

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра антенн и устройств СВЧ

***АНТЕННЫ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики  
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия  
для группы специальностей 39 01 «Схемы радиоэлектронных устройств  
и систем» и специальности 1-45 01 02 «Системы радиосвязи,  
радиовещания и телевидения»*

Минск БГУИР 2013

УДК 621.396.67(075.8)  
ББК 32.845я73  
А72

**А в т о р ы:**

А. В. Кухарев, И. Н. Кижлай, В. Б. Кирильчук, Д. В. Гололобов,  
О. А. Юрцев, Ю. Ю. Бобков

**Р е ц е н з е н т ы :**

кафедра радиотехники  
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»  
(протокол №3-2/2012 от 19.03.2012 г.);

заведующий кафедрой телекоммуникационных систем  
учреждения образования  
«Высший государственный колледж связи»,  
кандидат технических наук, доцент К. И. Пирогов

**Антенны.** Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие /  
А72 А. В. Кухарев [и др.]. – Минск : БГУИР, 2013. – 109 с.  
ISBN 978-985-488-902-3.

Пособие содержит четыре лабораторные работы. Рекомендовано при изучении дисциплин «Антенны и устройства СВЧ», «Методы и устройства формирования информационных электромагнитных полей», «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства».

**УДК 621.396.67(075.8)**  
**ББК 32.845я73**

**ISBN 978-985-488-902-3**

© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2013

# ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ

## Назначение и классификация антенн

*Антенной называется устройство, осуществляющее преобразование направленных электромагнитных волн в радиоволны с заданной плотностью распределения энергии по пространственным углам и обратно.*

Известно, что характеристикой качества приема сигналов является отношение сигнал/шум. Поскольку антенна обладает пространственной избирательностью, то это способствует повышению уровня сигнала на входе приемника, а значит, и повышению отношения сигнал/шум. Так как шумы входных каскадов приемника в большинстве случаев меньше тепловых шумов антенны, то повысить отношение сигнал/шум можно только за счет улучшения направленных свойств антенны. Поэтому характеристикам и параметрам антенн в настоящее время уделяется существенное внимание.

В зависимости от назначения к антеннам предъявляются различные требования. Например, в радиовещательных и телевизионных станциях они должны равномерно излучать энергию в пространство в горизонтальной плоскости, а антенны радиолокационных и космических станций являются остронаправленными, т. е. концентрируют энергию излучаемых волн в пределах малого телесного угла. Это позволяет резко увеличить напряженность электромагнитного поля в требуемом направлении без увеличения мощности передатчика и, наоборот, при приеме выделять полезный сигнал из небольшого телесного угла пространства, где локализован источник информационного излучения, обеспечивая тем самым повышение отношения сигнал/шум.

Антенны принято классифицировать как по диапазонам излучаемых волн, так и по типу излучающих элементов. Классификация по последнему признаку предпочтительнее, поскольку, во-первых, один и тот же тип антенны может использоваться в разных диапазонах волн, а во-вторых, для каждого типа излучающего элемента характерны свои методы расчета и проектирования, а также своя конструктивная реализация.

Для метровых и более длинных волн антенны выполняются из проводников, диаметр которых намного меньше длины волны. Такие антенны называются *линейными антеннами*. К линейным антеннам относятся также и щелевые антенны, образуемые совокупностью узких щелей в стенках волноводов и работающие главным образом в сантиметровом диапазоне волн.

В диапазоне дециметровых и сантиметровых волн находят применение *апертурные антенны*, имеющие проводящие металлические поверхности, размеры которых существенно превышают рабочую длину волны. Эти антенны излучают через раскрыв, называемый апертурой. Энергия излучения подобных антенн максимальна в направлении, перпендикулярном плоскости раскрыва антенны. Апертурные антенны, обладающие узкими диаграммами

направленности, имеют большие габариты и используются главным образом в стационарных установках.

В том же диапазоне широко используются антенны, возбуждаемые бегущими вдоль антенны электромагнитными волнами. Направление излучения таких антенн определяется направлением бегущих волн, а максимум излучения ориентирован вдоль оси антенны. Антенны поверхностных волн обладают относительно небольшими габаритами и поэтому широко применяются в бортовой и космической аппаратуре.

Антенны разделяют также на приемные и передающие в зависимости от их назначения. Однако между ними нет принципиальной разницы, более того, одна и та же антенна может выполнять функции как приема, так и передачи. К передающим антеннам предъявляются лишь повышенные требования по электрической прочности.

Для получения сверхузких диаграмм направленности, обеспечения безынерционного сканирования (обзора пространства) и в ряде других случаев антенны указанных типов группируют в многоэлементные **антенные решетки**. При этом улучшение характеристик этих антенных систем сопровождается усложнением устройств управления и сложностями при их эксплуатации.

