных друг другу цилиндрических вибратора, концы которых соединены перемычками (рис. 2.1, е). Диаметры вибраторов могут быть либо одинаковы, либо различны. В последнем случае подбором диаметров можно в некоторых пределах изменять входное сопротивление петлевого вибратора.

Обычно используют петлевые вибраторы, имеющие длину $2l \approx 0,5\lambda$. В этом случае ДН петлевого вибратора практически совпадает с ДН обычного симметричного полуволнового вибратора.

Входное сопротивление петлевого вибратора может быть определено с помощью выражения:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{j m Z_y 120 \ln(d / \sqrt{a_1 a_2}) \operatorname{tg} k l}{m Z_y + j 120 \ln(d / \sqrt{a_1 a_2}) \operatorname{tg} k l}, \quad (2.12)$$

где $Z_{\text{в}}$ – входное сопротивление аналогичного цилиндрического вибратора, а m – коэффициент, учитывающий геометрию вибратора:

$$m = \frac{(1+b)^2}{b^2}, \quad b = \frac{\ln(d/a_1)}{\ln(d/a_2)}. \quad (2.13)$$

Здесь a_1 – радиус провода того плеча петлевого вибратора, к которому подводится питание, a_2 – радиус второго провода, d – расстояние между проводами, причем $a_1 \approx a_2 \ll d$.

Входное сопротивление петлевого вибратора можно, помимо изменения диаметров проводов, изменять путем применения нескольких «петель» (рис. 2.1, ж).

В некоторых случаях в петлевом вибраторе делают дополнительные перемычки, что позволяет уменьшить длину настроенного петлевого вибратора (рис. 2.1, з). Входное сопротивление такого вибратора можно путем соответствующего подбора размеров вибратора и длины шлейфа сделать чисто активным и равным волновому сопротивлению фидера.

2.4. Нагруженные симметричные вибраторы

Для уменьшения размеров антенны часто вибратор укорачивают (нагружают) путем создания на его концах сосредоточенной емкости в виде шара, диска, звездочки и т. п. Такая емкость эквивалентна отрезку разомкнутой двухпроводной линии, длину которого l' можно найти из соотношения

$$\rho_B \operatorname{ctg} 2\pi \frac{l'}{\lambda} = \frac{1}{\omega C}, \quad (2.14)$$

где ρ_B – волновое сопротивление эквивалентной линии, равное волновому сопротивлению вибратора; C – величина емкости нагрузки.

Таким образом, нагруженный вибратор можно представить в виде обычного ненагруженного вибратора, эквивалентного по своим параметрам нагруженному. Длина плеча эквивалентного

вибратора равна $l_9 = l + l'$, где l – фактическая длина плеча вибратора. Следует помнить, что участок плеча вибратора l' является фиктивным и не излучает.

ДН нагруженного вибратора [7]:

$$F(\theta) = \frac{1}{\sin \theta} [\cos kl' \cos(kl \cos \theta) - \cos \theta \sin kl' \sin(kl \cos \theta) - \cos kl_9]. \quad (2.15)$$

Уменьшение размеров вибратора может быть достигнуто также путем включения у входных клемм индуктивности, величина которой находится из условия равенства нулю входного реактивного сопротивления

$$L = \frac{\rho_B}{\omega} \operatorname{ctg} kl_y, \quad (2.16)$$

где l_y – заданная длина плеча укороченного вибратора, ω – циклическая частота, соответствующая длине волны λ . Для симметричного вибратора индуктивность, величина которой определяется формулой (2.16), делится пополам и каждая половина включается в одно из плеч вибратора у клеммы.

Укорочение с помощью индуктивности удобно с конструктивной точки зрения. В этом случае параметры антенны получаются такими же, как и у обычного вибратора длиной $2l_y$. В то же время при укорочении вибратора с помощью емкости действующая длина антенны получается больше, так как распределение тока вдоль провода становится более равномерным. Применение укорачивающей емкости также благоприятно с точки зрения уменьшения напряжений на концах вибратора.

Глава 3. Спиральные антенны

На практике встречаются спиральные антенны следующих видов: *цилиндрические* (рис. 3.1, а), *конические* (рис. 3.1, б), *плоские* (рис. 3.1, в), *сферические* (рис. 3.1, г) и другие, названные соответственно форме поверхности, по которой они проложены. Спирали делаются из круглых проводов постоянного поперечного сечения, из металлических полосок постоянной и переменной ширины, из импедансных линий, кроме того, встречаются спирали в виде вырезов (щелей) в металлическом листе соответствующей формы поверхности [10].

Цилиндрические и конические спиральные антенны используются соответственно как средне- и слабонаправленные широкодиапазонные антенны круговой поляризации, как облучатели в зеркальных и линзовых антеннах, как элементы антенных решеток. Плоские спиральные антенны удобны в тех случаях, когда требуется иметь невыступающую широкополосную антенну линейной или круговой поляризации.

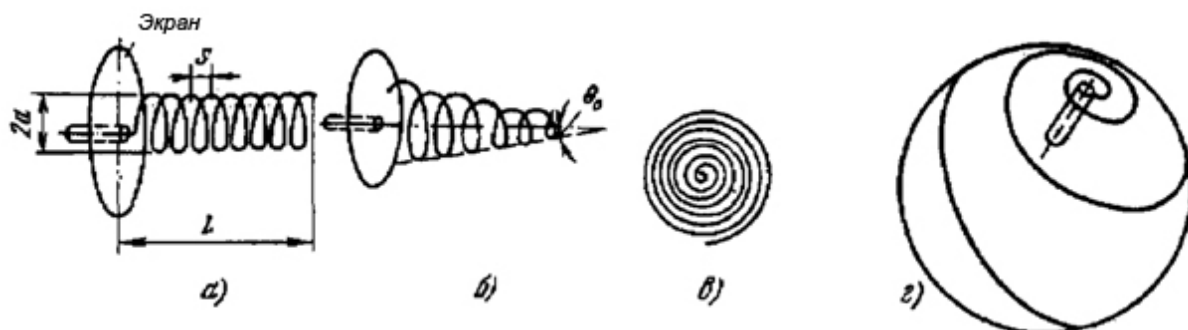


Рис. 3.1. Разновидности спиральных антенн

Параметрами *цилиндрической спирали* (рис. 3.1, а) являются *радиус a*, *шаг s* (расстояние между витками), *число витков N*. Производными от них являются *шаговый угол α*, *длина витка l*, *длина спирали L*:

$$\alpha = \arctg \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot a}, \quad l = \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot a)^2 + s^2}, \quad L = N \cdot s. \quad (3.1)$$

Определенное значение имеет также второстепенный параметр – *диаметр провода* или ширина полоски.

У *конических спиралей* радиус a и длина витков меняются по длине спирали.

Различают конические спирали с постоянным шагом s и с переменным. В последнем случае наматывают спираль таким образом, чтобы расстояние r точки витка от вершины конуса было пропорционально радиусу a в этой точке. Такие спирали называются *равноугольными* (шаговый угол α постоянен). Они образуют логопериодическую структуру.

На рис. 3.1, б показана коническая спираль с постоянным шагом, а на рис. 3.2 показано прохождение равноугольной спирали по поверхности конуса.

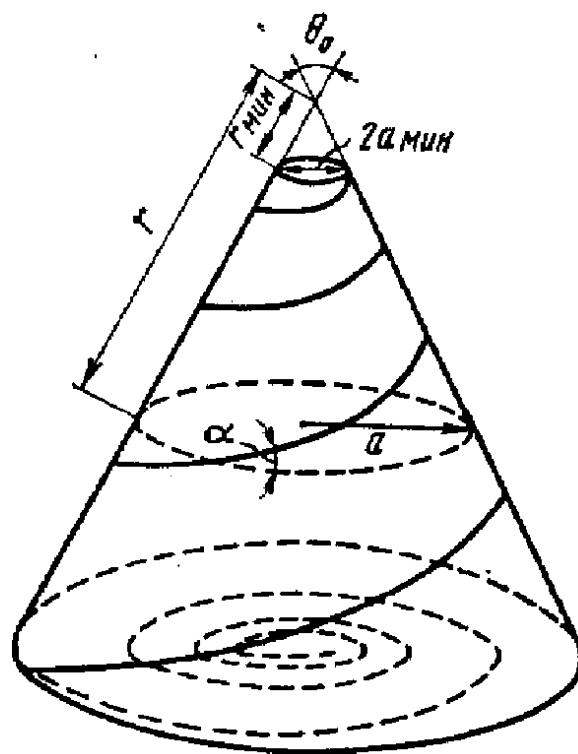


Рис. 3.2. Коническая спираль

Параметрами конической спирали являются: *минимальное расстояние от вершины конуса* r_{\min} , *минимальный радиус витка* a_{\min} , *число витков* N , *шаговый угол* α и *угол при вершине конуса* θ_0 .

Плоская спираль геометрически представляет собой проекцию конической спирали на плоскость, перпендикулярную к оси конуса (см. рис. 3.2, пунктирная линия). Коническая спираль с

постоянным шагом имеет своей проекцией *спираль Архимеда* (см. рис. 3.1, в), коническая спираль равноугольная – *плоскую равноугольную*.

У *сферической спирали* (рис. 3.1, г) дополнительным параметром к тем, которые указаны выше для цилиндрической спирали, является *радиус сферы*, на которой намотана спираль.

Спирали, показанные на рис. 3.1 и рис. 3.2, *однозаходные*. Кроме них, применяются спирали *многозаходные* (рис. 3.3, а – в соответственно): двухзаходные, трехзаходные, четырехзаходные и т. п. При этом у двухзаходной спирали они возбуждаются противофазно, у трехзаходной – со сдвигом фазы в 120° , у четырехзаходной – со сдвигом фазы в 90° . В перечисленных видах все спирали плоские и разворачиваются (наматываются) в одну сторону (все – по часовой стрелке). Аналогично могут быть многозаходными спирали и других видов: цилиндрические, конические, сферические и др. При этом развертка (намотка) может быть как односторонней, так и двусторонней.

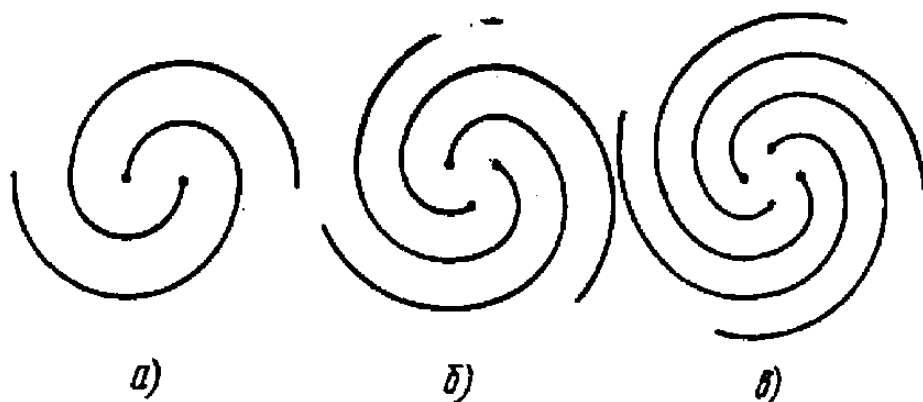


Рис. 3.3. Многозаходные спиральные антенны

3.1. Однозаходная цилиндрическая спиральная антенна

Цилиндрическая спиральная антенна родственна многовитковым рамочным антеннам. Отличаются они, во-первых, тем, что рамочные антенны питаются симметрично, а спиральные – несимметрично; во-вторых, рамочные антенны наматываются вплотную виток к витку практически с нулевым шагом, в то время как спиральные антенны – с определенным размером шага s

(определенной величиной шагового угла α); в-третьих, рамочные антенны, как правило, рассчитываются на нулевое излучение в осевом направлении, а спиральные – на максимальное.

При анализе рамочных антенн принимается, что на проводах устанавливается стоячая волна тока. На проводах же спирали в теории образуется бегущая волна. В действительности распределение тока на проводах спирали имеет более сложный характер. Одновременно существует несколько типов волн (мод) разных порядков, обозначаемых T_ν , где ν – порядок волны – целое число, указывающее число волн, укладываемых на одном витке спирали.

Если обозначить через ξ координату точки провода спирали, отсчитываемую от точки питания к открытому концу спирали, то ток I_ν волны ν -го порядка определится по формуле

$$I_\nu = I_{0\nu} e^{-\delta_\nu \xi \pm j\beta_\nu \xi}, \quad (3.2)$$

где $I_{0\nu}$ – амплитуда тока ν -й волны в начале спирали; δ_ν – постоянная затухания; β_ν – постоянная распространения. Знак минус при мнимом слагаемом в показателе экспоненты соответствует волне, распространяющейся в направлении положительных α , знак плюс соответствует отраженной волне.

Фазовая скорость волны $v_{\phi\nu}$ связана с β_ν соотношением $v_{\phi\nu} = \omega / \beta_\nu$. В зависимости от параметров спирали на ней преобладает волна того или иного порядка.

При малой длине витков ($l < \lambda$) преобладает волна T_0 , у которой постоянная распространения $\beta_0 = k$, фазовая скорость $v_{\phi 0} = c = 3 \cdot 10^8$ м/с, амплитуда тока почти одинакова по всей длине витка. Как и рамочная, спиральная антенна в режиме преобладания волны T_0 имеет максимум излучения в направлении перпендикуляра к оси спирали.

С приближением длины витка к длине волны растет интенсивность моды T_1 , у которой постоянная распространения $\beta_1 > k$, фазовая скорость $v_{\phi 1} < c$, длина волны на спирали $\lambda_C < \lambda$.

Еще до достижения преобладания тока моды T_1 над током T_0 имеется промежуточный режим. Он характерен тем, что волна (мода) T_1 уже сравнительно интенсивна, но длина витка l меньше не только длины волны в свободном пространстве λ , а также меньше длины волны на проводе спирали $l < \lambda_c$. В связи с этим волна тока, пробегая виток, запаздывает по фазе меньше, чем на 2π , и на следующем витке имеет опережающую фазу. Витки, более далекие от точки питания, возбуждаются током еще более опережающей фазы по сравнению с витками, близкими к точке питания, и антенна имеет главный максимум вдоль оси спирали в сторону точки питания (т. е. в сторону, обратную направлению распространения прямой бегущей волны). Этот режим называется **режимом обратного излучения** $T_{1обр}$. Он существует в сравнительно узкой полосе частот (с перекрытием 1,05 – 1,07).

При $0,75\lambda \leq l \leq 1,3\lambda$ на проводах спирали мода T_1 преобладающая. Так как у этой волны $v_\phi < c$, то $l > \lambda$. В связи с этим волна, пробегая по витку, запаздывает больше, чем на 2π , и на следующем витке имеет запаздывающую фазу. Таким образом, витки, более далекие от точки питания, возбуждаются током запаздывающей фазы и спираль имеет максимум излучения вдоль оси в сторону свободного конца. Этот режим обозначается T без дополнительных индексов и называется **режимом осевого излучения**.

Запаздывание фаз в сторону свободного конца определяет направление наклона главного лепестка, но еще недостаточно для получения осевого излучения. Чтобы получить осевое излучение, необходима определенная величина запаздывания фазы. Определим эту величину.

В точках, лежащих на одной образующей цилиндра, разность фаз двух соседних витков

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{c}{v_{\phi 1}} l, \quad (3.3)$$

а максимальный КНД антенн с бегущей волной достигается, когда разность фаз, создаваемая крайними витками, равна π , т. е. когда

$$\Delta\psi = 2\pi + \frac{2\pi}{\lambda}s + \frac{\pi}{N}. \quad (3.4)$$

Приравнивая (3.3) и (3.4), получаем, что для режима осевого излучения и обеспечения одновременно максимума КНД требуется коэффициент замедления

$$\xi = \frac{c}{v_{\phi 1}} = \frac{\lambda}{\lambda_{\phi}} = \frac{1}{l} \left(\lambda + \frac{\lambda}{2N} + s \right). \quad (3.5)$$

Оказывается, что в режиме осевого излучения фазовая скорость волны вдоль спирали зависит от частоты (длины волны) и меняется таким образом, что на всех частотах этого режима удовлетворяется условие (3.5).

У цилиндрической спиральной антенны в режиме осевого излучения характеристики зависят от шагового угла α . При оптимальных значениях α (от 15 до 20°) режим T_1 и условие (3.5) сохраняются в сравнительно широком диапазоне частот (с перекрытием $f_{\max} / f_{\min} = 1,8 - 2$). Принято говорить, что в этом диапазоне имеет место **резонанс первой пространственной гармоники**. При этом в указанном диапазоне частот длина волны на спирали λ_C сохраняется почти постоянной (учитывая, что $s \ll 2a$), а фазовая скорость $v_{\phi 1}$ растет с ростом частоты, но остается меньше c .

Когда $l > 1,3\lambda$, на спирали начинает проявляться волна T_{2z} , и диаграмма направленности приобретает коническую форму с нулевым излучением в осевом направлении и главным максимумом, наклоненным под небольшим углом к оси. Такая диаграмма направленности не требуется, как правило, в радиотехнических системах и не представляет практического интереса.

Цилиндрическая спиральная антенна используется, главным образом, в режиме осевого излучения.

Характеристики направленности цилиндрической спирали. Так как поле излучения спиральной антенны имеет эллиптическую поляризацию, то в каждой плоскости следует указать отдельно диаграммы направленности для двух составляющих

вектора поля. Возьмем составляющие электрического вектора поля по угловым координатным осям сферической системы координат θ и φ . При этом ось z направим по оси спирали от точки питания к свободному концу. Тогда в предположении целого числа витков и осевой симметрии поля диаграммы направленности не вполне симметричны относительно оси спирали и имеют значительное заднее излучение:

$$F_{\theta}(\theta) = \frac{2}{\pi N} J_0(ka \sin \theta) \cos \theta \frac{\sin(\pi N \xi)}{\xi^2 - 1}, \quad (3.6)$$

$$F_{\varphi}(\theta) = \frac{2}{\pi N} J_0(ka \sin \theta) \xi \frac{\sin(\pi N \xi)}{\xi^2 - 1}, \quad (3.7)$$

где $J_0(x)$ – функция Бесселя от аргумента x ,

$$\xi = ka \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\varphi}} - \cos \theta \right) \operatorname{tg} \alpha. \quad (3.8)$$

Вращающаяся (почти круговая) поляризация получается у одновитковой или односторонней многовитковой спирали. У двусторонней многовитковой при равенстве амплитуд токов на спиралях возможно получить линейную поляризацию разного направления в зависимости от соотношения фаз токов на спиралях.

Для получения симметричной диаграммы направленности применяется *многозаходная односторонняя спираль*. Одновременно выравниваются составляющие E_{θ} и E_{φ} и получается поляризация поля, более близкая к круговой. Для ослабления обратного излучения требуется увеличение диаметра экрана до $(0,8 - 1,0)L$.

Коэффициент направленного действия ориентировочно может быть определен по формуле

$$D = 15 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 N \frac{s}{\lambda}. \quad (3.9)$$

Входное сопротивление. Цилиндрическая спиральная антенна имеет в режиме осевого излучения почти чисто активное

входное сопротивление, что является результатом существования бегущей волны на спирали. Приблизительно оно может быть определено по формуле

$$R_{вх} = 140l / \lambda . \quad (3.10)$$

На величину входного сопротивления влияет диаметр провода спирали: чем больше диаметр провода, тем при прочих равных условиях меньше входное сопротивление, так как в режиме бегущей волны входное сопротивление равно волновому сопротивлению, а волновое сопротивление изменяется с изменением диаметра провода.

3.2. Конические спиральные антенны

Свойства конических спиральных антенн наглядно видны из рис. 3.7, на котором приведены данные измерений фазового распределения на однозаходной конической спирали с параметрами: $N = 10,25$; $x = 170$; $D_{мин} = 12,25$ мм; $D_{макс} = 38$ мм; $L = 1000$ мм. На рисунке условно принято, что на отрезке между двумя соседними кружочками фаза меняется на 180° .

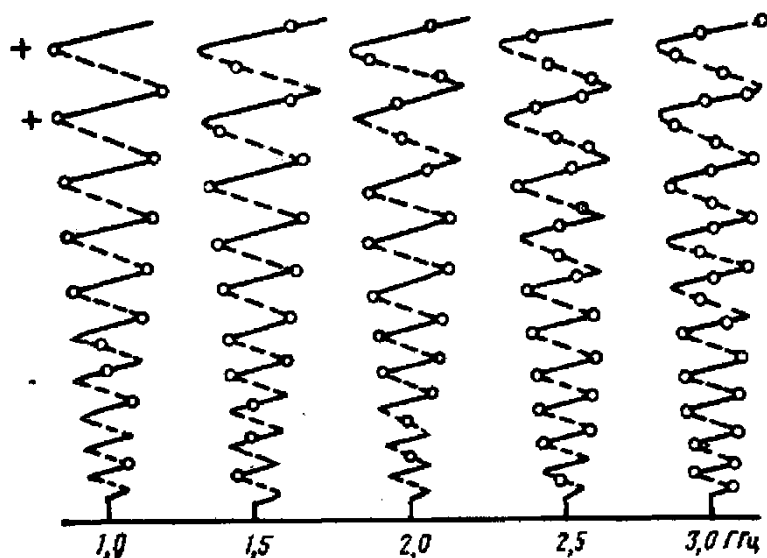


Рис. 3.7

Из рис. 3.7 видно, что на всех частотах от 1,0 до 3,0 ГГц на спирали имеется группа витков (3,5–4,0 витка), на каждом из ко-

торых укладывается одна волна. Это – группа витков, длина которых меняется примерно в пределах от $(0,7-0,79$ до $1,3-1,4)$ λ , где λ – длина волны в вакууме. Эти витки работают в режиме осевого излучения (режиме T_0 и частично в режиме $T_{1обp}$). Фазовая скорость в различных точках этой группы витков различна, она самопроизвольно (в силу резонирования на первой пространственной гармонике) устанавливается такой, чтобы получить максимальный коэффициент направленного действия. На более низких частотах диапазона группа витков, на которых укладывается целая волна, находится вблизи $D_{макс}$, на более высоких – вблизи $D_{мин}$, на средних частотах – в средней части спирали. На витках малого радиуса ($2\pi a < 0,7\lambda$) преобладает волна T_0 , на витках большого радиуса ($2\pi a > 1,4\lambda$) преобладают волны T_1, T_2 и т. п. На разных витках одной и той же спирали преобладающими являются волны разных порядков. Участки спирали, на которых преобладают волны T_0, T_2 и т. д., слабо излучают по сравнению с группой витков с преобладающей волной T_1 .

У конических спиралей диаграмма направленности осевого типа образуется во всем диапазоне частот, в пределах которого существует полная группа витков с преобладающей волной T_1 , т. е. группа витков, длина которых l лежит между $0,7\lambda$ и λ , $L_{мин} = D_{мин} / 0,7$, $L_{макс} = D_{макс} / 1,4$.

Итак, острота направленности у конических спиральных антенн определяется не общим числом витков (не полной длиной спирали), а лишь числом витков (длиной участка) в группе с волной T_1 . По аналогии с логопериодическими антеннами группа витков с волной T_1 называется **активной зоной**.