### Зоны действия электромагнитного поля антенн

Пространство, окружающее антенну, обычно подразделяется на три зоны (рис.1, а):

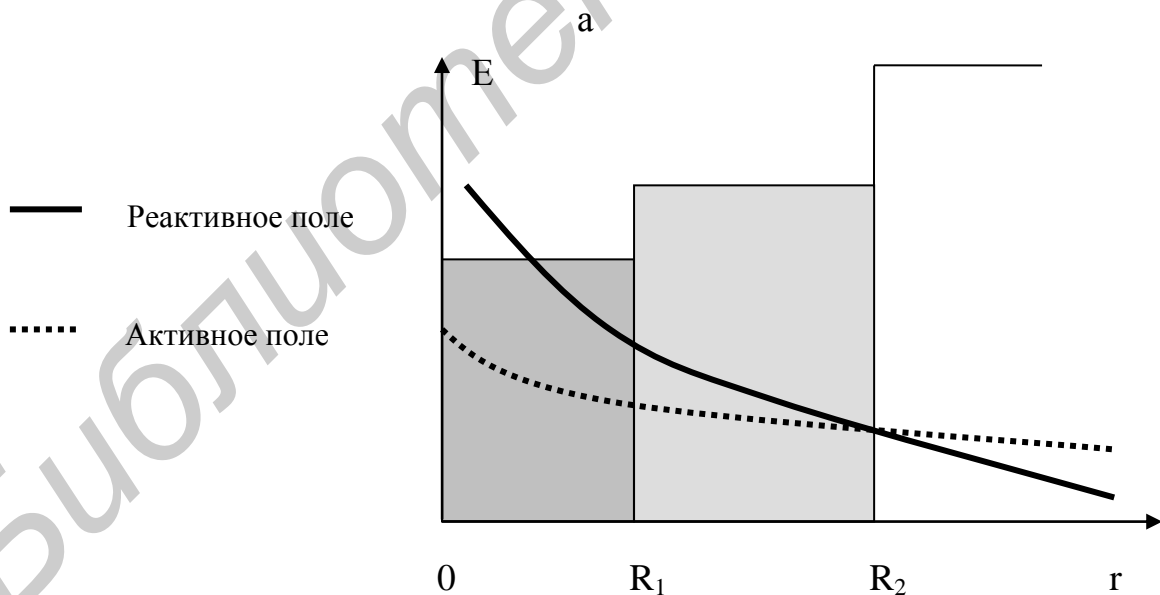
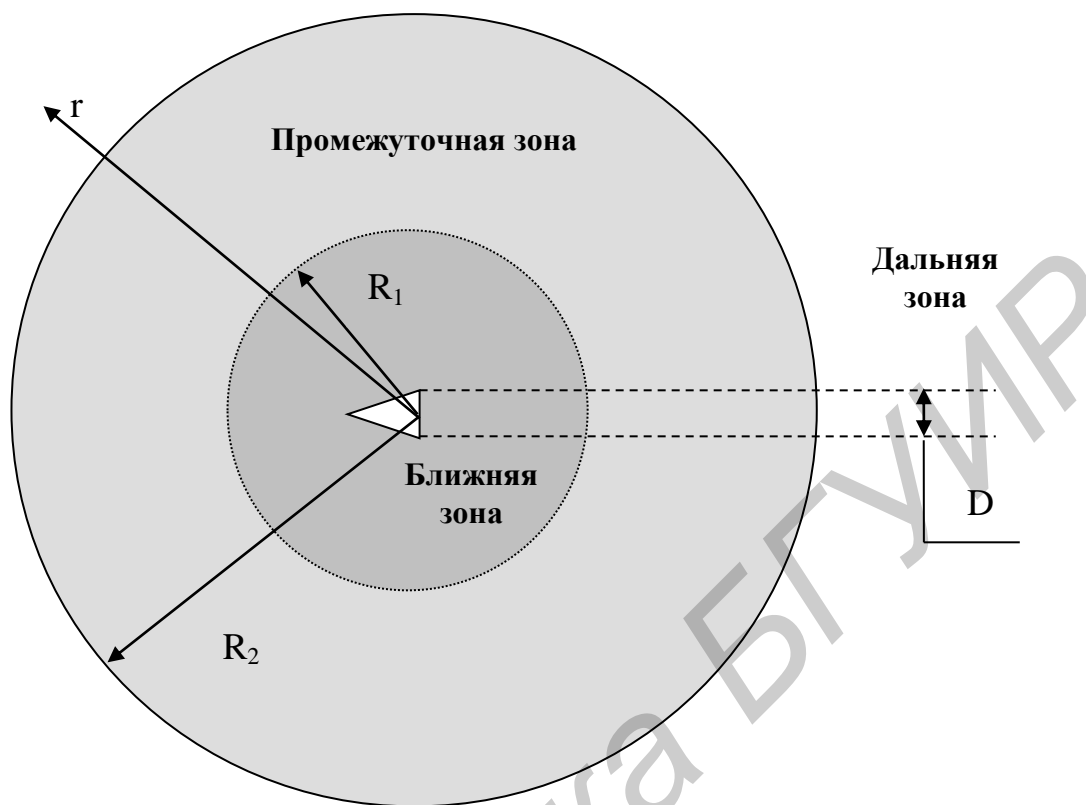
- зона реактивного ближнего поля;
- зона излучения ближнего поля (зона Френеля);
- дальняя зона (зона Фраунгофера), или зона излучения.

Несмотря на то что резкой границы в изменении конфигурации поля при переходе из одной зоны в другую не наблюдается, между ними имеются существенные различия.

**Зона реактивного ближнего поля (ЗРБП)** определяется как область пространства, которая непосредственно прилегает к антенне, с преобладанием реактивного поля. Поле в ближней зоне складывается из реактивного и активного полей. С увеличением расстояния от антенны  $r$  амплитуды активного и реактивного полей уменьшаются: для реактивного поля – пропорционально  $\frac{1}{r^2}$ , для активного поля – пропорционально  $\frac{1}{r}$ . Амплитуда реактивно-

го поля существенно превосходит амплитуду активного поля. В реактивном поле векторы  $E$  и  $H$  взаимно перпендикулярны и сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , причем средний за период колебания поток мощности равен нулю (половину периода колебания вектор плотности потока мощности направлен от антенны, а вторую половину периода – к антенне). Кроме того, в ЗРБП мощность циркулирует по поверхности сферы с радиусом  $r = \text{const}$  половину периода в

одном направлении, половину периода в обратном направлении. Таким образом, ближняя зона является накопителем энергии электромагнитного поля.



б

Рис. 1. Электромагнитное поле антенны:  
а – зоны действия; б – распределение амплитуд поля по зонам

Для большинства антенн внешняя граница этой зоны располагается на расстоянии  $R_1 < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  от поверхности антенны, если ее наибольший размер характеризуется величиной  $D$ , а рабочая длина волны –  $\lambda$ . В случае очень коротких диполей или эквивалентных излучателей граница ЗРБП не превышает значения  $\lambda/2\pi$ .

**Зона излучения ближнего поля (ЗИБП)**, или промежуточная зона, определяется как область поля антенны между областью ЗРБП и дальней зоной, в которой преобладает поле излучения, и угловое распределение поля зависит от расстояния до антенны.

Эта зона вообще может отсутствовать, если максимальные размеры антенны не превышают длины рабочей волны. По аналогии с терминологией, принятой в оптике для антенн, сфокусированных на бесконечность, ЗИБП иногда определяется как **зона Френеля**. Внутренняя граница этой зоны приблизительно определяется расстоянием  $R_1 \geq 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ , а внешняя –  $R_2 < 2D^2/\lambda$ . Последнее неравенство вытекает из допущения, что разность фаз между колебаниями поля в центре антенны и ее крайними точками не превышает величины  $\pi/8$ . В этой зоне диаграмма направленности (ДН) зависит от расстояния до антенны, а радиальные компоненты поля могут быть значительными.

**Дальняя зона (зона Фраунгофера)** определяется как область поля антенны, в которой распределение поля почти не зависит от расстояния до антенны. В этой зоне поле характеризуется практически активной составляющей вектора плотности мощности, причем векторы  $E$  и  $H$  синфазны и взаимно перпендикулярны. Поэтому средний за период поток мощности отличен от нуля и активное поле переносит мощность от антенны через ближнюю и промежуточную зоны в дальнюю зону. Ближняя граница этой зоны находится на расстоянии  $R_2 > 2D^2/\lambda$  от антенны. Для определенного типа антенн, например многолучевых рефлекторных антенн, ДН сильно зависит от изменения фазы поля даже за пределами ее раскрытия. Поэтому приведенное условие может оказаться неправомерным. Это соотношение также может не выполняться, если антенна помещена в среду с постоянной распространения  $\gamma$  и размеры антенны превышают значение  $\pi/|\gamma|$ . В этом случае начало дальней зоны характеризуется величиной  $R_2 > D^2|\gamma|/\pi$ .