Конические спирали можно расположить большими витками у экрана, как на рис. 3.1, а, и малыми витками у экрана. Диаграмма направленности осевого типа получается только в первом случае. Причина та же, что у логопериодических антенн, имеющих главный максимум, направленный в сторону малых вибраторов.

Питание к спирали может быть подведено со стороны малых витков и со стороны больших витков. Предпочтительнее подводить питание со стороны малых витков, так как при этом получается большая диапазонность.

Диаграмма направленности и коэффициент направленного действия конической спирали могут быть приближенно определены как для цилиндрической спирали, имеющей число витков, равное числу витков активной зоны, радиус витка, равный среднему радиусу активной зоны, и угол α тот же, который имеет коническая спираль.

3.3. Плоские спиральные антенны

Плоские спирали более близки к рамочным антеннам, чем другие виды спиральных антенн. Они имеют двустороннее излучение; для одностороннего излучения они располагаются над металлическим экраном, обычно на диэлектрической подложке. Чаще всего плоские спирали делаются двухзаходными. Когда длина витка каждого захода равна примерно λ , плоская двухзаходная спираль идентична волновой рамке. При малом шаге s ближайšie к этому витку части спирали сходны с ним и совместно образуют активную зону, создавая излучение круговой поляризации с главным максимумом вдоль оси (перпендикулярно к плоскости спирали). Принцип широкополосности у плоских спиральных антенн тот же, что у конических спиральных антенн.

У плоской равноугольной спирали в активную зону входит на всех частотах одинаковое число витков, у спирали Архимеда число витков активной зоны увеличивается с уменьшением частоты.

Вопросы для самоконтроля

1. Проведите классификацию антенн по различным параметрам.
2. Чем определяются направленные свойства антенны?
3. Объясните наличие оптимальной частоты для работы антенны.
4. Каким образом определяются характеристики направленности для антенн с эллиптической поляризацией?
5. Что такое фазовый центр антенны? Как его определить?
6. Какие требования предъявляют к ширине диаграммы направленности, уровню боковых лепестков, передне-заднему отношению направленных антенн?

7. Относительно каких эталонов определяют КНД и коэффициент усиления?
8. Опишите модель антенны как нагрузки.
9. Каков физический смысл сопротивления излучения?
10. Какое влияние оказывает поляризация принимаемых электромагнитных волн на уровень сигнала в приемнике?
11. Дайте определение действующей длины и эффективной площади антенны.
12. Установите взаимное соответствие между различными параметрами антенн.
13. Дайте классификацию вибраторных антенн.
14. Каковы параметры симметричного вибратора?
15. Каково входное сопротивление полуволнового цилиндрического вибратора?
16. Для чего изготавливают диполи с выкручивающимися плечами?
17. Опишите конструкцию и параметры диполя Надененко, шунтового вибратора, вибратора Пистолькорса, биконического вибратора.
18. Дайте сравнительную характеристику методов укорочения вибраторных антенн.
19. В чём состоит отличие диаграмм направленности цилиндрического и биконического вибраторов?
20. Каковы оптимальные значения геометрических параметров биконического вибратора?
21. Зачем нужна симметризация питания диполей?
22. Как запитываются вибраторные антенны, имеющие входное сопротивление около 300 Ом?
23. Какова поляризация излучения, создаваемого линейными вибраторными антеннами?
24. Опишите конструкцию несимметричного вибратора.
25. В чём состоит отличие диаграмм направленности несимметричных и симметричных вибраторов?
26. Каковы методы анализа вибраторных антенн?
27. Дайте классификацию спиральных антенн.
28. Где применяются спиральные антенны?

29. Назовите параметры цилиндрической, конической, сферической спиральной антенн.
30. Каково направление намотки спиральных антенн?
31. Каков сдвиг фаз между питанием элементов многозаходных спиральных антенн?
32. В чём состоит отличие односторонних и двусторонних спиралей?
33. В чём заключается сходство и отличие цилиндрической спиральной и рамочной антенн?
34. Каково распределение тока на проводах спирали?
35. Назовите режимы работы цилиндрической спиральной антенны.
36. Опишите процессы, происходящие в цилиндрической спиральной антенне при изменении рабочей длины волны.
37. Какой режим и почему является основным для цилиндрической спиральной антенны?
38. Каковы условия его существования для однозаходных и двухзаходных спиралей?
39. Какие виды поляризации излучения и в каких режимах можно получить у цилиндрической спиральной антенны?
40. Как изменяется ДН цилиндрической спирали при изменении длины волны в пределах основного режима?
41. Каким образом ослабляют обратное излучение цилиндрической спирали?
42. В чём состоит отличие ДН и поляризации однозаходной и многозаходной односторонней цилиндрических спиралей?
43. Объясните зависимость входного сопротивления цилиндрической спирали в режиме основного излучения от диаметра провода.
44. Каков КНД цилиндрической спиральной антенны?
45. Каково распределение мод тока по виткам конической спирали?
46. Опишите конструкцию и питание конической спиральной антенны, дающие наилучшие её характеристики.
47. Какова активная зона плоских спиральных антенн? Как она зависит от частоты у спирали Архимеда? у плоской равноугольной спирали?

Глава 4. Рупорные антенны

На рисунке 4.1 показаны основные разновидности рупорных антенн. Они представляют собой систему из радиоволновода и присоединенного к нему рупора (также волновода, но переменного поперечного сечения). Радиоволноводы служат в качестве питающих линий, переносящих энергию от источника S к рупорам. Источником S или, иначе, *возбудителем волновода* является симметричный или несимметричный вибратор (показан на рисунке в виде открытого конца внутреннего провода коаксиального кабеля).

Существуют также биконические рупоры – два усеченных конуса, имеющих общую ось и общую вершину и расположенных по одну сторону или по разные стороны от вершины. В промежуточном случае, когда один из конусов превращается в плоскость (диск), получаем диск-коническую антенну или конический штырь. Биконический симметричный вибратор, по существу, также может рассматриваться как биконический рупор. Малые основания конусов, размеры которых значительно меньше размеров больших оснований, расположены близко друг к другу, закрыты металлическими дисками и между ними помещается излучатель S в виде перпендикулярного к ним вибратора.

Процесс излучения рупорных антенн можно себе представить следующим образом: у рупоров, изображенных на рис. 4.1, электромагнитные волны, излучаемые источником S , распространяются сперва по обычному волноводу, затем переходят в рупор, где образуются стоячие волны между противоположными стенками и бегущая волна в направлении от вершины к раскрытию. С раскрытия рупора волны выходят во внешнее пространство, где их распространение происходит подобно известному из оптики случаю распространения света через отверстие в непрозрачном экране, т. е. по законам дифракции. У биконических рупоров волны от источника распространяются сперва между малыми основаниями, затем между поверхностями конусов и после раскрытия выходят во внешнее пространство.

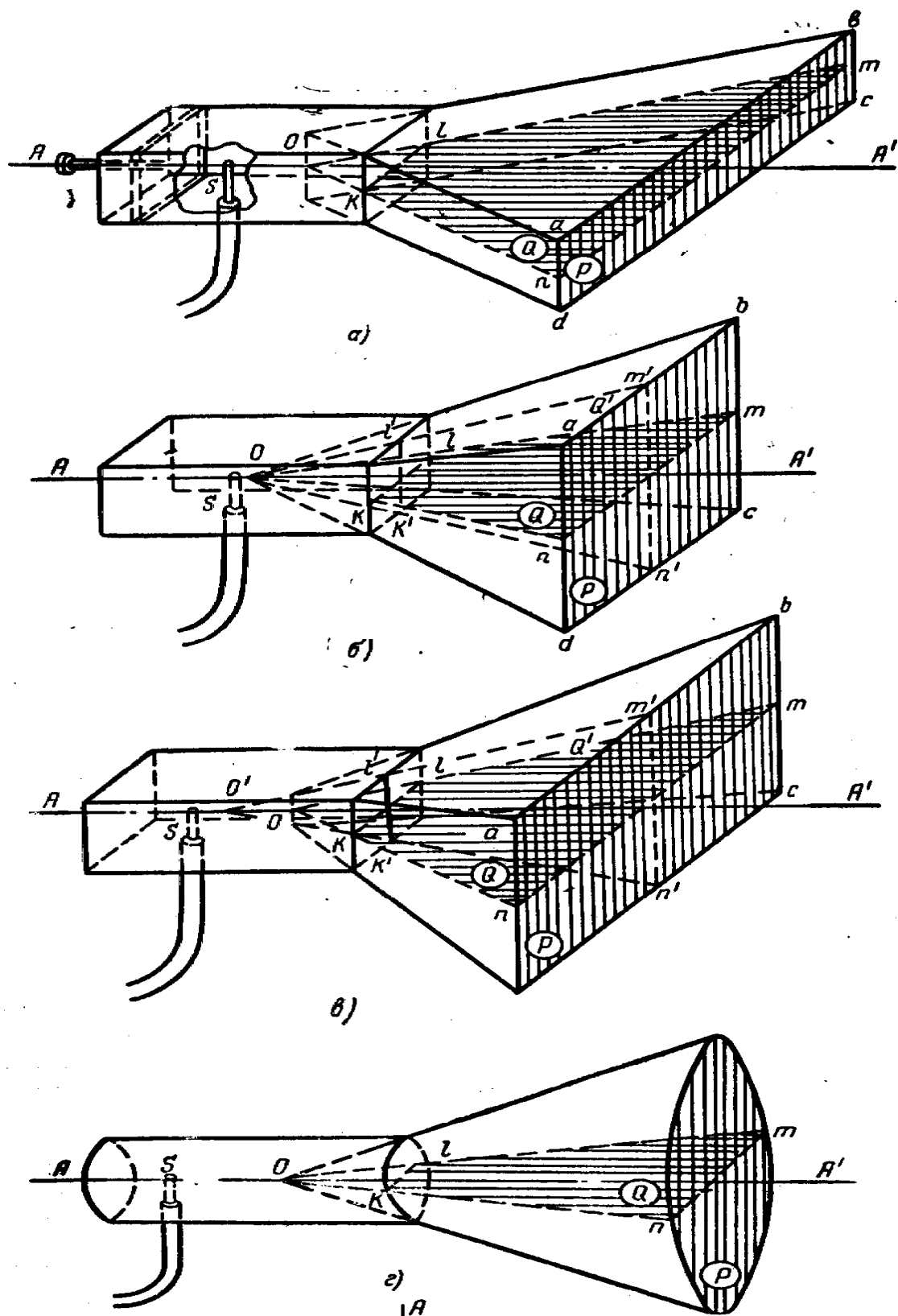


Рис. 4.1. Рупорные антенны:
 а – секториальный; б – пирамидальный остроконечный;
 в – пирамидальный клинообразный; г – конический

Характеристики рупорной антенны определяются её геометрией.

Поверхностью раскрыва (сокращенно «раскрывом») называется поверхность P , проходящая через края рупора (рис. 4.1).

Сечение рупора поверхностью, параллельной раскрыву, называется *поперечным сечением*, а сечение плоскостью, проходящей через ось AA' и перпендикулярной стенкам рупора, – *продольным сечением*. У рупоров рис. 4.1 *а*, *б* и *в* имеются два разных продольных сечения. У конических рупоров, ввиду круговой симметрии, таких плоскостей бесчисленное количество, но все они образуют одинаковые продольные сечения. Так как у рупора рис. 4.1, *а* одно из продольных сечений является прямоугольником и тождественно таковому в обычных волноводах, то характерным для него считается сечение $klmn$ (выделенное штриховкой). Для рупоров рис. 4.1, *б* и *в* характерными являются оба сечения $klmn$ (заштрихованное) и $k'l'm'n'$ (обведенное пунктирной линией без штриховки).

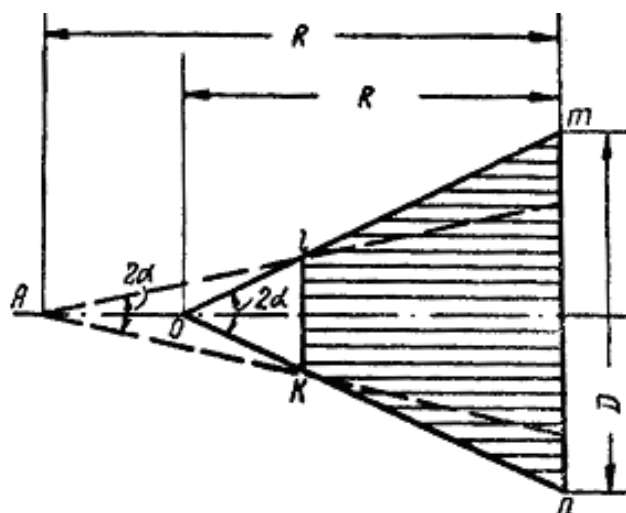


Рис. 4.2. Два продольных сечения рупора

Во всех случаях продольные сечения представляют собой равнобедренные трапеции. Параметрами рупора являются параметры продольного сечения (рис. 4.2) – *длина рупора* R (высота R треугольника, полученного продолжением наклонных сторон трапеции до их пересечения), *ширина раскрыва* D (длина основания D треугольника), *угол раствора* 2α (угол при вершине 2α) и *вершина рупора* O .

Рупоры рис. 4.1, *б* и *в* характеризуются двумя однородными параметрами, соответствующими его двум продольным сечениям.

Различие между отдельными разновидностями рупорных антенн заключается в различии формы поперечного сечения рупоров, определяющей картину стоячих волн между стенками.

Обычный открытый волновод постоянного поперечного сечения, равного kl , является предельным случаем рупорной антенны, когда угол раствора $2\alpha = 0$ и длина $R = \infty$. Волноводно-рупорные антенны являются простейшими антеннами сантиметрового диапазона волн. Они могут формировать диаграммы направленности шириной от 100 до 140 градусов (при раскрытии специальной формы) и от 10 до 20 градусов в пирамидальных рупорах. Возможность дальнейшего сужения ДН рупора ограничивается необходимостью резкого увеличения его длины.

Рупорные антенны являются широкополосными антеннами и обеспечивают примерно полуторное перекрытие по диапазону. Возможность изменения рабочей частоты в ещё больших пределах ограничивается возбуждением и распространением высших типов волн в питающих волноводах. Рупорные антенны просты в изготовлении, имеют высокий КПД (близкий к 100%), а сравнительно небольшое усложнение (включение в волноводный тракт фазирующей секции) обеспечивает создание поля с круговой поляризацией.

Недостатками рупорных антенн являются: громоздкость конструкции, ограничивающая возможность получения узких ДН; трудности в регулировании амплитудно-фазового распределения поля в раскрытии, которые ограничивают возможность снижения уровня боковых лепестков и создания ДН специальной формы.

Рупорные излучатели могут применяться как самостоятельные антенны (в радиорелейных линиях, в станциях метеослужбы, в радиоизмерительной аппаратуре, в качестве облучателей параболических зеркал и линз) или, так же как и открытые концы волноводов, в качестве элементов более сложных антенных устройств. Четырехрупорный или восьмирупорный излучатель может применяться при моноимпульсном способе пеленгации. Возможно построение двумерных решёток из рупорных антенн.

Расчёт рупорных антенн основан на результатах их анализа, т. е. первоначально ориентировочно задаются геометрическими размерами антенны, а затем определяют её электрические параметры. Если размеры выбраны неудачно, то расчёт повторяется снова.

Поле излучения рупорной антенны определяется приближённым образом. Амплитудное распределение поля в раскрытии рупора

принимается таким же, как в питающем его волноводе. Например, при возбуждении рупора прямоугольным волноводом с волной H_{10} вдоль оси x , проходящей в плоскости H , распределение амплитуды поля косинусоидальное, а вдоль оси y , проходящей в плоскости E , амплитудное распределение равномерное. В связи с тем что фронт волны в рупоре не остаётся плоским, а трансформируется в цилиндрический в секториальном рупоре или в сферический в пирамидальном и коническом, фаза поля по раскрыву меняется по квадратичному закону. Коэффициент отражения от раскрыва уменьшается с увеличением раскрыва. При расчёте ДН антенны поле в раскрыве можно принимать синфазным, так как в правильно спроектированном рупоре фазовая ошибка не изменяет существенно диаграмму направленности. Диаграмма направленности рассчитывается по формуле Кирхгофа.

Глава 5. Линзовые антенны

Линзовые антенны характерны тем, что отдельные их разновидности весьма существенно отличаются друг от друга по своему устройству. Вместе с этим принцип действия является общим для всех линзовых антенн.

На рис. 5.1 схематически изображены различные линзовые антенны. Они состоят из двух самостоятельных частей – *облучателя S* и *линзы L* .

Облучатель представляет собой слабонаправленную антенну, помещенную на некотором расстоянии f от линзы, обычно совпадающим с *фокусным расстоянием линзы*.

В качестве облучателей линзовых антенн могут применяться: вибратор с пассивным рефлектором, открытый конец волновода и т. п. Часто линза устанавливается в раскрытие рупора, если у последнего размеры раскрытия D (в единицах длины волны) велики, а длина R мала. Такой рупор эквивалентен слабонаправленному излучателю. Диаграмма направленности облучателя F_S (рис. 5.2) и расстояние f подбираются таким образом, чтобы, во-первых, почти вся содержащаяся в главном лепестке энергия падала на поверхность линзы и не рассеивалась в других направлениях, и, во-вторых, чтобы созданное облучателем поле имело около поверхности линзы характер сферической волны. Второе условие позволяет рассматривать облучатель как точечный источник, помещенный в центре сферической волны, совпадающем с фокусом линзы.

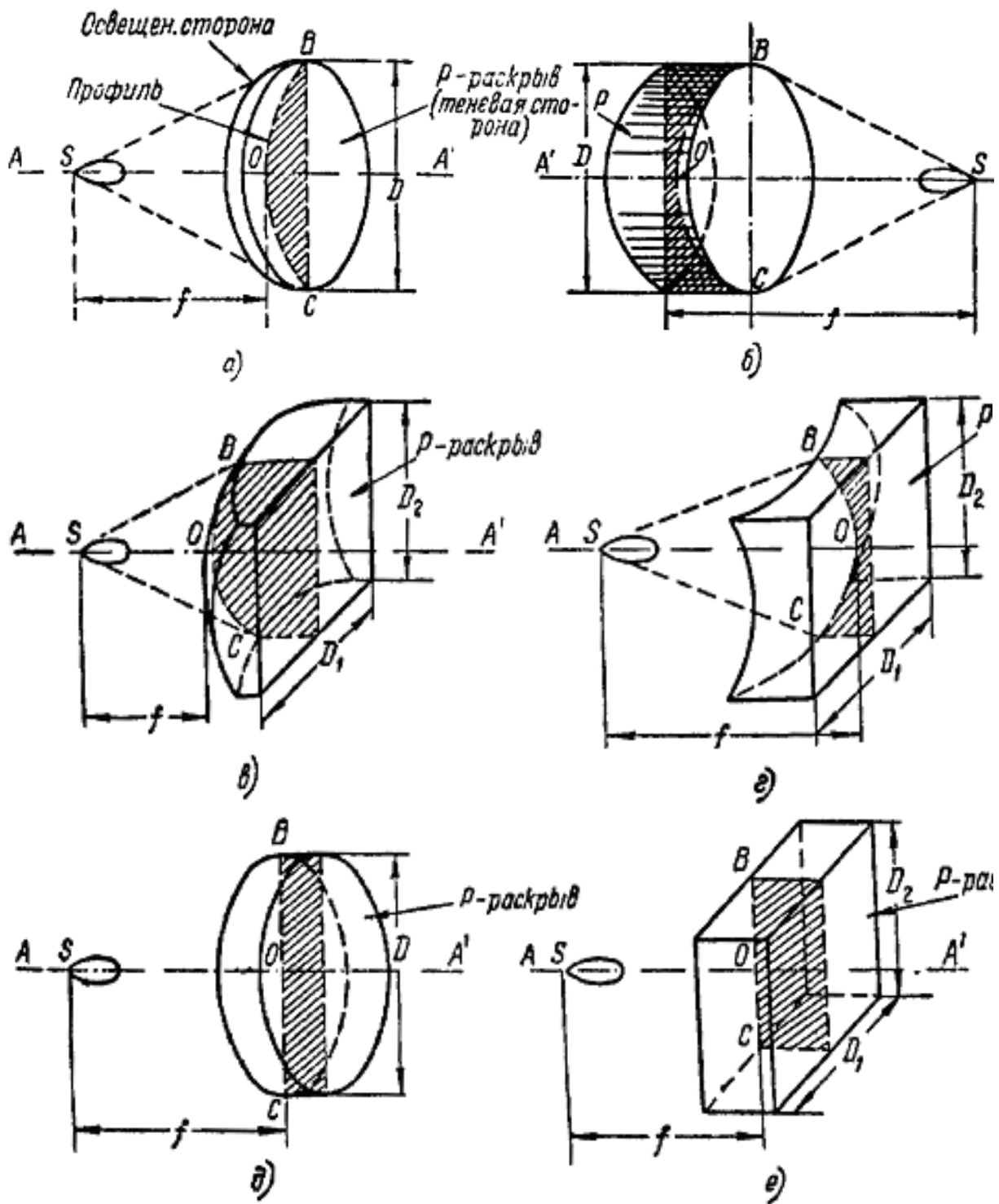


Рис. 5.1. Линзовые антенны:

- а – выпуклая с круглым раскрывом ($n > 1$); б – вогнутая с круглым раскрывом ($n < 1$); в – выпуклая с прямоугольным раскрывом ($n > 1$);
- г – вогнутая с прямоугольным раскрывом ($n < 1$);
- д – плоская с круглым раскрывом (переменный n);
- е – плоская с прямоугольным раскрывом (переменный n)