Для антенн, сфокусированных на бесконечность, дальняя зона иногда определяется как зона Фраунгофера по аналогии с оптической терминологией.

Соотношение амплитуд реактивного и активного полей в разных зонах иллюстрируется графиком на рис. 1, б.

В вакууме активное поле представляет собой сферическую волну, амплитуды векторов  $E$  и  $H$  которой связаны через волновое (характеристическое) сопротивление свободного пространства:

$$Z_0 = E / H = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 120\pi \approx 377 \text{ Ом}, \quad (1)$$

где  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – электрическая постоянная вакуума;  
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная вакуума.

Из представленного рисунка следует, что в дальней зоне амплитуды векторов  $E$  и  $H$  в активном поле существенно больше по сравнению с реактивным полем, а в ближней зоне – наоборот.

В качестве примера на рис. 2 представлены ДН антенн для трех значений –  $R = 2D^2/\lambda$ ,  $4D^2/\lambda$  и бесконечности. Как видно, диаграммы направленности почти идентичны, за исключением области углов наблюдения в окрестности первого бокового лепестка, причем на уровне ниже 25 дБ.

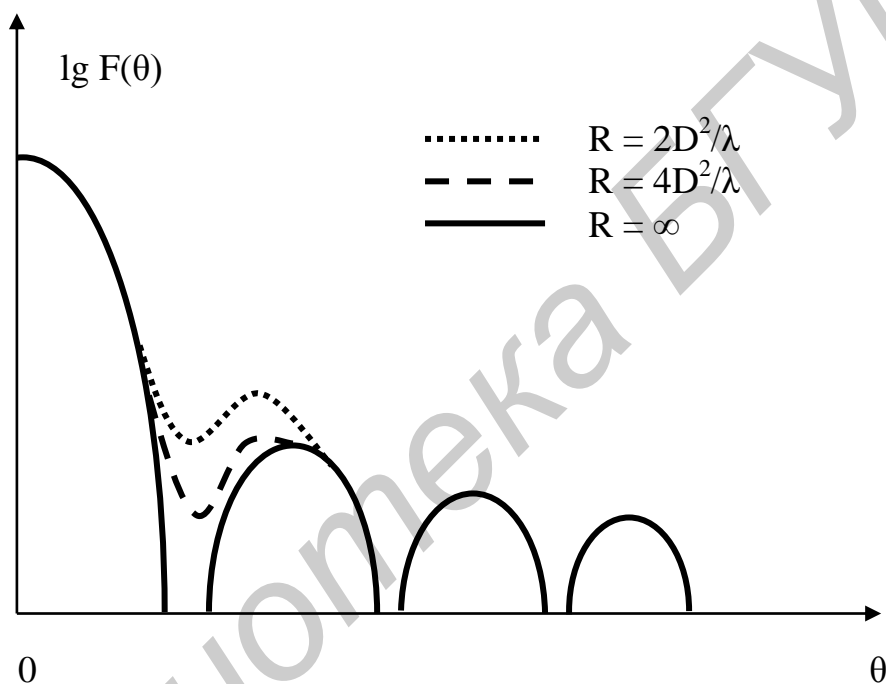


Рис. 2. ДН антенн на различных расстояниях

### Характеристики и параметры антенны

#### *Диаграмма направленности*

Пусть антенна расположена в начале прямоугольной ( $XYZ$ ) и сферической ( $r, \theta, \varphi$ ) систем координат (рис. 3).

Антенна создает в точке  $P$  поле, описываемое комплексными векторами  $E, H$ . Модули и аргументы этих векторов зависят от угловых координат  $\theta, \varphi$  точки  $P$ . Поскольку векторы  $E$  и  $H$  однозначно связаны друг с другом (их направления в пространстве, амплитуды и фазы), характеристики антенны определяют по вектору  $E$ .

**Диаграммой направленности** называется зависимость амплитуды вектора  $E$  поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения  $P$ , т. е. зависимость  $E(\theta, \varphi)$ . ДН обозначается символом  $f(\theta, \varphi)$ . Ее нормируют: все значения  $E(\theta, \varphi)$  делят на максимальное значение  $E_m$  и обозначают нормированную ДН символом  $F(\theta, \varphi)$ . Очевидно,  $0 \leq F(\theta, \varphi) \leq 1$ .

ДН изображают в прямоугольных или полярных координатах как функцию угла  $\theta$  при  $\varphi = \text{const}$ . Обычно берут два значения угла  $\varphi = 0$  и  $\varphi = 90^\circ$ .