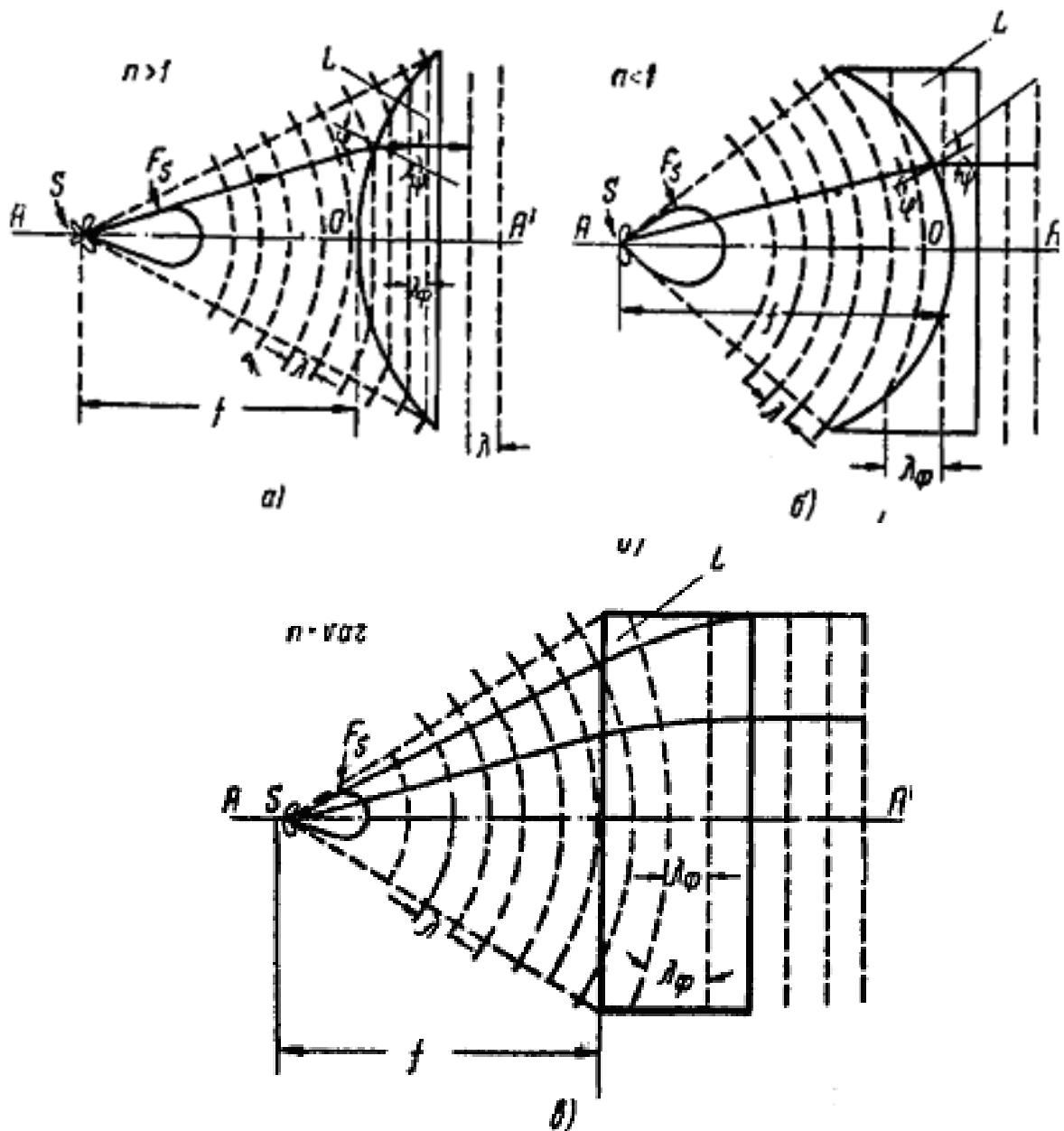


Рис. 5.2. Изменение формы волны линзовой антенной (в продольном сечении) при различных коэффициентах преломления n :
 а – при постоянном коэффициенте $n > 1$ (выпуклая, замедляющая линза);
 б – при постоянном коэффициенте $n < 1$ (вогнутая, ускоряющая линза);
 в – при переменном коэффициенте n (плоская линза)

Поверхность линзы, обращенная к облучателю, называется *освещенной* стороной, а противоположная "теневая" – *раскрывом* линзы P (см. рис. 5.1). Почти во всех практических случаях раскрыв линзы делается плоским, а освещенная сторона, как правило, криволинейной. Встречаются также линзы с плоской освещенной стороной. На рисунке 5.1 две линзы выпуклые (а) и (в), две вогну-

тые (*б*) и (*г*) и две с плоской освещенной стороной (*д*) и (*е*). Как выпуклые и вогнутые, так и плоские линзы могут иметь раскрыв в виде круга (*а*), (*б*), и (*д*) или в виде прямоугольника (*в*), (*г*), (*е*). Прямая AA' , перпендикулярная плоскости раскрыва и проходящая через его центр, называется *осью линзовой антенны*, а точка O пересечения оси с освещенной стороной – *вершиной линзы*. Обычно облучатель располагается на оси линзы. Фокусное расстояние f представляет собой расстояние между облучателем и вершиной O . Линия BOC пересечения освещенной стороны линзы продольной осевой плоскостью (на рис. 5.1 выделена штриховкой) называется *профилем линзы*. Диаметр круглого раскрыва обозначается D , а длины сторон прямоугольного раскрыва – D_1 и D_2 .

Линза представляет собой тело определенной геометрической формы, прозрачное для радиоволн, т. е. пропускающее сквозь себя электромагнитное излучение диапазона радиочастот, с фазовой скоростью v_ϕ , отличающейся от фазовой скорости в воздухе ($n = c/v_\phi \neq 1$).

Ввиду различия коэффициентов преломления у линзы и у воздуха сферическая волна, приходящая от облучателя, достигнув поверхности линзы, изменяет свою форму, превращаясь внутри линзы при соответствующем подборе коэффициента преломления и формы поверхности, как правило, в плоскую волну.

Так как преломление волн на границе двух сред происходит по закону $n = \sin \varphi / \sin \psi$, где φ – угол падения волны, ψ – угол преломления, то, как видно из рис. 5.2, *а* и *б*, для получения плоской волны внутри линзы, обладающей во всех точках одинаковым коэффициентом преломления, линза при $n > 1$ должна иметь обращенной к облучателю выпуклую поверхность (рис. 5.2, *а*), а при $n < 1$ – вогнутую (рис. 5.2, *б*). Это также легко видеть из условия, что в первом случае $\lambda_\phi < \lambda$ (длина волны внутри линзы меньше длины волны в воздухе), а во втором случае, – наоборот, $\lambda_\phi > \lambda$.

В случае переменного коэффициента преломления n профиль линзы может иметь различную форму в зависимости от характера изменения n (убывание или возрастание) и от градиента dn/dy , где y – направление, перпендикулярное оси AA' . На рисун-

ке 5.2, в иллюстрируется пример линзы с плоской освещенной стороной и плоским раскрывом. Так как линза имеет разный коэффициент преломления в разных точках, то и длина волны λ_ϕ различна в разных точках. Лучи претерпевают преломление при переходе из воздуха в линзу и продолжают искривляться внутри линзы вследствие плавного изменения n , фронт волны постепенно выпрямляется. Волна становится плоской лишь у раскрыва линзы. Для получения плоской волны в раскрыве линзы, имеющей обе (освещенную и теневую) плоские поверхности, должно быть $dn/dy < 0$.

Полученная внутри или на выходе линзы плоская волна, выйдя со стороны раскрыва во внешнее пространство, вновь принимает благодаря дифракции на сравнительно больших расстояниях характер сферической волны. Однако диаграмма направленности линзовой антенны F_L при этом существенно изменяется, по сравнению с первичной диаграммой облучателя F_S , становясь обычно значительно более остронаправленной.

Так как формирование ДН в линзовых антеннах обеспечивает линза, то линзовые антенны делят на разновидности по наиболее существенному признаку, а именно по методу получения линзы – тела с коэффициентом преломления $n \neq 1$. Три таких метода определяют три разновидности линз: *диэлектрические*, *металлические* и *металло-диэлектрические*.

5.1. Диэлектрические линзы

Простейшими являются *диэлектрические линзы*, весь объём которых заполняет диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью ε и фазовой скоростью волн

$$v_\phi = c/\sqrt{\varepsilon}. \quad (5.1)$$

Его коэффициент преломления равен

$$n = c/v_\phi = \sqrt{\varepsilon}. \quad (5.2)$$

Так как $\varepsilon > 1$, то $n > 1$ и диэлектрические линзы в соответствии со сказанным выше должны быть выпуклыми.

Рассматриваемые диэлектрические линзы во всех отношениях идентичны оптическим линзам и отличаются от последних лишь определением условий прозрачности. На радиочастотах прозрачность определяется макроскопическими параметрами, а в области оптического спектра частот — микроструктурой.

На диэлектрические похожи и металлодиэлектрические линзы — конгломераты из металлических частиц и воздушных прослоек.

5.2. Металлические линзы

Металлические линзы собираются из параллельных металлических пластин. Последние могут быть либо сплошными (рис. 5.3, а, б), либо с отверстиями (рис. 5.3, в), причем сплошные пластины могут быть плоскими (рис. 5.3, а, б) или фигурными. *Поверхностью металлической линзы* называется огибающая края всех пластин поверхность. Электромагнитная волна распространяется в промежутках между пластинами, причем электрический вектор поля волны может быть либо параллелен поверхности пластин (рис. 5.3, а), либо перпендикулярен к ней (рис. 5.3, б). В первом случае пространство между двумя такими пластинами с расстоянием d между ними образует волноводный канал, в котором фазовая скорость распространения волны равна

$$v_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \lambda^2 / (4d^2)}}. \quad (5.3)$$

Внутренний объем можно считать заполненным непрерывной средой с коэффициентом преломления

$$n = \frac{c}{v_{\phi}} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2d}\right)^2}. \quad (5.4)$$

Так как у этих линз $v_{\phi} > c$, то они называются *металлическими ускоряющими линзами*. Эти линзы, как видно из (5.4), характе-

ризуются коэффициентом преломления $n < 1$ и имеют поэтому вогнутую освещенную поверхность.

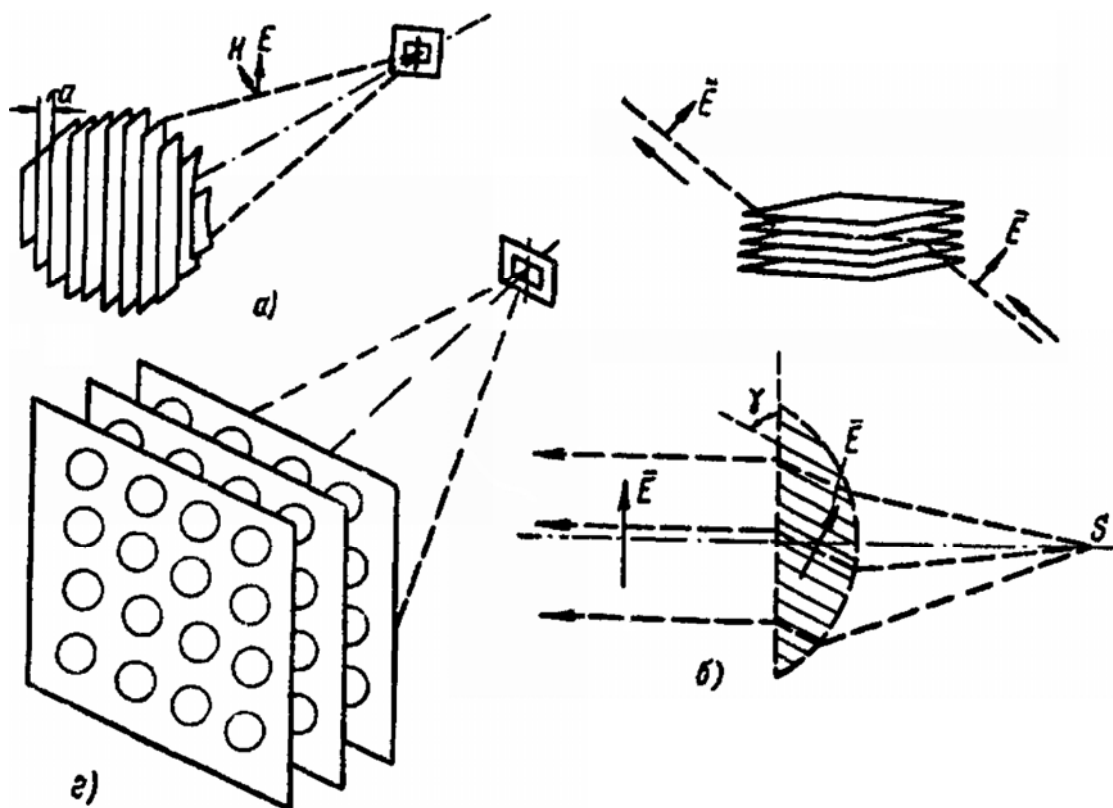


Рис. 5.3. Металлические линзы:

- а – с плоскими металлическими пластинами, параллельными вектору \vec{E} ;
- б – с плоскими металлическими пластинами, перпендикулярными вектору \vec{E} ;
- в – с плоскими металлическими пластинами с отверстиями

Различные варианты металлических ускоряющих линз отличаются друг от друга, во-первых, как и линзы других разновидностей, формой раскрыва (круглая или прямоугольная), во-вторых, характером профиля. У металлических ускоряющих линз профиль может быть гладким или ступенчатым. В последнем случае профиль выполнен в виде небольших вогнутых участков, смещенных примерно на расстояние $\lambda/(1-n)$ друг относительно друга в направлении, параллельном оси линзы.

В линзах, в которых электрический вектор поля волны перпендикулярен к пластинам, пространство между двумя пластинами образует волноводный канал, где фазовая скорость распространения равна скорости c в свободном пространстве. В этих линзах путь лучей удлиняется в результате наклонного располо-

жения пластин по отношению к оси линзы AA' (рис. 5.3, б) или фигурного их выполнения. Такие линзы называются *замедляющими металлическими линзами*. Коэффициент преломления у них больше единицы и равен $1/\sin \gamma$ у линз с наклонными пластинами (где γ – угол между пластинами и плоскостью раскрытия) или отношению длины волнистого пути к длине прямолинейного пути – у линз с фигурными пластинами.

В металлической линзе из пластин с отверстиями (рис. 5.3, в) пластины устанавливаются перпендикулярно направлению распространения, и электромагнитные колебания распространяются в результате прохождения через отверстия. Отверстия делаются, как правило, круглыми, хотя возможна и другая форма. При соответствующем выборе размеров отверстий пластины становятся прозрачными для радиоволн. При прохождении волны через отверстия в металлической пластине меняется фаза поля волны, причем изменение фазы происходит в сторону опережения. Поэтому система из параллельных пластин с отверстиями эквивалентна ускоряющей линзе.

Получающееся опережение фазы при прохождении волны через отверстия зависит от размеров последних. Просверливая в разных местах пластин отверстия разных размеров, можно получить в разных точках линзы различное опережение фазы, т. е. можно получить систему, эквивалентную линзе с переменным коэффициентом преломления. Линза же с переменным коэффициентом преломления может иметь профиль различной формы, в том числе прямолинейный. Поскольку пластины устанавливаются перпендикулярно направлению распространения, наиболее удобной в данном случае и является линза с плоским раскрытием и плоской освещенной стороной.

Глава 6. Щелевые антенны, антенны поверхностных волн, диэлектрические антенны

6.1. Щелевые антенны

Идея щелевых антенн принадлежит М. А. Бонч-Бруевичу и М. С. Нейману. В качестве антенны выступает замкнутая металлическая поверхность с небольшими отверстиями, внутри которой каким-либо способом возбуждается электромагнитное поле, проникающее через отверстия наружу, вследствие чего создается излучение электромагнитной энергии во внешнее пространство. Эти антенны названы щелевыми, поскольку излучателями у них являются полуволновые щели с характерными размерами $d \ll l \approx \lambda/2$, где d – ширина и l – длина щели.

Возможны три модификации щелевых антенн: *волноводные*, *фидерные* и *эндовибраторные*, в зависимости от того, что применяется в качестве тела антенны – волновод, экранированный фидер или полый резонатор. Однако отличие между указанными модификациями заключается лишь в способе питания антенны, т. е. в способе возбуждения щели. С точки зрения поля излучения между ними нет принципиальной разницы.

Из соображений удобства ограничимся рассмотрением главным образом волноводных щелевых антенн, которые и изображены на рис. 6.1.

В общем случае характер поля излучения щелевых антенн зависит от формы и размеров внешней поверхности волновода, и по этим признакам мы проводим классификацию щелевых антенн.

В самом низу (е) приведена так называемая *антенна обратного излучения*, представляющая собой открытый волновод, суживающийся к концу и снабженный насадкой в виде буквы П, образующей как бы разветвление волновода на две ветви, обращенные открытыми концами к началу волновода.

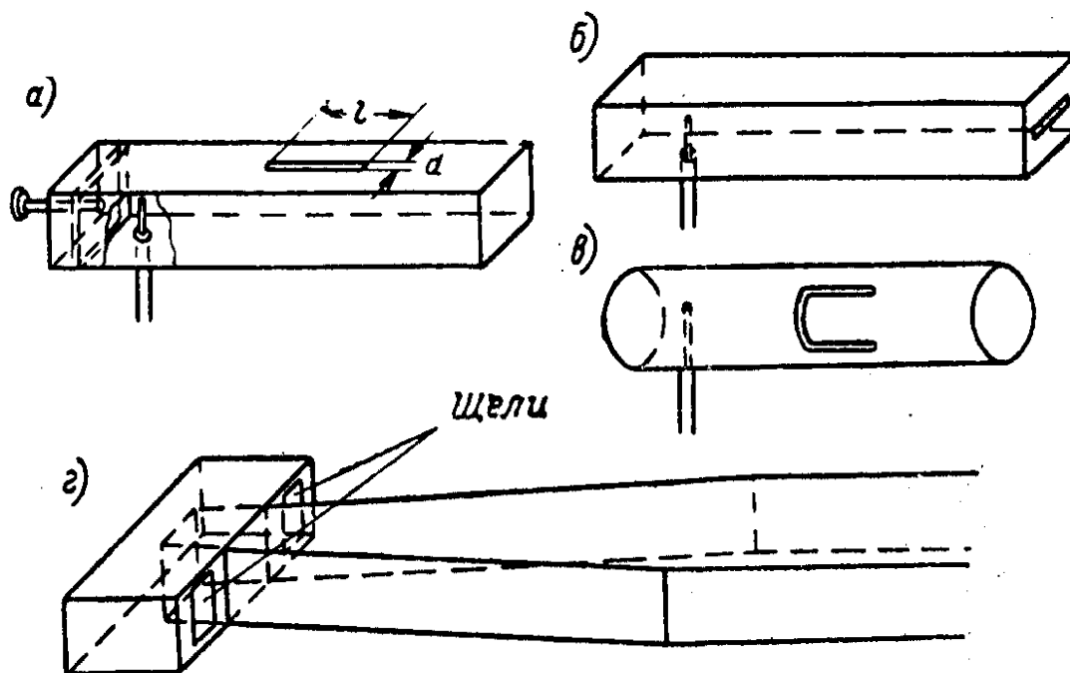


Рис. 6.1. Волноводные однощелевые антенны с использованием прямоугольного и круглого волноводов:
 а – продольная щель, б – торцовая щель, в – антенна обратного излучения

Приведенные на рис. 6.1 *однощелевые* антенны обладают весьма слабой направленностью. Для получения остронаправленного излучения делаются *многощелевые антенны*, представляющие собой волновод с одинаковыми щелями, расположенными на одинаковом расстоянии друг от друга (щелевые антенные решетки), причем расстояние обычно выбирается таким образом, чтобы получить синфазное излучение всех щелей.

Щелевые антенны состоят из трех элементов: источника, волновода и щели. Электромагнитные волны, излучаемые источником, распространяются по волноводу, а достигнув щелей, проникают в наружное пространство и дальше распространяются по законам дифракции.

6.2. Антенны поверхностных волн

Антенны поверхностных волн состоят из двух элементов: *возбудителя* и *направителя*. Схема устройства направителя приводится на рис. 6.2. По виду направителя различают *плоскостные* и *цилиндрические* антенны поверхностных волн.

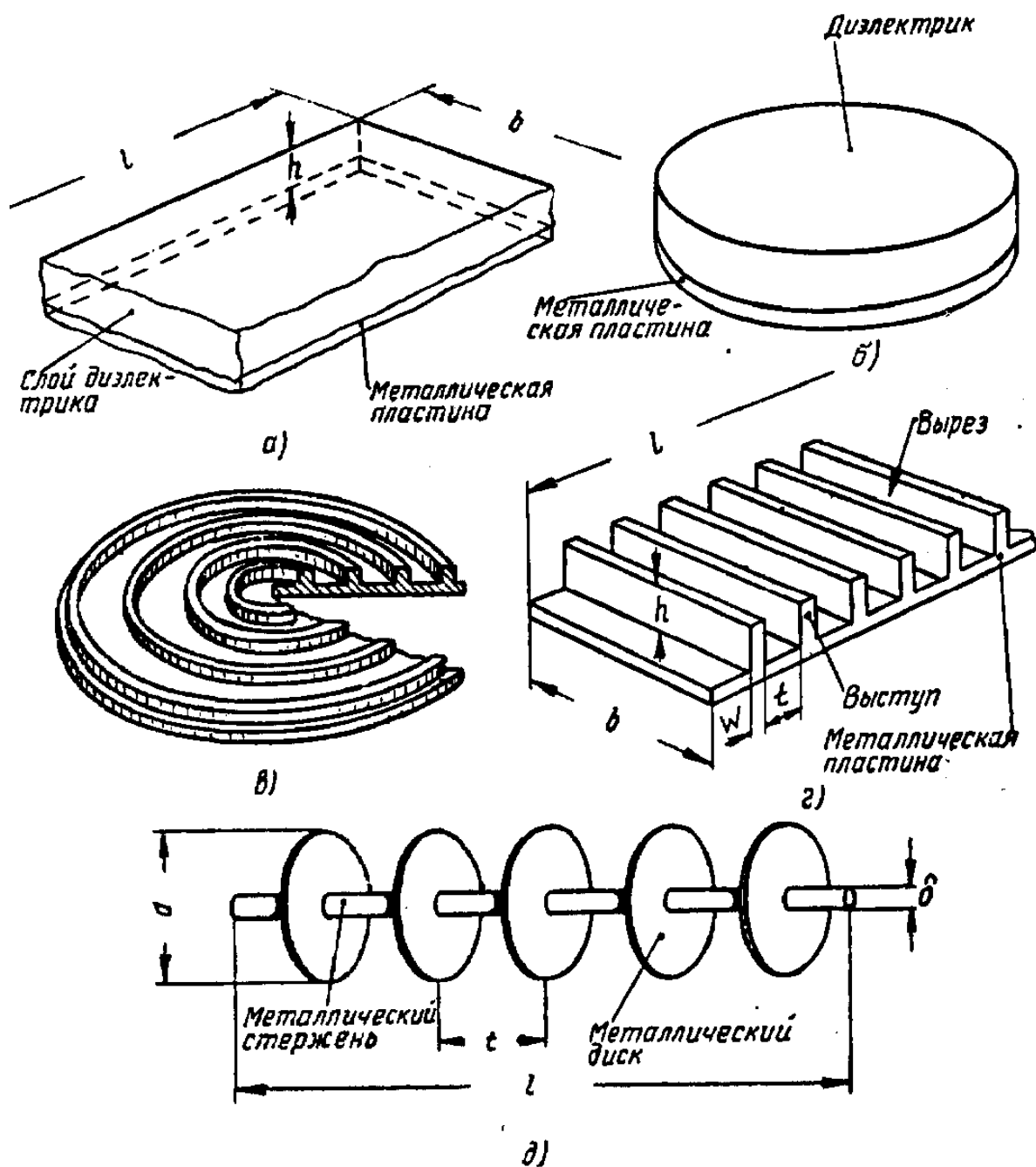


Рис. 6.2. Антенны поверхностных волн:

- а – плоскостная антенна с плоским направителем прямоугольной формы в виде диэлектрического слоя, б – то же круглой формы,
- в – плоскостная антенна с гофрированным направителем круглой формы, г – то же прямоугольной формы, д – цилиндрическая антенна

У плоскостных антенн направителем служит хорошо проводящий плоский металлический лист, покрытый диэлектрическим слоем определенной толщины (рис. 6.2, а, б) или гофрированный (рис. 6.2, в, г), а у цилиндрических антенн направителем служит прямолинейный хорошо проводящий металлический стержень с

насаженными на него дисками (рис. 6.2, *д*). Направители плоскостных антенн могут быть прямоугольными, как показано на рис. 6.2, *а, з*, или круглыми (рис. 6.2, *б, в*).

У антенн поверхностных волн, так же как и у диэлектрических, электромагнитная волна, излучаемая возбудителем, распространяется в виде плоской волны вдоль направителя. Эти плоские волны, направляемые гофрированными или диэлектрическими поверхностями, а также стержнями из естественного или искусственного диэлектрика, получили название *поверхностных волн*, а антенны, использующие поверхностные волны, получили название антенн поверхностных волн.

Возбудителями плоскостных антенн могут служить: ряд гательных щелей, питаемых от волновода прямоугольного сечения, раскрыв рупора, раскрыв волновода, прямолинейный провод, протянутый на некоторой высоте над направителем параллельно его плоскости и симметрично относительно краев, штыревая антенна.

Возбудителем цилиндрических антенн поверхностных волн обычно служит раскрыв волновода круглого сечения, в котором распространяется волна H_{11} (TE_{11}).

Антенны поверхностных волн по принципу действия родственны диэлектрическим антеннам.

Направитель с диэлектрическим слоем (например, рис. 6.2, *а*) можно рассматривать как диэлектрический стержень прямоугольного сечения, расположенный на проводящей плоскости. У направителя с гофрированной поверхностью (рис. 6.2, *з*) выступы аналогичны лентам в ленточной металлодиэлектрической линзе, и поэтому гофрированную поверхность можно рассматривать как слой из искусственного диэлектрика, т. е. как стержень прямоугольного сечения из искусственного диэлектрика, расположенный на проводящей плоскости. Направитель цилиндрической антенны (рис. 6.2, *д*) представляет собой искусственный диэлектрик, составленный из дисков и эквивалентен стержню круглого сечения из искусственного диэлектрика.

Превращение электромагнитного излучения возбудителя в поверхностную волну способствует увеличению направленности излучения по сравнению с направленностью одного возбудителя.

Направленность излучения зависит от длины волны и параметров этих антенн, а именно:

а) в случае диэлектрического слоя – от его длины l , ширины b , толщины h и диэлектрической проницаемости ϵ ;

б) в случае гофрированной поверхности – от ее длины l , ширины b , высоты выступов h , их ширины w и расстояния между выступами t ;

в) в случае цилиндрической антенны – от ее длины l , диаметра дисков d , диаметра стержня δ , расстояния между дисками t .

6.3. Диэлектрические антенны

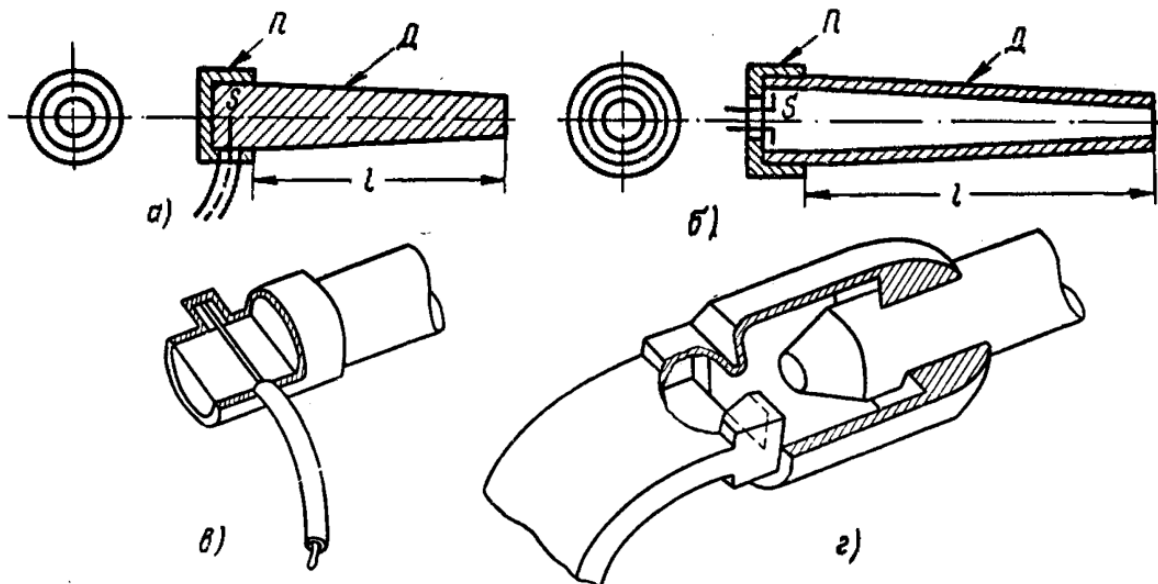


Рис. 6.3. Простые диэлектрические антенны:

а – сплошная, б – полая (трубчатая), в – питание антенны с помощью коаксиального кабеля, г – возбуждение антенны посредством волновода

В *диэлектрических антеннах*, выделяют три составные части (рис. 6.3): *диэлектрический стержень Д*, *металлический патрон П*, надеваемый на один из концов стержня и являющийся отрезком волновода, заполненного диэлектриком; *первичный источник электромагнитного излучения S*, вставляемый в экранированную патроном часть стержня (рис. 6.3, в) или возбуждающий полый волновод (рис. 6.3, г).

Началом диэлектрического стержня называется то место, где он выступает из патрона, и *концом* – противоположный торец.

Диэлектрические стержни бывают двух видов – сплошные (рис. 6.3, *а*) и полые (рис. 6.3, *б*). Полые стержни называются также *диэлектрическими трубами*, а толщина их стенок обычно делается одинаковой по длине. Форма поперечного сечения стержней характеризуется их боковой проекцией, показанной на рис. 6.3, *а*, *б* слева. Форма поперечного сечения стержней, как сплошных, так и полых, может быть различной: круглой, квадратной, прямоугольной. Сплошные диэлектрические стержни часто делаются суживающимися к концу. Диэлектрические трубы, как правило, бывают постоянного поперечного сечения.

Внутренняя поверхность патрона имеет ту же форму, что и наружная поверхность стержня. Металлический патрон надевается на диэлектрический стержень вплотную, без зазоров.

Источник S (рис. 6.3, *а* и *б*) в виде перпендикулярного к оси стержня симметричного (в случае труб) или несимметричного (в случае сплошных стержней) вибратора возбуждает в патроне волну типа $H (TE)$.

На рисунке 6.3, *в* показано питание сплошных диэлектрических антенн с помощью коаксиального кабеля. Свободный конец внутреннего провода кабеля проходит в поперечном направлении сквозь тело стержня внутри патрона, причем выступающий по другую сторону конец провода входит в настраивающуюся полость, которая служит для обеспечения требуемого возбуждения стержня. При волноводном питании (рис. 6.3, *г*) волна типа $H (TE)$ возбуждается сначала в полном волноводе, а затем переходит в патрон, заполненный диэлектриком. При отсутствии диэлектрического стержня возбужденная в патроне волна вышла бы с его открытого конца во внешнее пространство и, распространяясь далее по законам дифракции, сформировала бы диаграмму направленности, аналогичную диаграмме обычного открытого конца волновода. Наличие же диэлектрического стержня заставляет волну, возбужденную в патроне, распространяться далее по диэлектрику или по внутреннему пространству трубы как по волноводу, являющемуся продолжением патрона. Однако в отличие от обычного волновода, металлические стенки которого полностью экранируют внутреннее поле от внешнего пространства, волна, распространяющаяся по диэлектрическому стержню, лишь час-

тично отражается от границы раздела диэлектрика и внешней среды (воздуха), а частично во всех точках поверхности выходит наружу.

В результате таких условий образования внешнего электромагнитного поля диаграмма направленности диэлектрической антенны является более остронаправленной, чем ДН открытого волновода.

Диаграмма направленности диэлектрических антенн из сплошного стержня зависит от площади поперечного сечения тела диэлектрика в начале σ_1 и в конце σ_2 , от длины открытой части стержня l и от диэлектрической проницаемости материала стержня ε .

На практике цилиндрические стержни малого диаметра целесообразно использовать при небольшой длине ($l \leq 2\lambda$), так как при большой длине стержня в диаграмме направленности появляются большие побочные лепестки.

Основным видом диэлектрических антенн из сплошных стержней следует считать стержни конической формы малого поперечного сечения. Необходимость применения конических стержней можно объяснить следующим образом. У патрона диаметр стержня должен быть достаточным для того, чтобы энергия в основном направлялась по стержню, а не излучалась непосредственно с раскрыва патрона. Однако при этом сравнительно мала фазовая скорость v_ϕ распространения волны по стержню. Для увеличения v_ϕ стержень срезается на конус до диаметра, при котором фазовая скорость почти равна скорости света.

Исходя из этих соображений, максимальный и минимальный диаметры конического стержня определяются следующими соотношениями:

$$d_{\max} \cong \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\varepsilon - 1)}}; \quad d_{\min} \cong \frac{\lambda}{\sqrt{2,5 \cdot \pi \cdot (\varepsilon - 1)}}. \quad (6.1)$$

При этом конические стержни представляют собой антенны типа бегущей волны с оптимальными параметрами, а их КНД равен

$$D = (7 \div 8)\lambda/l. \quad (6.2)$$

Диаграмма направленности диэлектрических труб зависит от диаметра d , длины l , толщины стенок трубы Δ и от диэлектрической проницаемости материала ε .

Диаграмму направленности для цилиндрических тонкостенных диэлектрических труб ($\Delta \approx 0,03\lambda$) можно оценить по формуле из [7]

$$F(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{kl}{2}(1 - \cos\theta)\right]}{\frac{kl}{2}(1 - \cos\theta)} \cdot \cos\left(\frac{kl}{2} \cdot \sin\theta\right). \quad (6.3)$$

Наряду с описанными здесь простыми диэлектрическими антеннами применяются сложные диэлектрические антенны, состоящие из нескольких простых, первичные источники которых соединены между собой общей фидерной системой.

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте классификацию рупорных антенн.
2. Что является раскрывом применительно к различным рупорным антеннам?
3. Назовите параметры рупорных антенн.
4. Как запитываются рупорные антенны?
5. Какова диаграмма направленности рупорных антенн?
6. Сравните ширину диаграммы направленности открытого конца волновода и построенной на таком же волноводе рупорной антенны.
7. Какую поляризацию излучения обеспечивают рупорные антенны?
8. За счёт чего можно получить круговую поляризацию излучения?
9. Какие свойства рупорных антенн обуславливают их использование в качестве облучателей для зеркальных и линзовых антенн?

10. Какие допущения используются при расчёте диаграммы направленности рупорных антенн?
11. Каково фазовое распределение поля в раскрыве рупорной антенны?
12. Обладают ли рупорные антенны фазовым центром?
13. Дайте классификацию линзовых антенн.
14. Опишите устройство линзовой антенны.
15. Какие требования предъявляются к облучателям и месту их расположения в линзовой антенне?
16. Объясните эффект увеличения направленности излучения линзовой антенны по сравнению с излучением антенны облучателя.
17. Каковы должны быть форма и характеристики материала линзы?
18. Чем отличаются линзы для радиочастотного диапазона от оптических?
19. Дайте классификацию металлических линз.
20. Опишите процесс распространения волны в ускоряющей линзе.
21. Какова фазовая скорость волн в ускоряющей линзе? в замедляющей?
22. За счёт чего замедляются электромагнитные волны в замедляющей линзе?
23. К какому типу линз – ускоряющих или замедляющих – относится система из пластин с отверстиями, перпендикулярная направлению распространения волн? Опишите её работу.
24. Дайте классификацию металлодиэлектрических линз. Опишите физику их работы.
25. Каков коэффициент преломления металлодиэлектрических линз?
26. Чем определяются диапазонные свойства линзовых антенн?
27. Какова поляризация излучения, создаваемого линзовыми антеннами?
28. Дайте классификацию щелевых антенн.
29. Каковы способы подвода питания щелевых антенн?
30. Чем определяются характеристики излучения щелевой антенны?

31. Каковы резонансные размеры щелевой антенны?
32. Каким образом повышают направленность щелевых антенн?
33. Дайте классификацию антенн поверхностных волн.
34. Что может являться направителем? возбуждателем?
35. Каковы требования к возбуждателю цилиндрических антенн поверхностных волн?
36. Каков принцип действия антенны поверхностных волн?
37. Как соотносятся направленные свойства возбуждателя и антенны поверхностных волн?
38. Как влияют геометрические размеры элементов направителя на характеристики антенны?
39. Дайте классификацию диэлектрических антенн.
40. Каковы особенности конструктивного выполнения патрона? стержня?
41. Каким образом при питании от кабеля обеспечивается требуемый режим возбуждения стержня?
42. Как подводится питание от волновода?
43. Как настраивается диэлектрическая антенна с волноводным питанием?
44. Почему для стержней выбирается коническая форма?
45. Каковы оптимальные геометрические размеры стержневой антенны (длина и оба диаметра)?
46. Каков КНД стержневых антенн?
47. Какова диаграмма направленности диэлектрической антенны?

Глава 7. Антенные решётки

7.1. Поле системы излучателей, одинаково ориентированных в пространстве

Рассмотрим систему из N идентичных и одинаково ориентированных в пространстве излучателей, распределенных в объеме V (рис. 7.1). Поле произвольного излучателя с номером n в дальней зоне можно представить в виде:

$$\dot{\vec{E}}_n = \dot{A} \dot{I}_{0n} \vec{p}(\theta, \varphi) F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} \frac{e^{-ikR_n}}{R_n}, \quad (7.1)$$

где \dot{A} – коэффициент пропорциональности; $\vec{p}(\theta, \varphi)$ – вектор, характеризующий поляризацию излученного поля; \dot{I}_{0n} – комплексная амплитуда тока n -го излучателя, соответствующая, например, точке питания; $F_1(\theta, \varphi)$ – нормированная характеристика направленности излучателя системы; $\Phi_1(\theta, \varphi)$ – его фазовая характеристика; R_n – расстояние от точки наблюдения до той точки на антенне, относительно которой определена фазовая характеристика.

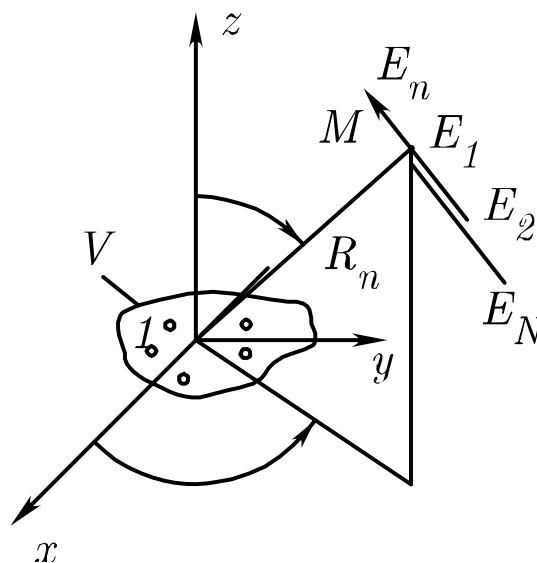


Рис. 7.1. Пространство излучателей

Поскольку излучатели системы идентичны и одинаковым образом ориентированы в пространстве, электрические поля, создаваемые отдельными излучателями в произвольной точке M дальней зоны, будут иметь одинаковую поляризацию (рис. 7.1). Амплитуда результирующего поля определится как сумма комплексных амплитуд отдельных составляющих:

$$\dot{\vec{E}} = \sum_{n=1}^N \dot{\vec{E}}_n = \dot{A}\vec{p}(\theta, \varphi) F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} \sum_{n=1}^N \dot{I}_{0n} \frac{e^{-ikR_n}}{R_n}. \quad (7.2)$$

Расстояние между точкой наблюдения и любым излучателем R_n весьма велико по сравнению с максимальным линейным размером области V . Поэтому можно считать, что амплитудное различие полей элементов в точке наблюдения, определяемое величиной $1/R_n$, несущественно, и положить:

$$\frac{1}{R_1} \approx \frac{1}{R_2} \approx \dots \approx \frac{1}{R_n} \approx \dots \approx \frac{1}{R_N} \approx \frac{1}{R}. \quad (7.3)$$

Вместе с тем различие расстояний R_n в показателе степени выражения (7.2) оказывается весьма существенным, так как величиной kR_n ($k = 2\pi/\lambda$) определяется не амплитуда, а фаза поля n -го излучателя. Малой разности хода лучей $R_n - R_{n-1}$ может соответствовать значительный набег фазы, поскольку он зависит и от длины волны.

С учетом (7.3) для поля системы получаем выражение:

$$\dot{\vec{E}} = \dot{A}\dot{I}_{01}\vec{p}(\theta, \varphi) F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} \frac{1}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\dot{I}_{0n}}{\dot{I}_{01}} e^{-ikR_n}. \quad (7.4)$$

Предположим, что излучатели системы являются ненаправленными, т. е. $F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} = 1$. Тогда поле той же системы из N ненаправленных излучателей будет равно:

$$\dot{\vec{E}}_{\text{ненапр}} = \dot{A}\vec{p}(\theta, \varphi) \frac{\dot{I}_{01}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\dot{I}_{0n}}{\dot{I}_{01}} e^{-ikR_n}. \quad (7.5)$$

Сравнивая (7.4) и (7.5), получаем:

$$\dot{\vec{E}}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} \dot{\vec{E}}_{\text{ненапр}}. \quad (7.6)$$

Если от полей перейти к диаграммам направленности, то имеем:

$$f(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) f_N(\theta, \varphi). \quad (7.7)$$

Выражение (7.7) есть математическая формулировка **теоремы перемножения диаграмм направленности**: диаграмма направленности системы из N идентичных и одинаково ориентированных в пространстве излучателей $f(\theta, \varphi)$ определяется произведением диаграммы направленности той же системы из N ненаправленных излучателей $f_N(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N (I_{0n} / I_{01}) e^{-ikR_n}$ на диаграмму направленности одиночного излучателя $F_1(\theta, \varphi)$. Когда говорят о той же системе излучателей, то подразумевают неизменными число излучателей, их взаимное расположение и соотношение амплитуд и фаз возбуждающих токов.

Функцию $f_N(\theta, \varphi)$ в литературе называют **множителем направленности системы**, **множителем комбинирования** или **множителем решетки**.

Теорема перемножения ДН широко используется на практике, так как позволяет упростить качественный анализ характеристики излучения антенны и существенно сократить время для расчета ДН сложных антенных систем.

7.2. Равномерная линейная решетка излучателей

Рассмотрим простейшую антенную решетку из N одинаковых излучателей, расположенных вдоль оси z на расстоянии d друг от друга (так называемая **эквидистантная линейная решетка**, рис. 7.2).

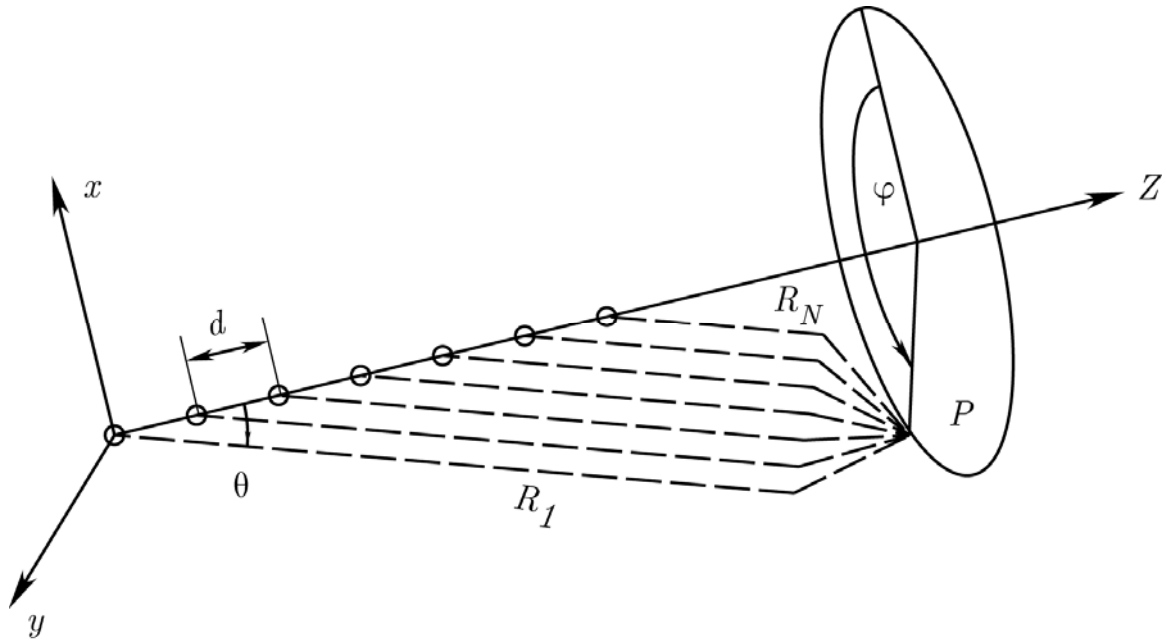


Рис. 7.2. Эквилистантная линейная решетка

Излучатели решетки возбуждаются токами одной амплитуды $\dot{I}_{0n} = \dot{I}_{01}$ для всех n от 1 до N , причем ток в каждом последующем излучателе отстает по фазе от тока в предыдущем на угол $\Delta\Phi$:

$$\dot{I}_n = \dot{I}_{0n} e^{-i(n-1)\Delta\Phi}. \quad (7.8)$$

Фаза тока в первом излучателе принята равной нулю.

Совместим начало координат с точкой, принадлежащей первому излучателю, относительно которой определена фазовая характеристика. Выразим все расстояния через расстояние от первого элемента до точки наблюдения R_1 (рис. 7.2):

$$\begin{aligned} R_2 &= R_1 - d \cos \theta, \\ R_3 &= R_2 - d \cos \theta = R_1 - 2d \cos \theta, \\ &\dots \\ R_n &= R_{n-1} - d \cos \theta = R_1 - (n-1)d \cos \theta, \\ &\dots \\ R_N &= R_{N-1} - d \cos \theta = R_1 - (N-1)d \cos \theta. \end{aligned} \quad (7.9)$$

Для определения суммарного поля антенной решетки воспользуемся теоремой перемножения диаграмм (7.6):

$$\dot{\vec{E}}_{\text{ненапр.}} = \dot{A}\vec{p}(\theta, \varphi) \frac{\dot{I}_{01}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\dot{I}_{0n}}{\dot{I}_{01}} e^{-ikR_n} = \dot{A}\vec{p}(\theta, \varphi) \frac{\dot{I}_{01} e^{-ikR_1}}{R} \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)(kd \cos \theta - \Delta\Phi)}. \quad (7.10)$$

Слагаемые под знаком суммы отличаются только фазой. Различный фазовый сдвиг между полями отдельных излучателей обусловлен разностью фаз возбуждающих токов $\Delta\Phi$ и неодинаковым фазовым запаздыванием волн в точке наблюдения, возникающим за счет различия расстояний R_1, R_2, \dots, R_N .