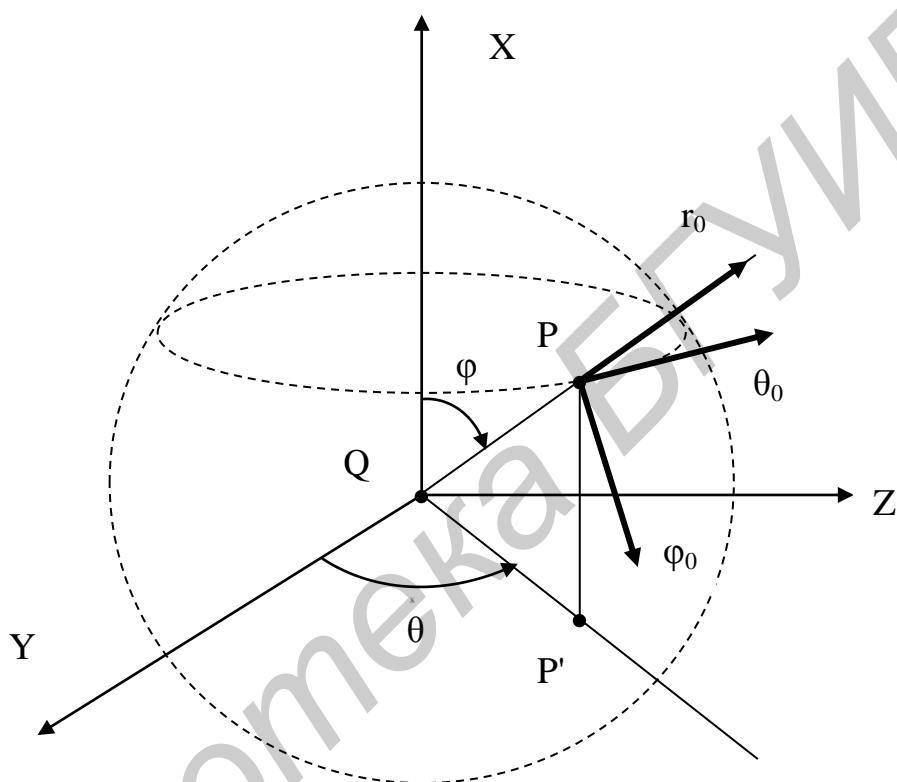


Рис. 3. К определению ДН:

$Q$  – точка расположения антенны;  $P$  – точка наблюдения, находящаяся в дальней зоне;  $P'$  – проекция точки  $P$  на плоскость  $YZ$ ;  $r, \theta, \varphi$  – сферические координаты точки  $P$ ;  $r_0, \theta_0, \varphi_0$  – единичные векторы сферической системы координат (орты)

На рис. 4, 5 показаны типичные нормированные диаграммы направленности  $F(\theta)$  в прямоугольных и полярных координатах.

Параметры ДН:

$2\theta_{0,5}$  – ширина главного лепестка по уровню половинной мощности;

$\theta_m$  – направление главного максимума в пространстве;

$F_{\text{отмах}}$  – максимальный уровень боковых лепестков.

На рис. 4 антенна имеет четыре боковых лепестка, на рис. 5 – три боковых лепестка и  $\theta_m = 0$ .