Сумма в (7.10) представляет собой сумму членов геометрической прогрессии со знаменателем $q = e^{i(kd \cos \theta - \Delta\Phi)}$ и может быть вычислена по известной формуле:

$$s = \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)(kd \cos \theta - \Delta\Phi)} = \frac{q^N - 1}{q - 1} = \frac{e^{i\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)} \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}{e^{i\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)} \sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}. \quad (7.11)$$

Подставляя (7.11) в (7.6), после преобразований получим:

$$\dot{\vec{E}} = \dot{A}\vec{p}(\theta, \varphi) F_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)} \frac{\dot{I}_{01} e^{-ikR_0} \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}{R_0 \sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}, \quad (7.12)$$

где $\dot{I}_0 = \dot{I}_{01} e^{-i\frac{N-1}{2}\Delta\Phi}$ – ток, соответствующий излучателю, расположенному в геометрическом центре решетки; $R_0 = R_1 - \frac{1}{2}(N-1)d \cos \theta$ – расстояние от середины решетки до точки наблюдения.

Из (7.12) следует, что поляризационные свойства антенной решетки и ее фазовая характеристика целиком определяются свойствами одиночного излучателя системы, т. е. множителями $\vec{p}(\theta, \varphi)$ и $\exp(i\Phi(\theta, \varphi))$ соответственно. Если элементы решетки имеют фазовые центры, т. е. $\Phi_1(\theta, \varphi) = \text{const}$, то антенная решетка также имеет фазовый центр, и он совпадает с ее геометрическим центром. Поле решетки имеет характер сферической волны, описываемой множителем e^{-ikR_0} / R_0 .

Направленные свойства антенной решетки $f(\theta, \varphi)$ в соответствии с (7.7) характеризуются двумя сомножителями $F_1(\theta, \varphi)$ и $f_N(\theta, \varphi)$, где

$$f_N(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}. \quad (7.13)$$

Множитель комбинирования $f_N(\theta, \varphi)$ описывает угловое распределение поля антенной решетки, обусловленное явлением интерференции полей от ее отдельных излучателей (в предположении их всенаправленности).

В случае линейной решетки множитель комбинирования f_N не зависит от азимутальной координаты φ , так как при изменении φ сохраняются неизменными расстояния R_1, \dots, R_N , которыми определяется разность хода лучей, приходящих в точку наблюдения (рис. 7.2).

7.3. Анализ множителя комбинирования

Антенные решетки могут создаваться на базе любых излучателей. Несмотря на их многообразие, линейные антенные решетки обладают рядом общих черт, связанных с тем, что характеристики излучения многоэлементных антенных решеток (N велико) в основном определяются множителем комбинирования f_N . Последний зависит от N , kd , $\Delta\Phi$ и никак не связан с конкретным излучателем решетки. Нередко излучатели решетки имеют достаточно широкую диаграмму направленности. Функция $F_1(\theta, \varphi)$ медленно меняющаяся, и ее вклад в суммарную диаграмму направленности незначителен.

В инженерной практике наиболее часто используют два представления для множителя комбинирования антенной решетки:

$$f_N(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \Delta\Phi)\right]} = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}kd(\cos \theta - \xi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}kd(\cos \theta - \xi)\right]}, \quad (7.14)$$

где $\xi = \Delta\Phi / kd$ – коэффициент замедления. Волновое число $k = 2\pi / \lambda$ характеризует изменение фазы на единицу длины при распространении электромагнитной волны в свободном пространстве со скоростью c . Отношение $\Delta\Phi / d$ имеет ту же размерность. Обозначим эту величину через k_1 . Поскольку $k_1 d = \Delta\Phi$, то можно k_1 считать волновым числом некоторого волнового процесса, который, распространяясь вдоль решетки со скоростью v_ϕ , обеспечивает соответствующее возбуждение элементов решетки. Тогда

$$\xi = \frac{\Delta\Phi}{kd} = \frac{k_1}{k} = \frac{\lambda}{\lambda_1} = \frac{c}{v_\phi} \quad (7.15)$$

и действительно характеризует относительное замедление возбуждающего поля.

Введем обобщенную угловую переменную:

$$\Psi = \frac{Nkd}{2} \left(\cos\theta - \frac{\Delta\Phi}{kd} \right) = \frac{Nkd}{2} (\cos\theta - \xi). \quad (7.16)$$

С учетом (7.16) множитель направленности запишется так:

$$f_N = \frac{\sin\Psi}{\sin(\Psi/N)}. \quad (7.18)$$

Конкретный вид функции f_N зависит от числа N . Числитель (7.17) при больших N – быстро осциллирующая функция по сравнению со знаменателем (рис. 7.3). В точках $\Psi = 0; \pm N\pi; \dots, \pm mN\pi$ обращаются в нуль одновременно числитель и знаменатель, значение функции в них определяется по правилу Лопиталья и равно N . Это наибольшие значения множителя комбинирования. Следовательно, нормированная характеристика направленности решетки определяется выражением:

$$F_N = \frac{1}{N} \frac{\sin\Psi}{\sin(\Psi/N)}. \quad (7.18)$$

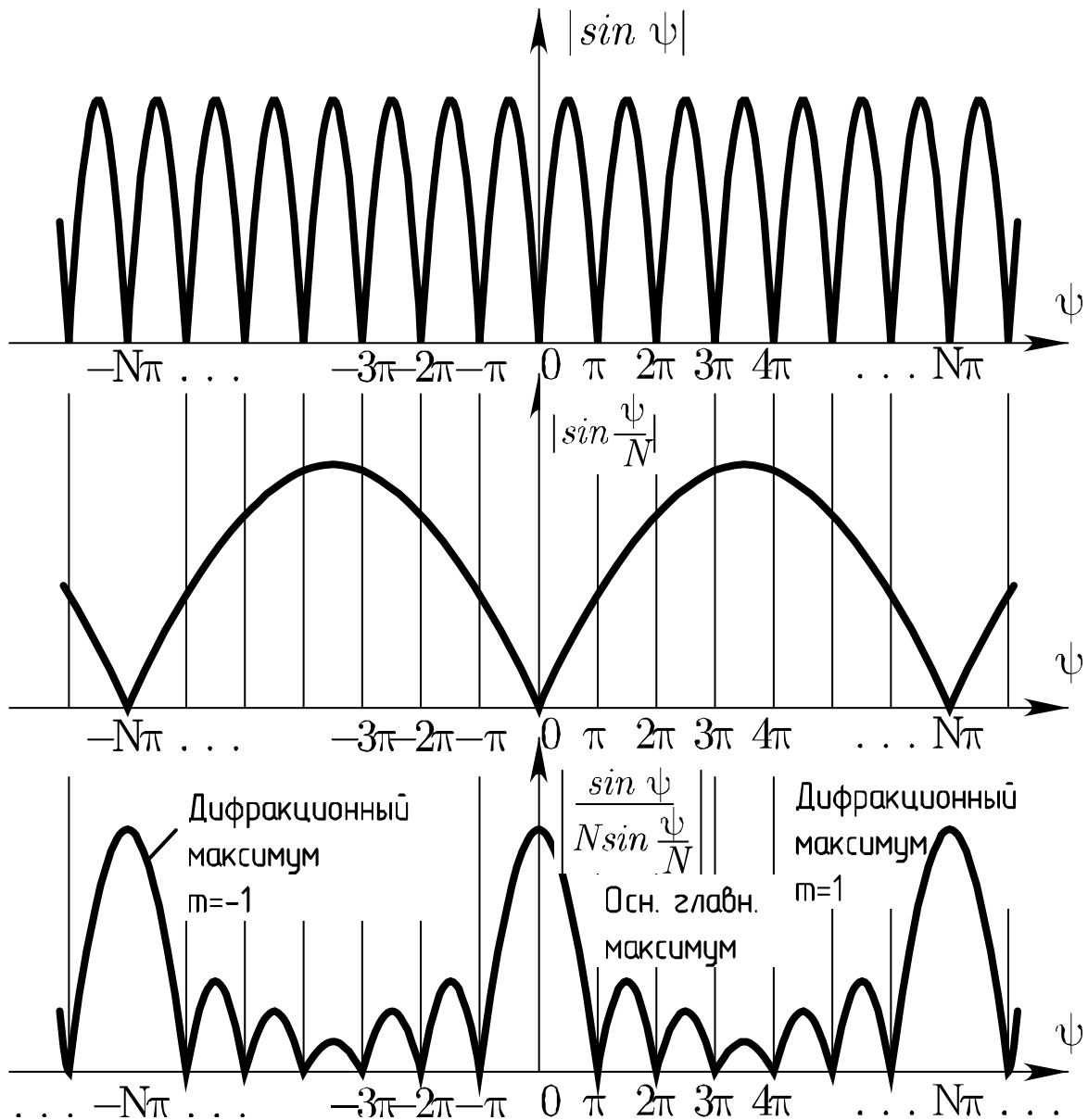


Рис. 7.3. Максимумы нормированной характеристики направленности решетки

Максимум f_N , соответствующий $\Psi = 0$, называют **основным главным максимумом**, а остальные ($m \neq 0$) – **дифракционными максимумами m -го порядка** (рис. 7.3).

Между двумя соседними главными максимумами имеется $(N - 2)$ побочных максимумов. Ширина главных максимумов по координате Ψ равна 2π , а побочных – π (рис. 7.3).

В физических задачах меридиональный угол θ принимает значения только в пределах $(0; \pi)$, а косинус этого угла изменяется от $+1$ до -1 . Таким образом, реальным антеннам соответствует ограниченный интервал изменения Ψ :

$$\begin{aligned} \theta = 0^\circ, \quad \Psi_{\max} &= \frac{Nkd}{2} \left(1 - \frac{\Delta\Phi}{kd} \right) = \frac{Nkd}{2} (1 - \xi), \\ \theta = 180^\circ, \quad \Psi_{\min} &= -\frac{Nkd}{2} \left(1 - \frac{\Delta\Phi}{kd} \right) = -\frac{Nkd}{2} (1 - \xi). \end{aligned} \quad (7.19)$$

Область $\Psi_{\min} \leq \Psi \leq \Psi_{\max}$ называют *областью реальных (или вещественных) углов наблюдения*. Объясняется это тем, что значениям $\Psi > \Psi_{\max}$ и $\Psi < \Psi_{\min}$ соответствуют θ , для которых $|\cos \theta| > 1$. Последнее возможно, если угол θ принимает мнимые значения.

Протяженность зоны видимости (области реальных углов) по оси всегда составляет $\Psi_{\max} - \Psi_{\min} = Nkd$, т. е. определяется электрической длиной решетки. Положение зоны видимости зависит от коэффициента замедления ξ и электрических размеров антенны Nkd .

В качестве примера рассмотрим решетку из семи излучателей, расположенных на расстоянии $d = 0,865 \lambda$ друг от друга и возбуждаемых со сдвигом фаз $\Delta\Phi = 0,71\pi$. Заштрихованные границы, определяемые значениями $\Psi_{\max} = 3,35\pi$ и $\Psi_{\min} = -8,75\pi$, вырезают из графика множителя комбинирования ту его часть, которая при выбранных значениях $N, d, \lambda, \Delta\Phi$ соответствует углам наблюдения $\theta = 0 \div 180^\circ$.

Диаграмма направленности решетки совпадает с функцией $f_N(\Psi)$ в пределах зоны видимости. При этом ДН определена как функция обобщенного угла Ψ . Однозначное соответствие между Ψ и θ устанавливается с помощью (7.16). Переход от обобщенной угловой координаты иногда удобно выполнять графически. Для этого вначале строится вспомогательный график $\Psi(\theta) = \frac{Nkd}{2} \cos \theta - \frac{N}{2} \Delta\Phi$ при $\theta = 0 \div 180^\circ$. Это косинусоида амплитуды $Nkd/2$, смещенная по оси Ψ на величину $-\frac{N}{2} \Delta\Phi$. Значения Ψ откладываются по оси, параллельной оси Ψ множителя комбинирования, а значения θ – на перпендикуляре к оси Ψ . Построенная таким образом косинусоида позволяет любой точке диаграммы $F_N(\Psi)$ сопоставить соответствующее значение θ .

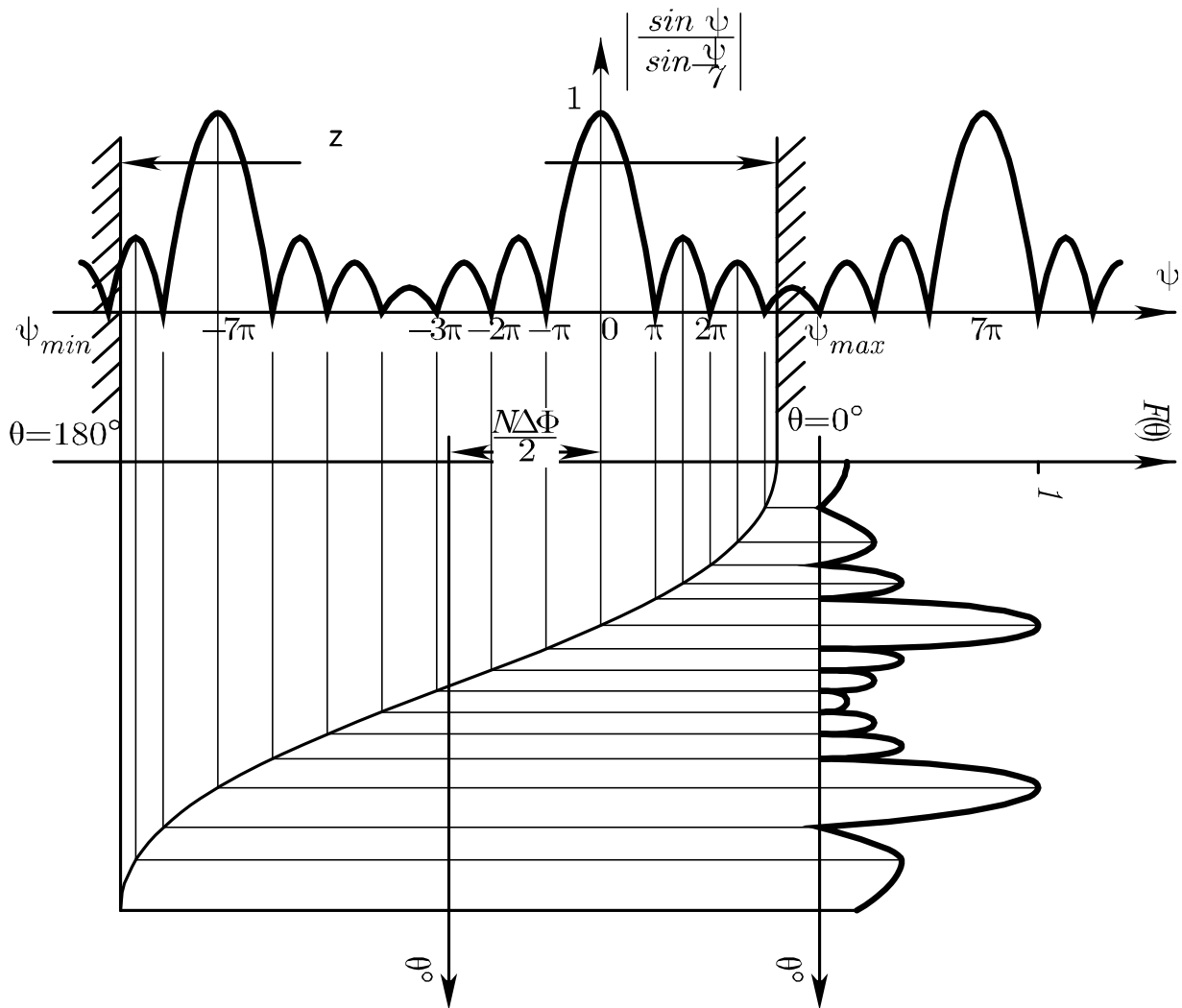


Рис. 7.4. К определению диаграммы направленности решетки

Для примера на рис. 7.4 стрелочками обозначен пересчет точки $\Psi = -\pi$ в масштаб реальных углов наблюдения θ . Амплитудные значения $F_N(\theta)$ равны амплитудам исходного графика $F_N(\Psi)$, и они просто переносятся с одного графика на другой. Отличие $F_N(\Psi)$ от $F_N(\theta)$ объясняется тем, что зависимость $\Psi(\theta)$ не является линейной. Ширина лепестков в масштабе θ становится неодинаковой: происходит сжатие диаграммы по оси θ в области $\theta \approx \pi/2$ и растяжение в области $\theta \approx 0$ и $\theta \approx \pi$ (рис. 7.4). В связи с этим возникает одновременно некоторая асимметрия лепестков диаграммы направленности, в том числе и основного.

Положение основного лепестка в пространстве. Максимальное значение F_N , равное единице, получается в направлениях, где:

$$\Psi_{2l} = \frac{NKd}{2}(\cos\theta_{2l} - \xi) = \pm m\pi, \quad \cos\theta_{2l} = \pm m \frac{\lambda}{d} + \xi = \pm m \frac{\lambda}{d} + \frac{\Delta\Phi}{kd}. \quad (7.20)$$

Таким образом, частота следования главных максимумов в масштабе углов θ , определяемая значениями $m = 0, 1, 2, \dots$, зависит от отношения d/λ . Чем меньше d/λ , тем реже расположены главные максимумы. Значение $m = 0$ характеризует положение основного главного максимума:

$$\cos\theta_{2l} = \frac{\Delta\Phi}{kd} = \xi. \quad (7.21)$$

Следовательно, положение основного лепестка ДН в пространстве зависит только от соотношения $\Delta\Phi$ и kd и не связано с числом излучателей N . Если $\Delta\Phi = 0$, то $\theta_{2l} = 90^\circ$, т. е. главный максимум перпендикулярен оси решетки. Именно в этом направлении поля от всех излучателей решетки складываются арифметически, так как они возбуждаются синфазно, а расстояния от источников до точки наблюдения одинаковы. По мере увеличения $\Delta\Phi/kd$ основной лепесток ДН отклоняется от нормали к оси решетки в сторону положительной оси z . Если изменить знак $\Delta\Phi$, то это приведет к отклонению диаграммы направленности в противоположную сторону.

Управление положением основного лепестка ДН в пространстве, осуществляемое за счет изменений в системе питания антенны, называется *сканированием луча*. Это явление широко используется в современных радиолокационных станциях.

Ширина основного лепестка диаграммы направленности. Положение нулей множителя решетки находят из условия:

$$\Psi = \pm m\pi, \quad m = 1, 2, \dots, (N-1), (N+1), \dots, (2N-1), (2N+1), \dots \quad (7.22)$$

Если предположить, что в зону видимости попадает основной главный максимум, то ширину основного лепестка по нулям можно определить следующим образом (в зависимости от того, нуль справа от θ_{2l} или слева):

$$\frac{Nkd}{2} \left(\cos \theta_{0+} - \frac{\Delta\Phi}{kd} \right) = \pi, \quad \frac{Nkd}{2} \left(\cos \theta_{0-} - \frac{\Delta\Phi}{kd} \right) = -\pi. \quad (7.23)$$

Преобразовав разность косинусов и учтя, что для узких ДН, когда значения θ_{0-} и θ_{0+} близки друг к другу, допустимы замены синусов их аргументами, имеем:

$$\cos \theta_{0+} - \cos \theta_{0-} = \frac{2\lambda}{Nd} = 2 \sin \frac{\theta_{0-} + \theta_{0+}}{2} \sin \frac{\theta_{0-} - \theta_{0+}}{2} \approx 2 \frac{\theta_{0-} + \theta_{0+}}{2} \frac{\theta_{0-} - \theta_{0+}}{2} \approx 2\theta_{2л} \frac{\theta_{0-} - \theta_{0+}}{2} \quad (7.24)$$

Тогда

$$\Delta\theta_0 = \theta_{0-} - \theta_{0+} \approx \frac{2\lambda}{Nd \sin \theta_{2л}}. \quad (7.25)$$

Отсюда следует важный вывод: с увеличением электрического размера решетки Nd/λ основной лепесток ДН сужается. При одинаковых размерах решетки ширина основного лепестка зависит от направления максимального излучения. Чем сильнее лепесток прижат к оси, тем он шире (при постоянной величине Nd/λ).

На практике нередко интересуются шириной ДН по половинной мощности $\Delta\theta_{0,5}$ (соответствует уровню 0,707 по полю). Для определения этой величины на графике множителя комбинирования отметим уровень $\frac{\sin \Psi}{N \sin(\Psi/N)} = 0,707$. Спроектируем точки пересечения на оси θ . Для получения аналитической зависимости ширины ДН от параметров решетки воспользуемся приближением, справедливым для больших N : $\frac{\sin \Psi}{N \sin(\Psi/N)} \approx \frac{\sin \Psi_{0,5}}{\Psi_{0,5}} = 0,707$.

Из этого уравнения находим соответствующее значение $\Psi_{0,5} \approx 2,78$. Тогда ширина ДН в масштабе Ψ равна $\Delta\Psi_{0,5} \approx 2,78$. Из ΔABC следует, что $\Delta\Psi_{0,5} / \Delta\theta_{0,5} = \operatorname{tg} \alpha$. Вычислим производную:

$$\left. \frac{d\Psi}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_{2л}} = \frac{d}{d\theta} \left[\frac{N}{2} (kd \cos \theta - \Delta\Phi) \right] = -\frac{Nkd}{2} \sin \theta_{2л}.$$

Приближенно можно считать, что $d\Psi/d\theta \approx -\operatorname{tg} \alpha$. Следовательно,

$$\frac{\Delta\Psi_{0,5}}{\Delta\theta_{0,5}} \approx \frac{Nkd}{2} \sin \theta_{2л} \quad (7.26)$$

или

$$\Delta\Psi_{0,5} \approx \frac{2\Delta\Psi_{0,5}}{Nkd \sin \theta_{2л}} = \frac{0,866\lambda}{Nkd \sin \theta_{2л}} \text{ рад}, \quad \Delta\theta_{0,5} \approx \frac{51^\circ \lambda}{Nkd \sin \theta_{2л}} \text{ град.} \quad (7.27)$$

Полученные оценки для ширины диаграммы направленности по нулям и половинной мощности справедливы только в тех случаях, когда в зону видимости целиком попадает основной главный максимум.

Уровень первого бокового лепестка. Оценим уровень боковых лепестков (УБЛ) множителя комбинирования, непосредственно примыкающих к главному. Максимум первого бокового лепестка соответствует примерному условию:

$$\Psi \approx \frac{3}{2}\pi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta_{2л} - \Delta\Phi). \quad (7.28)$$

Значение множителя комбинирования в этой точке составляет:

$$F_N(\theta_{2л}) = \frac{1}{N \sin(3\pi/(2N))}. \quad (7.29)$$

Для достаточно больших N :

$$F_N(\theta_{2л}) \approx \frac{2}{3\pi} \approx 0,21. \quad (7.30)$$

Эта величина совпадает с относительным уровнем боковых лепестков в том случае, когда $F_N(\theta_{2л}) = 1$. Если это условие не выполняется, то уровень бокового лепестка получается большим и равным:

$$\text{УБЛ} \approx \frac{0,21}{F_N(\theta_{2л})}. \quad (7.31)$$

Заметим, что уровень боковых лепестков реальной антенны будет зависеть также от ДН элемента решетки $F_1(\theta, \varphi)$ и определяется выражением:

$$УБЛ \approx \frac{0,21}{F_N(\theta_{2л})} \frac{F_1(\theta_{бок})}{F_1(\theta_{2л})}.$$

Критерий отсутствия в диаграмме направленности побочных главных максимумов. В подавляющем большинстве случаев от реальных антенн требуется обеспечить диаграмму направленности в виде одного главного лепестка с исключением из зоны реальных углов всех остальных главных максимумов множителя комбинирования. В соответствии с рис. 7.5 дифракционные главные максимумы будут отсутствовать, если выполняются условия:

$$\Psi_{\min} = -\frac{Nkd}{2}(1 + \xi) \geq -(N - 1)\pi, \quad (7.32)$$

$$\Psi_{\max} = \frac{Nkd}{2}(1 - \xi) \leq (N - 1)\pi \quad (7.33)$$

или

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N - 1}{N} \frac{1}{1 + \xi} = \frac{N - 1}{N} \frac{1}{1 + \cos \theta_{2л}}, \quad (7.34)$$

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N - 1}{N} \frac{1}{1 - \xi} = \frac{N - 1}{N} \frac{1}{1 - \cos \theta_{2л}}. \quad (7.35)$$

Отсюда видно, что заданному коэффициенту замедления соответствует определенный максимальный шаг решетки, при котором в зону видимости попадает один единственный максимум. Из двух полученных значений d/λ нужно брать меньшее. Если $\xi = 0$ (синфазная решетка), то $d/\lambda \leq (N - 1)/N$.

Для больших N $d \approx \lambda$. При сканировании луча $\xi \neq 0$ допустимое значение d/λ будет меньшим.

7.4. Различные режимы излучения линейной решетки

Анализ множителя комбинирования, проведенный в предыдущем параграфе, показывает, что пространственная характеристика излучения определяется в основном способом возбуждения элементов антенной решетки. Остановимся здесь на наиболее интересных случаях возбуждения.

1. **Синфазное возбуждение** $\Delta\Phi = 0$. Выражение для множителя комбинирования (7.15) упрощается и приобретает вид:

$$F_N(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{Nkd}{2} \cos \theta\right)}{\sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta\right)}. \quad (7.36)$$

Границы зоны видимости $\Psi_{\max} = \frac{Nkd}{2}$ и $\Psi_{\min} = -\frac{Nkd}{2}$ располагаются симметрично относительно точки $\Psi = 0$. Максимум излучения, определяемый в соответствии с (7.23) выражением $\cos \theta_{zл} = \frac{\Delta\Phi}{kd} = 0$, всегда перпендикулярен оси решетки ($\theta_{zл} = 90^\circ$) и не зависит ни от числа излучателей, ни от расстояния между ними. Поэтому режим синфазного возбуждения называют также **режимом поперечного излучения**.

При заданном значении N конкретный вид ДН зависит от d/λ . Для примера положим $N = 5$, $d = 0,5\lambda$. Определяем границы зоны видимости $\Psi_{\max} = 5\pi/2$, $\Psi_{\min} = -5\pi/2$ и отмечаем их вертикальными линиями на графике $F_N(\theta)$ (рис. 7.5, а). Для построения ДН можно использовать графический способ, подробно описанный выше, либо применить выражения (7.22) и (7.24) для нахождения нулей и максимумов излучения (рис. 7.5, б).

Пространственная характеристика излучения получается вращением изображенной на рис. 7.5, б кривой вокруг оси $\theta = 0^\circ$ и имеет форму кругового веера.

Если увеличивать постепенно расстояние между излучателями, сохраняя N неизменным, то основной лепесток будет сужаться, а количество боковых лепестков возрастет (границы зоны видимости сдвигаются при этом влево и вправо от точки $\Psi = 0$). При $d = \lambda$ в диаграмме направленности, помимо основного глав-

ного максимума, будут присутствовать два дифракционных максимума от $m = 1$ и $m = -1$.

2. **Возбуждения излучателей ускоренной волной $v_\phi > c$:**
 $\Delta\Phi < kd$, $\xi = \frac{\Delta\Phi}{kd} = \frac{c}{v_\phi} < 1$. Примером может служить возбуждение щелей, прорезанных в прямоугольном волноводе с волной H_{10} . Пусть по-прежнему $N = 5$, $d = \lambda/2$, $\Delta\Phi = \pi/2$. Вычисляем $\cos\theta_{zл} = \Delta\Phi/(kd) = 1/2$, $\theta_{zл} = 60^\circ$. Определяем границы зоны видимости $\Psi_{\max} = \frac{5}{4}\pi$, $\Psi_{\min} = -\frac{15}{4}\pi$ (рис. 7.6, в). Протяженность рабочей зоны $Nkd = 5\pi$. Наносим границы зоны видимости на график $F_N(\Psi)$ (рис. 7.5, в) и строим ДН в полярной системе координат (рис. 7.5, з).

Основной лепесток ДН отклонен от оси решетки на угол $\theta_{zл} = 60^\circ$. При постоянной длине решетки он стал шире по сравнению со случаем синфазного возбуждения элементов (рис. 7.5, б). Действительно, в соответствии с (7.29) отклонение луча от нормали должно сопровождаться его расширением.

Пространственная ДН получается вращением кривой на рис. 7.5, з вокруг оси $\theta = 0^\circ$. Основной лепесток ДН образует конус или воронку с осью z . Поэтому рассмотренный режим называют **режимом конического или наклонного излучения**.

3. **Фазовая скорость волны, возбуждающей элементы решетки, равна скорости света** — $\Delta\Phi = kd$, $\xi = c/v_\phi = 1$. Главное, что отличает этот режим от всех рассмотренных выше, — совпадение максимума излучения с осью решетки при любых N и d/λ . Действительно, $\cos\theta_{zл} = \Delta\Phi/(kd) = 1$, $\theta_{zл} = 0^\circ$ (рис. 7.5, д). Напомним, что положительное ξ ($\Delta\Phi > 0$) соответствует волне, распространяющейся в положительном направлении оси z . В том же направлении антенна имеет максимум излучения. Для отрицательных ξ ($\Delta\Phi < 0$) главный максимум получается при $\theta_{zл} = \pi$. Антенны с таким возбуждением и диаграммой описанного типа называются **антеннами с осевым излучением**.

Этот режим характеризуется тем, что $\Psi_{\max} = 0$ всегда, а $\Psi_{\min} = -Nkd$. Если $N = 5$, а $d = \lambda/4$, то $Nkd = 5\pi/2$. Соответствующая диаграмма направленности приведена на рис. 7.5, е.

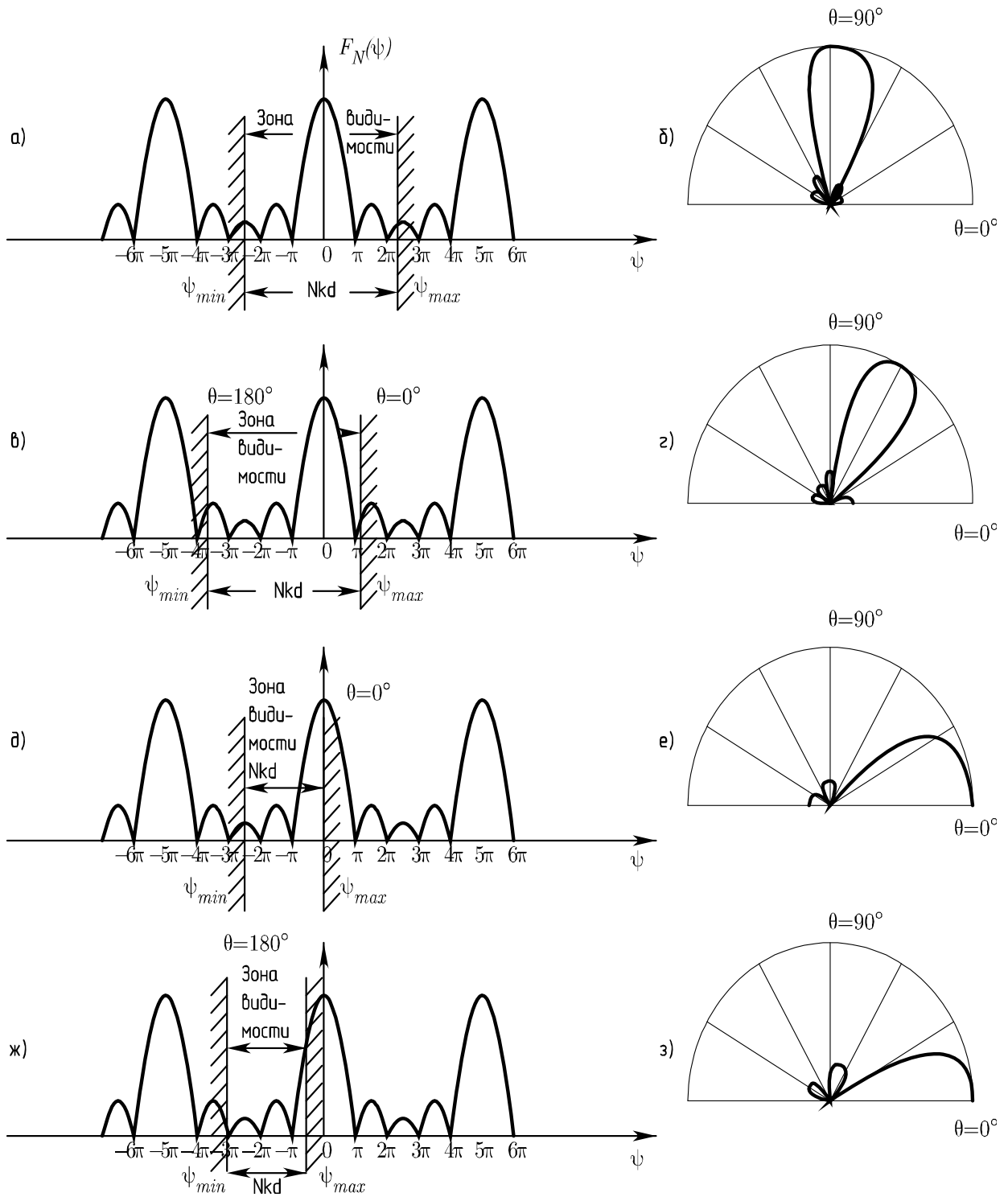


Рис. 7.5. Диаграмма направленности излучателя – щелевой антенной решётки при возбуждении ускоренной волной

Оценим ширину основного лепестка по нулям для этого случая. Условие нуля излучения имеет вид:

$$\frac{Nkd}{2} (\cos \theta_{0-} - 1) = -\pi; \quad \cos \theta_{0-} = 1 - \frac{\lambda}{Nd}. \quad (7.37)$$

Преобразуем последнее выражение:

$$1 - \cos \theta_{0-} = 2 \sin^2 \frac{\theta_{0-}}{2} = \frac{\lambda}{Nd}.$$

Для узких диаграмм направленности θ_{0-} мало, и можно положить $\sin(\theta_{0-}/2) \approx \theta_{0-}/2$. Тогда $2 \frac{\theta_{0-}^2}{4} = \frac{\lambda}{Nd}$, $\theta_{0-} = \sqrt{\frac{2\lambda}{Nd}}$. Окончательно получим:

$$\Delta\theta_0 = 2\theta_{0-} = 2\sqrt{\frac{2\lambda}{Nd}}. \quad (7.38)$$

Ширина луча антенны с осевым излучением обратно пропорциональна квадратному корню из электрического размера антенны с вдвое большим коэффициентом, чем для синфазной антенны.

Заметим, что получившееся существенное различие в ширине ДН синфазной антенны и антенны бегущей волны в режиме осевого излучения (при $N = 5$, а $d = \lambda/2$, $\Delta\theta_0 = 47^\circ$ и $\Delta\theta_0 = 106^\circ$ соответственно) обусловлено уже упоминавшимся сжатием и растяжением функции F_N при переходе от равных по ширине лепестков в масштабе Ψ к неодинаковым по ширине лепесткам в масштабе θ . Физически такую зависимость ширины ДН от длины антенны можно объяснить тем, что в режиме синфазного возбуждения происходит резкое изменение разности хода лучей при отклонении от главного направления ($\theta = 90^\circ$). Наоборот, в режиме осевого излучения при отклонении на тот же угол от главного направления ($\theta = 0^\circ$) разность хода лучей меняется медленно.

4. Излучатели решетки возбуждаются замедленной волной — $\Delta\Phi > kd$, $\xi = c/v_\phi > 1$. Зона видимости, определяемая выражением $-\frac{Nkd}{2}(1+\xi) \leq \Psi \leq \frac{Nkd}{2}(1+\xi)$, располагается теперь в области $\Psi < 0$. Поэтому основной главный максимум ($m = 0$) может оказаться за пределами зоны реальных углов. Антенны с такой ДН, как правило, не представляют практического интереса. Только при ξ , мало отличающемся от единицы, Ψ_{\max} располагается на скате главного максимума F_N , и направление максимального излучения совпадает с осью решетки (рис. 7.5, ж, з).

Если $\xi > 1$, то имеется некоторая возможность сужения основного лепестка ДН по сравнению со случаем $\xi = 1$. Такое сужение ДН связано прежде всего с перемещением интервала физических углов влево (рис. 7.5, ж). Боковое излучение при этом может оказаться очень мощным и даже превосходящим уровень главного лепестка при определенных значениях коэффициента замедления. Ширина диаграммы направленности находится из условия:

$$\frac{Nkd}{2}(\cos \theta_{0-} - \xi) = -\pi. \quad (7.39)$$

С учетом применявшихся выше приближений получаем:

$$\Delta \theta_0 = 2\sqrt{\frac{\lambda}{Nd}}. \quad (7.40)$$

Ширина основного лепестка ДН получается в $\sqrt{2}$ уже, чем для такой же антенны с коэффициентом замедления $\xi = 1$.

7.5. Способы сканирования и задачи, решаемые с помощью антенных решеток

Сканирование, т. е. перемещение луча антенны в пространстве, может осуществляться *механическим*, *электромеханическим* и чисто *электрическим* способами. При *механическом* способе сканирования осуществляется поворот всей конструкции антенны, что сильно ограничивает скорость обзора пространства и требует больших энергетических затрат. При *электромеханическом* способе сканирования с помощью электромагнитов или электродвигателей осуществляется механическое перемещение одного или нескольких элементов антенны, что приводит к наклону эквифазной поверхности поля в неподвижном раскрыве. Однако ни механический, ни электромеханический способы сканирования не удовлетворяют современным требованиям к скорости обзора пространства и не дают возможности одновременно следить за перемещениями нескольких быстро движущихся объектов.

Наибольшую скорость обзора обеспечивает *электрический* способ сканирования. При этом способе амплитудно-фазовое

распределение возбуждения в неподвижном раскрыве антенны регулируется с помощью электронно-управляемых устройств. Быстродействие сканирования здесь ограничивается инерционностью, обусловленной постоянными времени электрических цепей, причем эта инерция на несколько порядков меньше механической инерции в двух первых способах.

Электрическое сканирование реализуется в многоэлементных антенных решетках. Различают *фазовое*, *амплитудное* и *частотное* сканирование. В **фазовом** способе сканирования регулируются только фазовые сдвиги на входах отдельных излучателей решетки при почти не меняющемся амплитудном распределении. В **амплитудном** способе сканирования перемещение луча осуществляется переключением входов многолучевой антенной системы, т. е. происходит коммутация парциальных ДН. При **частотном** способе электрического сканирования управление фазовыми сдвигами элементов антенной решетки происходит при изменении только одного параметра – частоты колебаний, что требует создания специальных частотно-зависимых схем возбуждения элементов решетки.

Перечислим наиболее важные задачи, решаемые с помощью многоэлементных антенных решеток.

1. Электрическое сканирование в широком секторе углов.
2. Получение ДН заданной формы путем регулирования амплитуд и фаз возбуждения отдельных излучателей.
3. Возможность когерентного сложения в одном луче мощностей многих генераторов или усилителей мощности колебаний СВЧ для получения больших мощностей излучения, недостижимых в обычных антеннах из-за ограниченной электрической прочности.
4. Более полное извлечение информации из проходящих к антенне электромагнитных волн в результате применения сложных методов совместной параллельной обработки сигналов, принимаемых отдельными элементами антенной системы.
5. Возможность синфазного сложения сигналов, принимаемых системой крупных антенн, для получения очень больших эффективных поверхностей при радиоприеме, недостижимых в обычных антеннах из-за влияния неточностей изготовления.

6. Повышение надежности радиосистемы вследствие параллельного действия многих элементов. Выход из строя, скажем, 20% элементов антенной решетки не приводит к катастрофическому отказу радиосистемы, а лишь несколько ухудшает ее характеристики.

Практическая реализация управляемых антенных решеток осложняется рядом специфических трудностей. К числу мешающих факторов относятся: появление фазовых ошибок в раскрыве из-за неточности действия управляющих устройств, из-за дискретности фазирования, рассогласования и взаимосвязи элементов при сканировании; появление дополнительных потерь мощности СВЧ в управляющих устройствах.

Из изложенного следует, что антенные решетки относятся к числу сложных радиотехнических систем, основанных на многих принципах теории антенн и устройств СВЧ и принципах теории информации. Современные антенные решетки характеризуются большим разнообразием областей применения (наземные и бортовые), различаются по числу элементов (от нескольких единиц до десятков тысяч), по форме раскрыва (плоские, выпуклые, кольцевые и т. д.), по диапазону (от коротких волн до волн оптического диапазона).

7.6. Фазированные антенные решетки

Фазированные антенные решетки (ФАР) – это наиболее распространенный класс антенных решеток. Различают *активные* и *пассивные* ФАР.

В *активных фазированных антенных решетках (АФАР)* каждый элемент возбуждается от отдельного фазированного генератора или усилителя мощности, а также снабжается переключателем приема-передачи и каскадами, осуществляющими преобразование частоты и предварительное усиление принятых сигналов. Все перечисленные элементы образуют *приемопередающий модуль АФАР*. Модуль должен иметь небольшие поперечные размеры, допускающие его размещение в пределах участка площади раскрыва, приходящейся на один элемент решетки. Модули АФАР часто выполняют по технологии интегральных схем, на основе микрополосковых линий передачи и микрополосковых

излучателей. Несомненными преимуществами АФАР являются высокая технологичность, надежность конструкции многоэлементной антенны и значительное сокращение длины трактов СВЧ между излучателями и приемопередающей аппаратурой.

В *пассивных ФАР* все излучатели возбуждаются от общего генератора (или работают на общий приемник). Поэтому неотъемлемой частью пассивной ФАР является *распределитель мощности* между элементами решетки.

Распределители в виде закрытого тракта. Разводка мощности СВЧ к излучателям решетки в распределителях этого типа осуществляется с помощью пассивных многополюсников, состоящих из отрезков линий передачи, тройников, направленных ответвителей и т. п. Различают распределители с *последовательным* и с *параллельным питанием* излучателей.

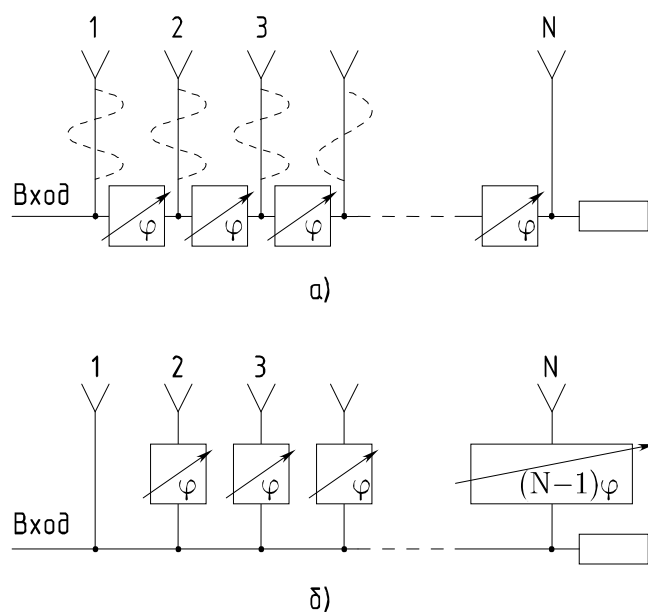


Рис. 7.6. Схема последовательного питания излучателей ФАР

Классическая *схема последовательного питания* линейной эквидистантной решетки показана на рис. 7.6. Мощность к каждому излучателю ответвляется от главного тракта, и одинаковые проходные фазовращатели включаются в главный тракт между отводами к соседним излучателям. В качестве ответвляющих элементов могут использоваться реактивные тройники со слабой связью в боковое плечо, а также направленные ответвители с ма-

лой связью. Схема компактна, все фазовращатели управляются по одному и тому же закону, так как для отклонения луча на определенный угол фазовый сдвиг между соседними излучателями должен быть одинаковым по длине решетки. В результате упрощается система управления фазовращателями.

Однако последовательная схема имеет ряд существенных недостатков. Во-первых, происходит накопление и возрастание фазовых ошибок и потерь к концу решетки, в связи с чем допустимо использование только фазовращателей с очень малыми потерями. Во-вторых, через ближайший ко входу фазовращатель проходит почти вся излучаемая мощность и, таким образом, требуются фазовращатели с повышенной электрической прочностью. В-третьих, электрическая длина путей сигналов от общего входа до каждого излучателя оказывается существенно различной, и это может приводить к нежелательному расфазированию решетки на краях рабочей полосы частот. Для выравнивания электрических длин в линии питания излучателей следует включать компенсирующие отрезки линий, что увеличивает размеры распределителя. Фазовращатели в последовательной схеме могут включаться в боковые отводы от главного тракта, однако при этом теряется простота схемы управления.

При *параллельной схеме питания* фазовращатели включаются каждый в свои ответвления. Эта схема имеет ряд важных преимуществ. Во-первых, можно использовать сравнительно маломощные фазовращатели, так как через каждый из них проходит только $1/M$ излучаемой мощности. Во-вторых, общие потери мощности в управляющих устройствах определяются ослаблением лишь одного фазовращателя, и поэтому можно использовать фазовращатели с ослаблением, достигающим 1,0 – 1,5 дБ. Важным преимуществом параллельной схемы является отсутствие накопления фазовых ошибок вдоль раскрыва и возможность выравнивания длины отдельных каналов для обеспечения широкополосности.

Недостатком параллельной схемы является сложность системы управления, так как фазовые сдвиги в каждом фазовращателе различны. Кроме того, имеются трудности согласования входа

распределителя при одновременном делении мощности на много каналов.

Особым случаем схемы параллельного питания является показанная на рис. 7.7 двоично-этажная схема типа «елочка», в каждом узле которой происходит каскадное деление мощности на две части (возможны варианты схемы с каскадным делением и на большее число частей). В качестве делителей мощности в узлах «елочки» можно использовать простые тройники, мосты, кольцевые резистивные делители мощности. Положительным свойством «елочки» является равенство электрических длин всех каналов, а недостатком – некоторая громоздкость. Используя «елочку», можно упростить схему управления решеткой, если включить фазовращатели в каждый этаж.