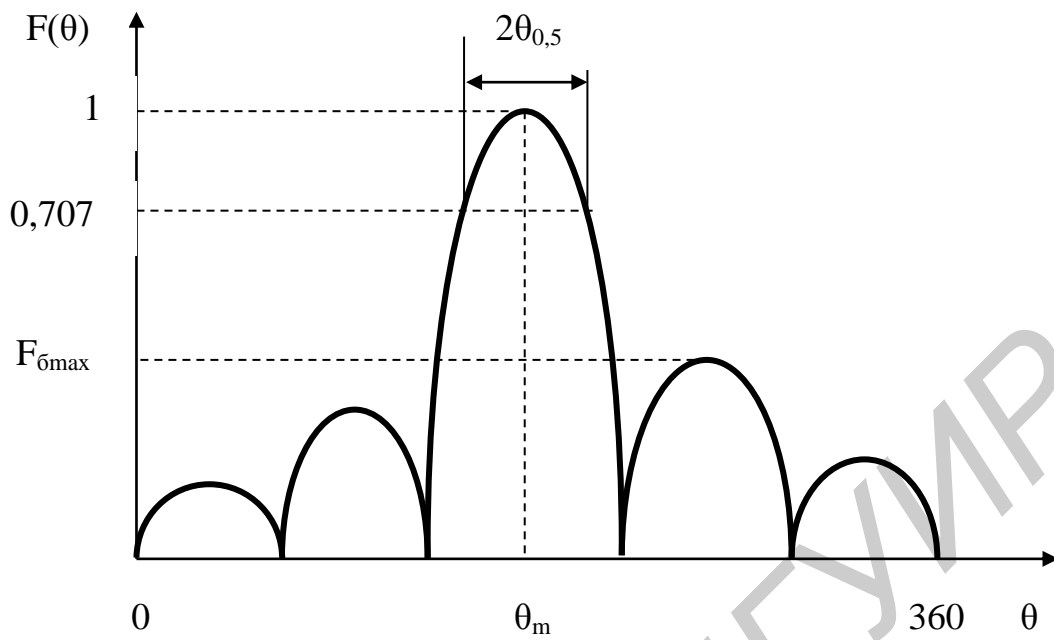


Рис. 4. ДН в прямоугольной системе координат

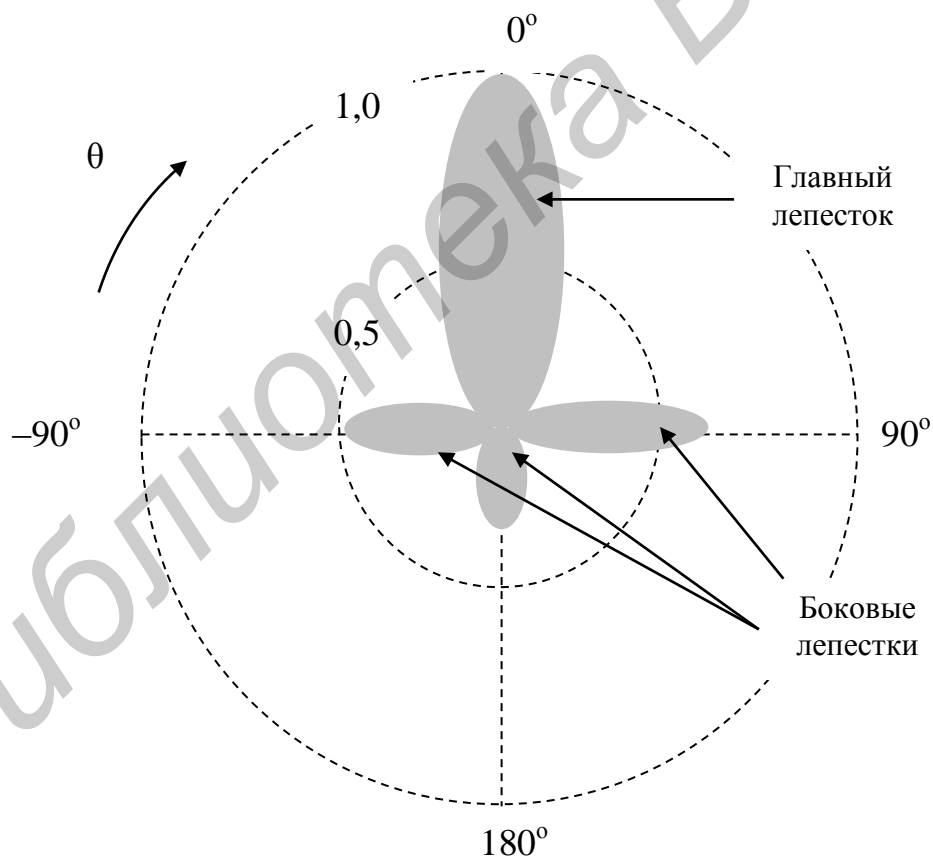


Рис. 5. ДН в полярной системе координат

Плоскости  $\varphi = 0$  и  $\varphi = 90^\circ$  обычно совмещают с плоскостями  $E$  и  $H$ , если антенна излучает поле линейной поляризации. В общем случае вектор  $E$  с течением времени вращается вокруг радиуса-вектора  $r$  (см. рис. 3) и за период колебаний его конец описывает эллипс, т. е. излучаемая антенной волна эллиптически поляризована. Амплитуда вектора  $E$  при этом меняется от  $E_{\min}$  до  $E_{\max}$ . Отношение минимального и максимального значений напряженности поля называется коэффициентом эллиптичности:

$$K_\varphi = \frac{E_{\min}}{E_{\max}}. \quad (2)$$

Вращение вектора  $E$ , если смотреть по направлению распространения волны, может быть правым (по часовой стрелке) или левым (против часовой стрелки). В первом случае электромагнитная волна имеет правую поляризацию, во втором – левую. Будем приписывать коэффициенту  $K_\varphi$  знак «+» при правой поляризации и знак «-» – при левой поляризации.

Эллипс, который описывается концом вектора  $E$ , называется эллипсом поляризации. Плоскость эллипса поляризации перпендикулярна направлению распространения волны, т. е. радиусу-вектору  $r$ . Ориентация эллипса поляризации на сфере  $r = \text{const}$  определяется углом  $\gamma$  между вектором  $E_{\max}$  и ортом  $\theta_0$ . Угол  $\gamma$  называется углом преимущественной поляризации.