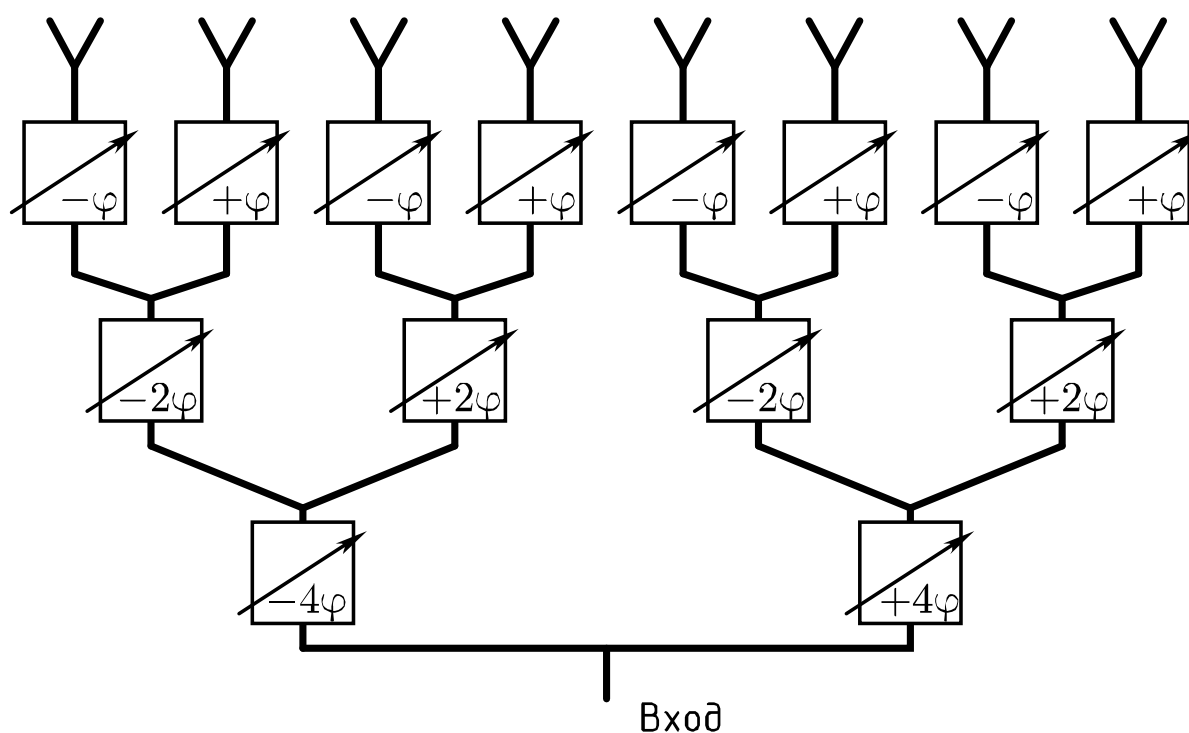


Рис. 7.7. Двоично-этажная схема питания излучателей ФАР

При создании двумерных сканирующих антенных решеток возможны различные комбинации последовательных и параллельных схем питания, особенно если вся решетка предварительно разбита на подрешетки меньших размеров. При выборе той или иной схемы закрытого тракта вопросы определения допустимых ослаблений управляющих элементов, пропускаемой мощно-

сти, точности фазирования и допустимой сложности системы управления решают компромиссно. Неоспоримым преимуществом закрытых трактов является возможность создания равномерного (или любого другого) распределения мощности между излучателями и отсутствие паразитного неуправляемого излучения, присущего схемам оптического питания.

Распределители оптического типа. Существует два варианта схем оптического питания решеток: *проходная* и *отражательная*.

В ФАР, выполненных *по проходной схеме* (рис. 7.8), специальный облучатель направляет излучаемую мощность на собирающую антенную решетку приемных элементов. Принятая мощность проходит через систему фазовращателей и после фазирования излучается в нужном направлении другой решеткой излучающих элементов. Между приемными элементами и фазовращателями иногда включают дополнительные отрезки линий (штриховые линии на рис. 7.8), уравнивающие электрическую длину пути сигналов до различных элементов излучающей решетки. Эти отрезки могут быть также использованы для создания нелинейного начального фазового распределения. По принципу действия проходная ФАР эквивалентна линзе с принудительным ходом лучей и с электрически управляемым фазовым распределением возбуждения в раскрыве.

ФАР, выполненная *по отражательной схеме*, состоит из облучателя и приемопередающей решетки, каждый элемент которой снабжен отражательным фазовращателем. Между излучателями и фазовращателями могут быть включены дополнительные линии задержки для выравнивания электрической длины пути сигналов, проходящих через различные элементы решетки, и для создания начального фазового распределения.

В отражательной ФАР излучатели решетки выполняют двойную функцию: собирают мощность, идущую от облучателя, и переизлучают ее в нужном направлении после фазирования. По принципу действия отражательная ФАР эквивалентна зеркальной антенне с электрическим управлением фазой коэффициента отражения различных участков поверхности.

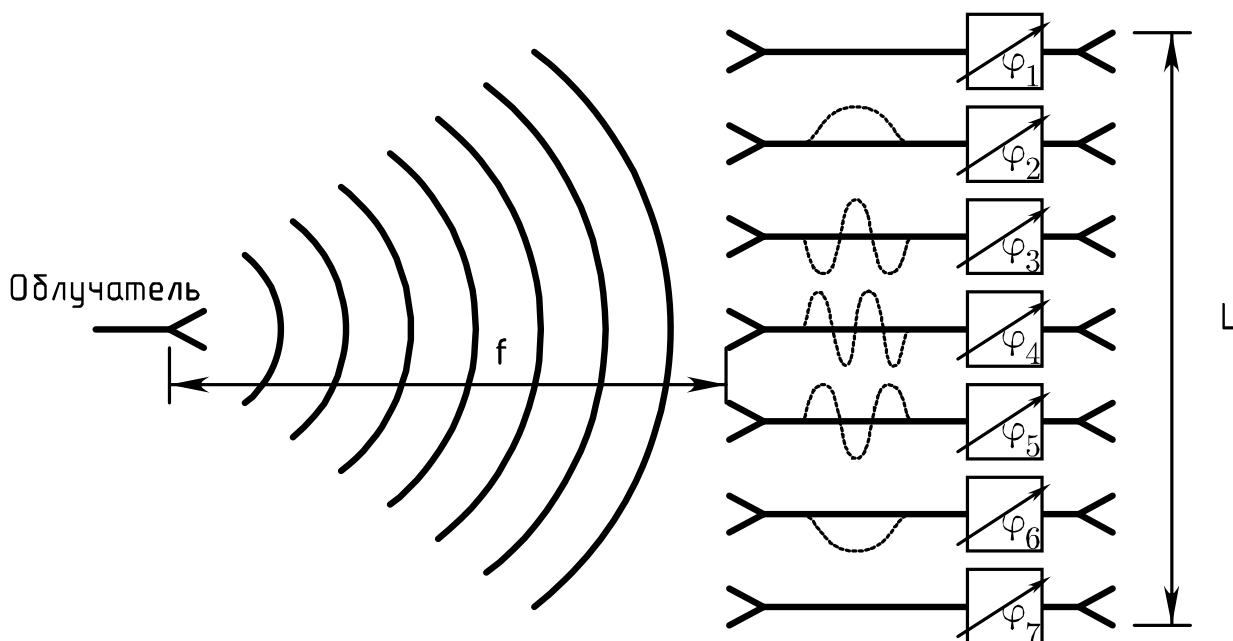


Рис. 7.8. Прходная схема оптического питания излучателей ФАР

К преимуществам обеих схем оптического питания относятся сравнительная простота при большом числе элементов решетки, удобная возможность управления формой амплитудного распределения в раскрыве путем подбора формы ДН облучателя.

Общим недостатком схем оптического питания является увеличение размеров по сравнению с закрытым трактом. Кроме того, в оптических схемах часть мощности облучателя не перехватывается приемной решеткой, что приводит к возрастанию фона бокового излучения и снижению общего коэффициента использования поверхности антенны.

По конструктивным признакам отражательная ФАР имеет ряд преимуществ по сравнению с проходной: легкий доступ к любому фазовращателю с тыльной стороны решетки, что упрощает монтаж и эксплуатацию, и, кроме того, отражательные фазовращатели по конструкции проще проходных. С другой стороны, преимуществом проходной ФАР в отношении электрических характеристик являются:

1) возможность отдельной оптимизации собирающей и излучающей решеток (в каждой из них можно применять элементы разного типа и расположения);

2) отсутствие затенения раскрыва облучателем и реакции решетки на облучатель.

При проектировании схем оптического распределения мощности в ФАР с успехом используются расчетные методы и способы оптимизации облучателя, разработанные для линзовых и зеркальных антенн, и сохраняют значение многие факторы, определяющие коэффициент использования поверхности зеркальных и линзовых антенн.

7.7. Многолучевые антенные решетки

Многолучевыми называют антенны с несколькими независимыми входами, каждому из которых соответствует своя ДН, для краткости называемая «лучом». Наиболее простым и наглядным примером многолучевой антенны является линза Лüneберга с системой независимых облучателей (см. рис. 7.9, б) каждому из которых соответствует своя неподвижная остронаправленная ДН. Это позволяет обслуживать одновременно и независимо несколько передатчиков или приемников. Возможно осуществлять непрерывный радиолокационный контроль окружающей обстановки в широком секторе углов, а также вести направленную радиосвязь с многими корреспондентами.

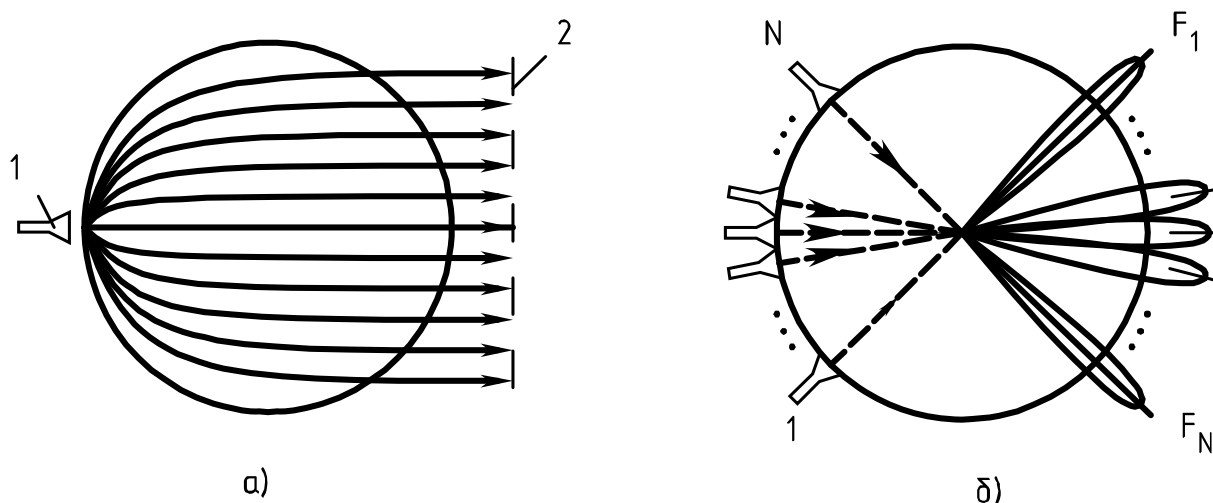


Рис. 7.9. Сферическая линза Лüneберга

В конструктивном отношении линза Лüneберга может представлять собой набор однородных concentрических слоев из ра-

диочастотной пенокерамики, причем плотность слоев должна уменьшаться от центра к периферии, чтобы обеспечить аппроксимацию закона изменения *показателя преломления* (7.41)

$$n = \sqrt{2 - (R/R_{\max})^2}. \quad (7.41)$$

Наряду со сферическими, существуют и цилиндрические линзы Люнеберга, допускающие неискаженное перемещение луча только в одной плоскости.

Многолучевые антенны можно строить и на основе антенных решеток с помощью специальных *проходных многополюсников*, часть входов которых присоединяется к излучателям решетки, а другая часть входов соответствует независимым каналам с различающимися ДН. Проходной многополюсник, применяемый для питания многолучевых антенных решеток, носит название *диаграммообразующей схемы* (ДОС). Обычно с целью сохранения высокого КПД антенны ДОС выполняются из реактивных элементов: направленных ответвителей, фиксированных фазосдвигателей, отрезков линий передачи и др. Однако иногда в ДОС вводят и поглощающие нагрузки.

Как правило, в многолучевой антенне стремятся получить систему остронаправленных лучей, равномерно заполняющих заданный сектор пространства. Переключением этих лучей реализуют амплитудный способ сканирования. Система управления при амплитудном способе сканирования получается значительно проще, чем при фазовом способе, так как необходимые амплитудно-фазовые возбуждения различных лучей «запоминаются» в ДОС, а роль системы управления сводится только к выбору ДН с нужным номером.

В многолучевых антеннах возможна одновременная параллельная обработка информации, поступающей по различным каналам, и это позволяет существенно увеличить быстродействие радиотехнической системы.

Рассмотрим наиболее распространенные ДОС, используемые для возбуждения линейных эквидистантных антенных решеток.

Последовательная диаграммообразующая схема (матрица Бласса). Эта диаграммообразующая схема состоит из двух взаим-

но пересекающихся систем линий передачи, связанных в местах пересечений направленными ответвителями со слабой связью. Выходы вертикальных линий присоединяются к излучателям, входы горизонтальной и наклонных линий представляют собой входы антенны. Свободные концы линий нагружены на согласованные поглотители.

С помощью последовательной ДОС имеется возможность создать систему одновременно существующих и не взаимодействующих между собой остронаправленных лучей, причем их число не должно превышать числа элементов решетки (во избежание снижения КПД схемы). Преимуществом последовательной ДОС является возможность ее реализации при любом числе элементов решетки и такого подбора длин линий на входах излучателей и между направленными ответвителями, при котором направления лучей оказываются не зависящими от частоты. Недостатком последовательной ДОС является слишком большое число направленных ответвителей и снижение КПД из-за потерь мощности в нагрузках.

Параллельная диаграммообразующая схема (матрица Батлера). Для этой ДОС характерно, что прохождение высокочастотной мощности от каждого входа многолучевой антенны к излучателям решетки напоминает прохождение мощности в схеме двоично-этажного питания, т. е. в «елочке». Основными «строительными элементами» ДОС являются квадратурные 3-дБ направленные ответвители. В каждом ответвителе мощность с любого нижнего входа поровну распределяется между верхними входами с дополнительной задержкой по фазе $\pi/2$ при прохождении мощности «по диагонали» ответвителя. Наряду с ответвителями, в параллельной ДОС используются фиксированные фазосдвигатели (линии задержки). Электрические длины всех остальных отрезков линий передачи для простоты можно условно считать нулевыми.

Множитель направленности при возбуждении входа параллельной ДОС с номером m имеет вид:

$$F_m = \frac{\sin \Psi_m}{N \sin(\Psi_m / N)}, \quad \Psi_m = 0,5Nkd \left(\cos \theta - \frac{\Delta \Phi_m}{kd} \right), \quad (7.42)$$

где N – число излучателей; d – шаг решетки; $k = 2\pi/\lambda$; θ – угол, отсчитываемый от оси решетки.

Фазовый сдвиг между соседними излучателями в общем случае определяется формулой $\Delta\Phi_m = \pm[\pi + 2\pi(m-1)]/N$, $m = 1, 2, \dots, N/2$, где знак «+» берется для правых входов и знак «-» для левых. Положения максимумов излучения отдельных лучей находятся из соотношения $\cos\theta_m = \Delta\Phi_m/(kd)$. Пользуясь приведенными формулами, можно установить, что любые два луча пересекаются между собой на уровне $2/\pi$, или $-3,92$ дБ.

Параллельная ДОС выгодно отличается от последовательной, во-первых, принципиальным отсутствием поглощающих элементов, во-вторых, идеальными равноамплитудными и линейными фазовыми распределениями возбуждения, в-третьих, гораздо меньшим числом направленных ответвителей (всего $(N/2)\log_2 N$ вместо N^2 в последовательной схеме при N лучах). Однако параллельная ДОС относительно проста только при числе элементов решетки, $N = 2^p$, где p – целое число. Определенным недостатком параллельной схемы является также изменение положения лучей в пространстве при изменении частоты.

Существует общая матричная теория многолучевых антенных решеток, определяющая общие способы построения реактивных ДОС для произвольной системы взаимодействующих излучателей [9].

Вопросы для самоконтроля

1. Дайте формулировку теоремы перемножения диаграмм направленности.
2. Чем определяется вид множителя направленности?
3. Какие предположения делаются при анализе излучения антенных решёток?
4. Какая решётка называется эквидистантной?
5. Чем определяются поляризационные свойства антенной решётки?
6. Где находится фазовый центр антенной решётки, если он есть?
7. Запишите выражение для множителя комбинирования для линейной эквидистантной антенной решётки.
8. Что такое коэффициент замедления?
9. Как зависит вид множителя комбинирования от числа элементов в антенной решётке?
10. Какова протяжённость зоны видимости линейной антенной решётки?
11. Каково направление максимального излучения линейной антенной решётки?
12. Каковы пределы сканирования луча в линейной антенной решётке?
13. Какова ширина главного лепестка диаграммы направленности антенной решётки?
14. Каким образом можно сузить главный лепесток ДН антенной решётки?
15. Существует ли оптимальное количество элементов в антенной решётке, дающее очень острый главный лепесток?
16. Опишите метод определения уровня боковых лепестков диаграммы направленности антенной решётки.
17. Какие требования обычно предъявляют к ДН антенной решётки?
18. Как сказывается выполнение этих требований на геометрии антенной решётки?
19. Назовите режимы излучения линейной антенной решётки и сопоставьте их режимам возбуждения.

20. При каких режимах возбуждения границы зоны видимости располагаются симметрично относительно направления $\Psi = 0$?
21. Опишите диаграммы направленности для всех режимов излучения антенной решётки и укажите практическое применение антенн с такими ДН.
22. Каким образом знак разности фаз в возбуждении соседних излучателей определяет ориентацию главного максимума диаграммы направленности?
23. Является ли равноамплитудность возбуждения элементов антенной решётки необходимой?
24. Как может сказаться неэквидистантность расположения элементов антенной решётки на её параметрах?
25. В каком режиме и при каких условиях антенная решётка обладает максимальным коэффициентом усиления?
26. Чем отличается анализ двумерных и трёхмерных антенных решёток от анализа линейных решёток?
27. Сравните способы сканирования.
28. Назовите задачи, которые можно решить путём применения многоэлементных антенных решёток.
29. Назовите факторы, затрудняющие практическую реализацию управляемых антенных решёток.
30. Чем отличаются пассивные ФАР от активных?
31. Дайте классификацию распределителей мощности для пассивных ФАР?
32. Опишите устройство схемы последовательного питания.
33. Каковы недостатки схем последовательного питания?
34. Какие требования предъявляются к фазовращателям в последовательных и параллельных схемах питания?
35. Какие трудности возникают при параллельном питании элементов ФАР?
36. Опишите конструкцию двоично-этажной схемы «ёлочка».
37. Сравните достоинства и недостатки проходной и отражательной фазированных антенных решёток.
38. Проведите сравнительный анализ распределителей в виде закрытого тракта и оптических.

39. Каким образом организовать питание антенной решётки, если требуется равноамплитудное синфазное возбуждение в широком диапазоне частот при высоких требованиях к точности установки фазы и к потерям?
40. Какие антенны называются многолучевыми?
41. Приведите примеры многолучевых антенн.
42. Где применяются многолучевые антенны?
43. Опишите устройство линзы Люнеберга.
44. Опишите устройство и работу последовательной и параллельной ДОС.
45. Почему нижние этажи последовательной ДОС располагают наклонно?
46. Каков фазовый сдвиг между отдельными излучателями для параллельной ДОС?
47. Как определить положение максимумов излучения отдельных лучей для антенной решётки с параллельной ДОС?
48. Проведите сравнительный анализ достоинств и недостатков последовательной и параллельной ДОС.
49. Каково оптимальное количество элементов в решётке, питаемой параллельной ДОС?
50. Какая из схем питания – последовательная или параллельная – является более широкополосной?

Глава 8. Измерение параметров антенн

8.1. Измерение диаграмм направленности антенн

Ранее были определены и подробно описаны виды диаграмм направленности. Для их измерения создается радиолиния в составе антенны с передатчиком, трассы связи, антенны с приемником и регистратором уровня сигнала. Расстояние между антеннами R выбирается минимально возможным, что всегда облегчает условия экспериментального исследования, однако оно все же должно быть настолько большим, чтобы распределение электромагнитного поля сферической волны около приемной антенны не сильно отличалось от плоской волны. Условие допустимого отклонения сферической волны от плоской при измерениях может быть выражено аналитически, исходя из принимаемого обычно допуска на отклонение фазы $\Delta\varphi_{\max} = \pi/8$ на краю раскрыва приемной антенны (рис. 8.1). Указанное отклонение фазы определяется разностью расстояний от передающей антенны до центральной A и крайней C точек приемной антенны при выбранной длине волны λ и соответствует $\Delta r = \lambda/16$. Из анализа треугольников OAD и ABC следует

$$R_{\min} \geq \frac{2L_{\text{пр}}^2}{\lambda}. \quad (8.1)$$

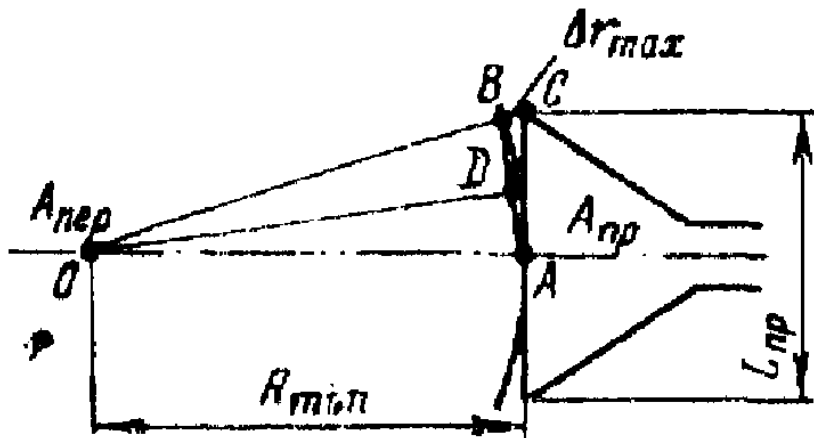


Рис. 8.1

Таким образом, минимальное расстояние зависит от размеров приемной антенны и длины волны.

С размером передающей антенны L_{nep} связано другое ограничение в выборе R_{min} . При слишком большом размере L_{nep} и малом расстоянии R возникает заметная амплитудная неравномерность облучения приемной антенны вследствие узости ДН передающей антенны. Принимая допустимой 10%-ю неравномерность по мощности для ДН передающей антенны вблизи максимума луча, выражение для минимально допустимого расстояния примет вид:

$$R_{min} \geq 2 \frac{L_{nep} L_{np}}{\lambda}. \quad (8.2)$$

Из двух оценок (8.1) и (8.2) используется та, которая определяет большую величину R_{min} .

При измерениях ДН антенн, построенных по оптическому принципу (параболические, линзовые) и используемых в качестве приемных, возможно значительное сокращение R_{min} за счет того, что возникающие при этом фазовые искажения вследствие сферичности фронта падающей волны могут быть скомпенсированы путем дефокусировки подвижного облучателя. Таким путем фазовая погрешность одного знака подавляется сознательным введением фазовой погрешности другого знака у испытываемой антенны. В итоге удается при необходимости существенно сократить минимальные расстояния R_{min} .

Для измерения ДН испытываемая антенна устанавливается на поворотное устройство, способное придать антенне любое пространственное положение, в пределах представляющего интерес сектора пространства или в каких-либо его плоских сечениях. Обычно вращение антенны, отсчет ее угловых положений и регистрация уровня выходного сигнала, а если необходимо, то и его фазы, ведется непрерывно и одновременно и может быть для повышения точности повторено несколько раз. При этом несущественно, в каком режиме работает испытываемая антенна, приемном

или передающем, поскольку ДН антенны в этих режимах тождественны.

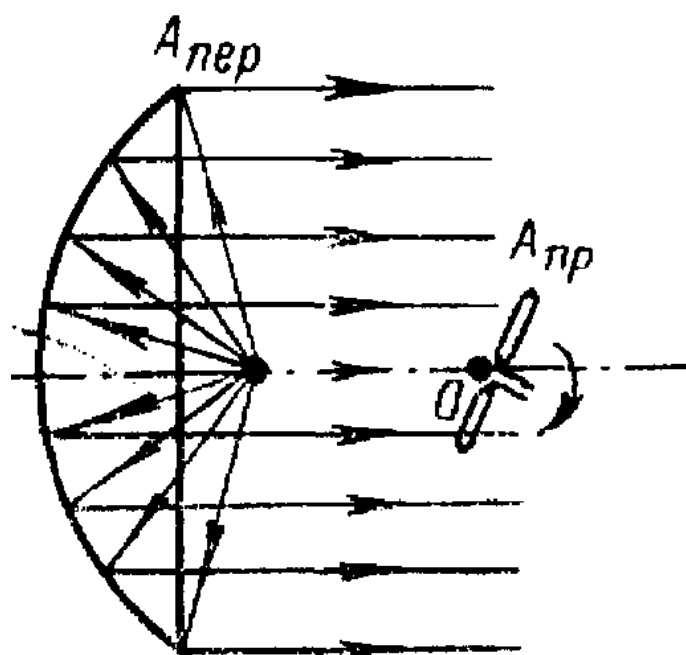


Рис. 8.2

Существует еще один метод, позволяющий измерять ДН приемной антенны в непосредственной близости от передающей. Он основан на применении передающей антенны с размерами, значительно превышающими размеры испытываемой приемной антенны. Такая передающая антенна вблизи ее раскрыва формирует плоскую электромагнитную волну (рис. 8.2). В остальном процесс измерений аналогичен описанному выше, однако следует подчеркнуть, что в этом методе испытываемая антенна может быть только приемной.

Для особо крупных антенн минимальное расстояние R_{\min} может составлять десятки, сотни и более километров. Для таких антенн в качестве источников плоской электромагнитной волны используют звезды, излучающие достаточно мощные калиброванные радиопомехи. В качестве поворотного устройства может использоваться сама Земля, относительно которой антенна остается неподвижной.

В тех случаях, когда конструкция испытываемой антенны не допускает ее вращения, а использование астрономических способов затруднено, ДН может быть измерена путем перемещения эталонной антенны в дальней зоне по кругу или сфере радиуса

R_{\min} с центром в испытуемой антенне. При этом главный луч эталонной антенны остается все время ориентированным на центр вращения (рис. 8.3). В данном методе на основании принципа взаимности приемник и передатчик можно поменять местами.

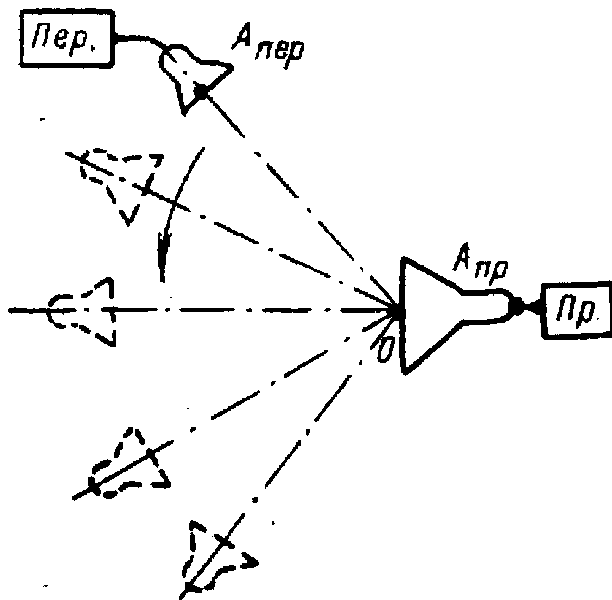


Рис. 8.3

Рассмотрим наиболее типичные источники погрешностей измерения ДН, имеющие место, помимо тех погрешностей, о которых уже говорилось при выборе R_{\min} . Основным из них является отражение от земли и других предметов, неизбежно облучаемых боковыми лепестками передающей антенны. Эти переотраженные сигналы в нагрузке приемной антенны меняются по амплитуде и фазе иначе, чем сигнал, пришедший прямым

лучом. Кроме того, в нагрузке происходит суммирование прямого и отраженного сигналов с учетом амплитуды и фазы. Условия этого суммирования непрерывно меняются с изменением угла поворота антенны. В результате измеренная ДН оказывается сильно искаженной. В некоторых случаях эти искажения имеют вид осцилляций с большей частотой, чем частота следования лепестков ДН. Тогда можно попытаться устранить ошибку путем усреднения соответствующих осцилляций. Однако для такого усреднения нужно, по крайней мере, хорошо представлять истинную ДН, то есть экспериментальное исследование в значительной степени теряет свой смысл.

Более надежный способ защиты от влияния земли и окружающих предметов состоит в покрытии их облучаемой части неотражающими, т. е. поглощающими, материалами, причем наиболее полную защиту от отражений обеспечивают так называемые безэховые камеры (рис. 8.4), специально создаваемые для

экспериментального исследования антенн. Безэховая камера (БЭК) представляет собой закрытое помещение в форме параллелепипеда, призмы и т. д., иногда весьма внушительных размеров, внутренняя поверхность которого покрыта радиопоглощающим материалом для рабочего диапазона волн (рис. 8.4, а, б). Для того чтобы уменьшить влияние остаточных отражений, поверхность поглощающего покрытия делается граненой с таким расчетом, чтобы отраженные от покрытия волны могли попадать в область расположения испытуемой антенны (зону безэховости) лишь после последовательных многократных отражений (рис. 8.4, в). Этим дополнительно снижается результирующий коэффициент отражения камеры до значений, достигающих -50 – -60 дБ. В ряде случаев безэховые камеры оборудуются еще и внешним металлическим экраном, который полностью исключает попадание в приемную антенну помех от мощных внешних мешающих источников. Экран также полностью исключает попадание радиопомехи, создаваемой измерительной установкой, работающей в безэховой камере, во внешние устройства.

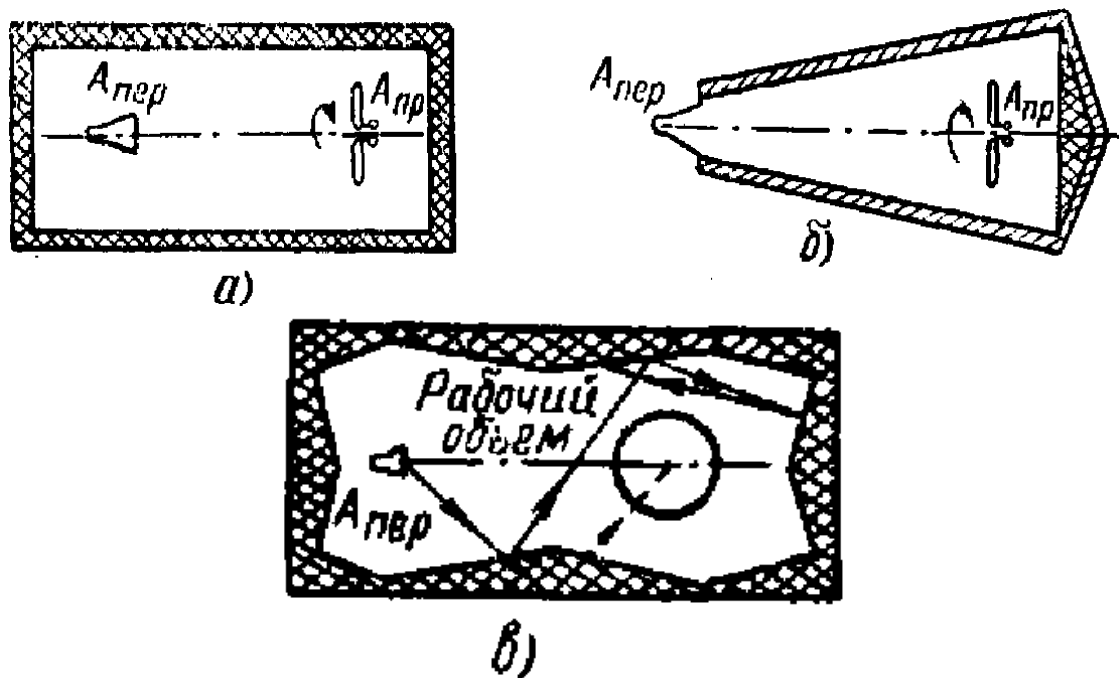


Рис. 8.4

Другой класс погрешностей связан с амплитудной нестабильностью приемной аппаратуры, а также с неточным знанием

ее амплитудной характеристики. Снижение этих погрешностей достигается сокращением времени измерений за счет их автоматизации и путем калибровки приемной аппаратуры.

8.2. Фазовые характеристики

Метод измерения фазы электромагнитного поля основан на сравнении его фазы с фазой опорного сигнала, получаемого от того же передатчика (рис. 8.5).

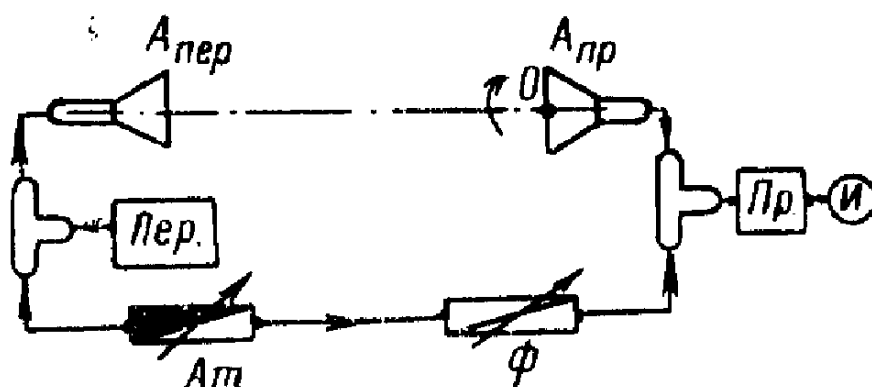


Рис. 8.5

В приведенной схеме калиброванный фазовращатель в одном из каналов (опорном или измерительном, на практике удобнее в опорном) позволяет добиться противофазного сложения двух высокочастотных сигналов в приемнике. Противофазность контролируется по минимуму результирующего сигнала. Для получения острого минимума, что важно для повышения точности измерений, уровни сигналов на выходах опорного и измерительного каналов примерно выравниваются с помощью аттенюатора в опорном канале. Получив такой минимум при начальном положении испытываемой антенны, далее следует в каждом новом положении антенны добиваться минимума сигнала за счет изменения фазы в опорном канале с помощью фазовращателя. После этого остается только считывать со шкалы фазовращателя соответствующие приращения фазы, которые и представляют собой измеренную фазовую характеристику (зависимость фазы от угла поворота антенны в фиксированный момент времени). Временная зависимость при измерениях устраняется за счет того, что временные изменения в опорном и измерительном каналах одинаковы, а рас-

смачивается разность этих сигналов, т. е. временные изменения компенсируются. При практической реализации схемы рис. 8.5 следует позаботиться о том, чтобы взаимное влияние сигналов опорного и измерительного каналов друг на друга было исключено. Для этой цели либо суммирование сигналов должно производиться с помощью гибридного моста, либо в схему должны быть включены два вентиля, пропускающие сигналы только в нужном направлении. В противном случае точность измерений будет существенно снижена.

При измерении фазовой характеристики антенны существенное значение имеет совмещение фазового центра антенны (если таковой имеется) с осью ее вращения (чего не требовалось при измерениях амплитудных ДН).

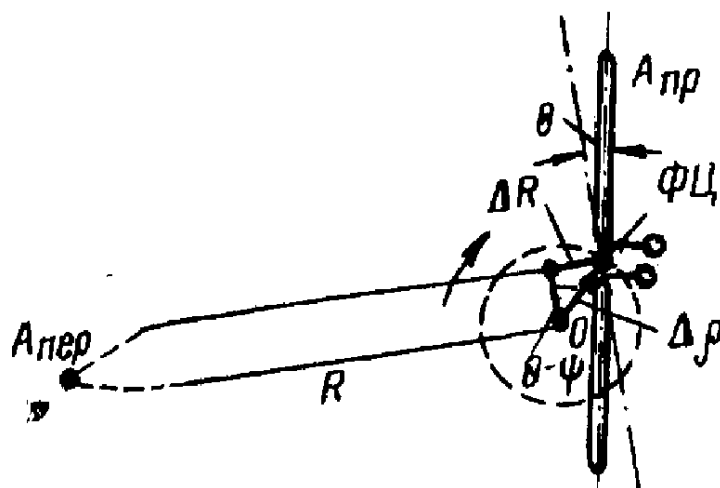


Рис. 8.6

Под фазовым центром антенны понимают такую ее точку, относительно которой фазовая характеристика сферична. Если такое совмещение не достигнуто, то в изменениях фазы будет присутствовать синусоидальная составляющая, определяемая движением фазового вектора по окружности с радиусом $\Delta\rho$ (рис. 8.6). Найденная амплитуда и фаза этой синусоидальной составляющей указывают на величину и направление смещения проекции оси вращения относительно фазового центра антенны, то есть позволяют экспериментально определить положение фазового центра, добиться нулевого среднего значения фазовой характеристики или минимального среднеквадратичного ее отклонения, если характеристика антенны не строго сферична.

Точное знание положения фазового центра антенны, предназначенной для использования в качестве элемента системы, особенно важно при проектировании сложных многоэлементных антенн с требуемыми характеристиками направленности.

Описанный метод измерения фазовых характеристик антенн пригоден также для измерения любых других фазовых распределений поля. Например, он широко используется для измерения распределения фазы поля в раскрывах зеркальных и линзовых антенн или вдоль диэлектрической антенны.

8.3. Поляризационные характеристики

Для нахождения эллипса поляризации электромагнитного поля в данной точке, излученного некоторой передающей антенной, в конечном итоге достаточно измерить отношение максимального и минимального уровней сигналов, принятых линейно-поляризованной антенной при ее вращении в плоскости фронта волны относительно нормали к поверхности фронта. Угловое положение приемной антенны, соответствующее максимуму сигнала, фиксирует ориентацию в пространстве большой оси эллипса поляризации. Угловое положение, соответствующее минимуму сигнала, фиксирует в пространстве ориентацию малой оси эллипса поляризации. При непрерывном вращении приемной антенны на ее выходе регистрируется амплитудная зависимость сигнала от угла расположения антенны. Эта зависимость получила наименование поляризационной диаграммы. На рис. 8.7 изображена поляризационная диаграмма и показан пунктиром эллипс поляризации, восстановленный по четырем характерным точкам максимумов и минимумов поляризационной диаграммы. Поскольку любая антенна излучает электромагнитное поле в окружающее пространство, а поляризационная диаграмма характеризует поляризационные свойства только в данной точке наблюдения (в данном направлении), то для каждой антенны может быть измерено множество поляризационных диаграмм (найдено множество эллипсов поляризации), которые, как правило, различны. По этой причине для полной характеристики поляризационных свойств антенны знания одной поляризационной диаграммы недостаточно. Обычно вводят дополнительно такие характеристики, как за-

зависимость коэффициента эллиптичности от угла наблюдения в данной плоскости (включающей точку излучения), зависимость ориентации большой оси эллипса поляризации от углов наблюдения, зависимость направления вращения поля от углов наблюдения (обычно условно учитывается знаком коэффициента эллиптичности). В частных случаях линейной и круговой поляризации поляризационные диаграммы вырождаются в восьмерку (малая ось эллипса равна нулю) и окружность соответственно.

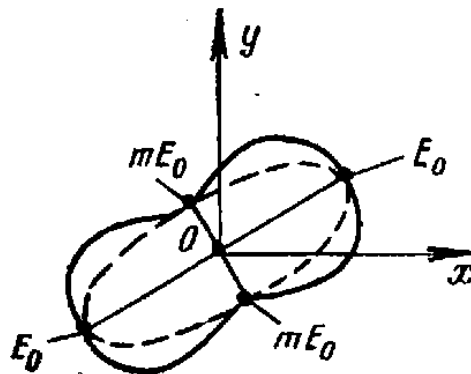


Рис. 8.7

Поляризационные характеристики антенны в режиме приема могут быть измерены тем же путем, если передающая антенна излучает в сторону приемной заведомо линейно поляризованное поле. Таким образом, в соответствии с принципом взаимности и при поляризационных измерениях не имеет значения, в каком режиме находится испытываемая антенна и за счет какой из антенн создается относительное вращение плоской поляризации.

8.4. Коэффициент усиления

Для определения энергетических параметров достаточно измерить один из них: коэффициент усиления, эффективную площадь или действующую высоту. Остальные рассчитываются с помощью приведенных выше соотношений.

Существует ряд методов измерения коэффициента усиления антенны. Один из них основан на сравнении выходных сигналов приемной испытываемой U_u и эталонной U_e антенн при замещении в радиоканале испытываемой антенны на эталонную с известным

коэффициентом усиления $\varepsilon_{\varepsilon}$. Коэффициент усиления испытуемой антенны в этом случае определяется как

$$\varepsilon_u = \varepsilon_{\varepsilon} \left| \frac{U_u}{U_{\varepsilon}} \right|^2. \quad (8.3)$$

Разумеется, обе антенны при измерениях должны быть согласованы с трактом.

Другой метод измерения коэффициента усиления основан на использовании калиброванного радиоизлучения звезд с известной плотностью потока мощности в единичной полосе частот. Такой метод может быть применен, в частности, для исследования эталонных антенн.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите методы измерения амплитудной ДН.
2. Какие ограничения налагаются на расстояние между антеннами? Почему?
3. Каким образом влияют на точность измерений размеры облучающей антенны?
4. Какие требования предъявляются к форме волнового фронта волны, излучаемой облучающей антенной, в месте расположения приёмной?
5. Можно ли уменьшить величину минимального допустимого расстояния между антеннами в эксперименте, если испытуемая антенна – параболическая или линзовая?
6. Какие искажения возникают при измерениях ДН? Опишите способы их устранения.
7. На каких принципах основывается устройство безэховой камеры?
8. Приведите примеры радиопоглощающих материалов.
9. Каким образом измеряют фазовую характеристику антенны?
10. Каким образом гибридный мост обеспечивает развязку между сигналами измерительного и опорного каналов?

11. Как факт отсутствия фазового центра повлияет на результаты измерений?

12. Какие поляризационные характеристики антенн обычно измеряются?

13. Почему вспомогательная антенна должна иметь линейную поляризацию?

14. Опишите методы измерения коэффициента усиления. Какие условия необходимо соблюдать в таких экспериментах?

Список литературы

1. Ротхаммель, К. Антенны / К. Ротхаммель, А. Кришке. – Т. 1, 2. – М.: Данвел, 2005.

2. Гридин, Ю. И. Метод определения фазового центра антенн / Ю. И. Гридин, А. Н. Лукин, И. Ф. Струков // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1990. – № 3. – С. 43–47.

3. Гарматюк, С. С. Метод определения фазового фронта антенн / С. С. Гарматюк, В. Г. Шарварко // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1975. – № 7.

4. Кочержевский, Г. Н. Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский. – М.: Радио и связь, 1981.

5. Драбкин, А. Л. Антенно-фидерные устройства / А. Л. Драбкин, В. Л. Зузенко. – М.: Советское радио, 1961.

6. Айзенберг, Г. З. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг. – М.: Связьиздат, 1962.

7. Надененко, С. И. Антенны / С. И. Надененко. – М.: Связьиздат, 1957.

8. Фрадин, А. З. Антенны сверхвысоких частот / А. З. Фрадин. – М.: Советское радио, 1957.

9. Сазонов Д. М. Основы матричной теории антенных решеток: Сб. науч.-метод. ст. по прикладной электродинамике / Д. М. Сазонов. – М.: Радио и связь, 1987.

10. Антенны и устройства СВЧ. Расчёт и проектирование антенных решёток и их излучающих элементов / Под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Советское радио, 1972.

Содержание

Предисловие	3
Глава 1. Радиотехнические характеристики и параметры передающих и приемных антенн	5
1.1. Структурная схема антенны.....	5
1.2. Характеристики направленности антенны.....	6
1.3. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления.....	14
1.4. Сопротивление антенны	15
1.5. Действующая длина и эффективная площадь.....	17
Глава 2. Вибраторные антенны	19
2.1. Цилиндрические вибраторы	19
2.2. Биконические вибраторы.....	24
2.3. Петлевой вибратор Пистолькорса	24
2.4. Нагруженные симметричные вибраторы	25
Глава 3. Спиральные антенны	27
3.1. Однозаходная цилиндрическая спиральная антенна.....	29
3.2. Конические спиральные антенны.....	34
3.3. Плоские спиральные антенны	36
Вопросы для самоконтроля	36
Глава 4. Рупорные антенны	39
Глава 5. Линзовые антенны	44
5.1. Диэлектрические линзы.....	48
5.2. Металлические линзы.....	49
Глава 6. Щелевые антенны, антенны поверхностных волн, диэлектрические антенны.....	52
6.1. Щелевые антенны	52
6.2. Антенны поверхностных волн.....	53

6.3. Диэлектрические антенны	56
Вопросы для самоконтроля	59
Глава 7. Антенные решётки	62
7.1. Поле системы излучателей, одинаково ориентированных в пространстве	62
7.2. Равномерная линейная решетка излучателей	64
7.3. Анализ множителя комбинирования	67
7.4. Различные режимы излучения линейной решетки	76
7.5. Способы сканирования и задачи, решаемые с помощью антенных решеток.....	80
7.6. Фазированные антенные решетки	82
7.7. Многолучевые антенные решетки.....	88
Вопросы для самоконтроля	92
Глава 8. Измерение параметров антенн	95
8.1. Измерение диаграмм направленности антенн	95
8.2. Фазовые характеристики.....	100
8.3. Поляризационные характеристики	102
8.4. Коэффициент усиления.....	103
Вопросы для самоконтроля	104
Список литературы.....	105

Учебное издание

Артёмова Татьяна Константиновна
Фомичёв Николай Иванович

АНТЕННЫ

Учебное пособие

Редактор, корректор М. В. Никулина
Компьютерная верстка И. Н. Иванова

Подписано в печать 13.05.10. Формат 60×84 ¹/₁₆. Бум. офсетная.
Гарнитура "Times New Roman". Усл. печ. л. 6,28. Уч.-изд. л. 5,0.
Тираж 100 экз. Заказ .

Оригинал-макет подготовлен в редакционно-издательском отделе
Ярославского государственного университета
им. П. Г. Демидова.

Отпечатано на ризографе.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова.
150000, Ярославль, ул. Советская, 14.