В частных случаях поляризация может быть круговой, когда  $K_\varphi = 1$ , и линейной, когда  $K_\varphi = 0$ .

*Плоскостью  $E$*  называется плоскость, проходящая через направление максимума главного лепестка ДН и вектор  $E$ .

*Плоскостью  $H$*  называется плоскость, проходящая через направление максимума главного лепестка ДН и вектор  $H$ .

Плоскости  $E$  и  $H$  называются главными плоскостями.

Нормированные ДН в плоскостях  $E$  и  $H$  обычно обозначаются символами  $F_e(\theta)$  и  $F_h(\theta)$ .

В случае эллиптической поляризации вектор  $E$  представляется в виде суммы

$$E = E_\theta + E_\varphi, \quad (3)$$

где вектор  $E_\theta$  параллелен орту  $\theta_0$  (см. рис. 3);

вектор  $E_\varphi$  параллелен орту  $\varphi_0$ .

От соотношения амплитуд и фаз векторов  $E_\theta$  и  $E_\varphi$  зависит поляризация поля – направление вращения суммарного вектора  $E$ , коэффициент эллиптичности и угол преимущественной поляризации.

При эллиптической поляризации рассматриваются ДН по вектору  $E_\theta$  и вектору  $E_\varphi$ . Эти ДН обозначаются символами  $F_\theta(\theta, \varphi)$ ,  $F_\varphi(\theta, \varphi)$  и рассматриваются в двух плоскостях  $\varphi = 0$  и  $\varphi = 90^\circ$ . При необходимости более точного описания пространственной ДН берут промежуточные плоскости  $\varphi = \text{const}$ .

### ***Фазовая диаграмма (ФД)***

ФД называется зависимость фазы вектора  $E$  поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения  $P$ . ФД изображают в прямоугольных или полярных координатах, а значение фазы отсчитывают от значения ее в направлении главного максимума ДН.

### ***Поляризационная диаграмма (ПД)***

ПД называется зависимость поляризационных параметров поля антенны в дальней зоне, т. е. коэффициента эллиптичности  $K_\varphi$  и угла преимущественной поляризации  $\gamma$ , от угловых координат точки наблюдения  $P$ .

### ***Коэффициент направленного действия (КНД)***

КНД – это отношение мощности излучения гипотетической ненаправленной антенны с  $F(\theta, \varphi) = 1$  к мощности излучения заданной направленной антенны при условии, что обе антенны создают в точке наблюдения  $P$  дальней зоны поле одинаковой напряженности. Обозначим мощность излучения и напряженность поля ненаправленной антенны символами  $P_{\Sigma \text{нна}}$  и  $E_{\text{нна}}$ , направленной – соответственно символами  $P_{\Sigma \text{на}}$  и  $E_{\text{на}}$ .

КНД, обозначаемый далее символом  $D$ , определяется выражением

$$D = \frac{P_{\Sigma \text{нна}}}{P_{\Sigma \text{на}}} \quad (4)$$

при условии, что в точке наблюдения

$$E_{\text{нна}} = E_{\text{на}}. \quad (5)$$

В направлении главного максимума КНД  $> 1$  и достигает максимального значения. В направлении нулей диаграммы направленности  $D = 0$ .

Чаще всего под КНД понимают его максимальное значение, т. е. значение в направлении главного максимума ДН.

Приближенная численная оценка КНД может быть проведена по формуле

$$D \approx \frac{41200}{2\theta_{0,5}^o \cdot 2\varphi_{0,5}^o}. \quad (6)$$

Величины  $2\theta_{0,5}$ ,  $2\varphi_{0,5}$  – ширина главного лепестка ДН в двух ортогональных плоскостях. В качестве этих плоскостей можно взять главные плоскости Е и Н. В этом случае  $2\theta_{0,5} = 2\theta_{0,5}^e$  – ширина главного лепестка ДН в плоскости Е,  $2\varphi_{0,5} = 2\theta_{0,5}^h$  – ширина главного лепестка ДН в плоскости Н и выражение (6) принимает вид

$$D \approx \frac{41200}{2\theta_{0,5}^e \cdot 2\theta_{0,5}^h}. \quad (7)$$

Формула (7) дает завышенное значение КНД, т. к. не учитывает боковых лепестков. Если боковые лепестки составляют 10–15 % от уровня главного, то используют формулу

$$D \approx \frac{35000 \dots 25000}{2\theta_{0,5}^e \cdot 2\theta_{0,5}^h}. \quad (8)$$

#### ***Коэффициент полезного действия***

Часть подводимой к антенне мощности теряется на тепло (нагревание элементов антенны). Другая часть подводимой мощности излучается в пространство. Обозначим эти две мощности символами  $P_{\Pi}$  и  $P_{\Sigma}$ .

КПД обозначается символом  $\eta$  и равен

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\Pi}}. \quad (9)$$

#### ***Коэффициент усиления (КУ)***

КУ – это произведение КНД и КПД. Далее КУ обозначается символом  $G$ :

$$G = D\eta. \quad (10)$$

#### ***Коэффициент рассеяния***

Под коэффициентом рассеяния  $\beta$  понимается отношение мощности излучения в телесный угол, занятый боковыми лепестками ДН, к полной мощности излучения антенны:

$$\beta = \frac{P_{\text{бок}}}{P_{\Sigma}}. \quad (11)$$

Чем больше  $\beta$ , тем меньше КНД. Нетрудно получить следующую формулу, связывающую КНД и коэффициент рассеяния:

$$D = D_0(1 - \beta), \quad (12)$$

где  $D_0$  – КНД антенны по главному лепестку ДН (т. е. без учета боковых лепестков).

### ***Входное сопротивление антенны***

Входное сопротивление антенны определяется отношением

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (13)$$

где  $U_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{вх}}$  – комплексные амплитуды напряжения и тока на входе антенны.

Значение  $Z_{\text{вх}}$  необходимо для согласования антенны с линией передачи. Оно является комплексной величиной  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$ . Активная часть сопротивления обусловлена потерями мощности на тепло в элементах антенны  $R_{\text{П}}$  и излучением и может быть представлена в виде  $R_{\text{вх}} = R_{\Sigma} + R_{\text{П}}$ , где  $R_{\text{П}}$  – сопротивление потерь;  $R_{\Sigma}$  – сопротивление излучения.

Реактивное сопротивление  $X_{\text{вх}}$  обусловлено наличием в ближней зоне большого реактивного поля.

Если на входе антенны можно выделить элемент с амплитудой тока  $I_{\text{вх}}$ ,  $R_{\Sigma}$  и  $R_{\text{П}}$  можно представить в виде

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\text{вх}}^2}, \quad (14)$$

$$R_{\text{П}} = \frac{2P_{\text{П}}}{I_{\text{вх}}^2}. \quad (15)$$

В СВЧ-диапазоне под входным сопротивлением антенны понимают сопротивление на конце линии передачи, подсоединяемой к антенне. Методика измерения сопротивлений и проводимостей с использованием круговой диаграммы Смита изучается на лабораторных занятиях по дисциплине «Электродинамика и распространение радиоволн».

### ***Частотная характеристика***

Характеристики и параметры антенны зависят от частоты  $f$ . Эти зависимости называются частотными характеристиками антенны. Диапазонные

свойства антенны оцениваются либо зависимостью от частоты наиболее важной характеристики для данной технической задачи, либо тем параметром антенны, который наиболее резко зависит от частоты. Обычно таким параметром является входное сопротивление антенны. Если в полосе частот  $\Delta f$  со средней частотой  $f_0$  характеристики и параметры антенны сохраняют свои значения в заданных пределах, отношение  $\Delta F = (\Delta f / f_0) \cdot 100 \%$  называется относительной полосой пропускания антенны. По величине  $\Delta F$  антенны делятся следующим образом:

- узкополосные, если  $\Delta F < 10 \%$ ;
- широкополосные, если  $10 \% < \Delta F < 40 \%$ ;
- сверхширокополосные, если  $\Delta F > 40 \%$ .

Диапазонные свойства сверхширокополосных антенн часто оцениваются коэффициентом перекрытия по частоте  $K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$ , где  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  – границы рабочего диапазона частот. Разработаны антенны, для которых  $K_f$  может достигать нескольких десятков.

### **Методика измерения характеристик и параметров антенн**

Структурная схема лабораторной установки, используемой во всех лабораторных работах для измерения характеристик и параметров антенн, показана на рис. 6. Установка представляет собой линию связи, на одном конце которой установлены задающий генератор соответствующего диапазона частот 1 и вспомогательная передающая антенна 2, на другом – исследуемая приемная антенна 3, детекторная секция 4 и индикатор 5 (микроамперметр постоянного тока).

К передающим антеннам, используемым для измерений, предъявляются следующие требования:

- возможно более равномерное фазовое распределение;
- минимальный уровень боковых лепестков;
- антенна должна быть линейно поляризованной;
- ДН антенны должна быть достаточно широка и равномерна.

Обе антенны устанавливаются на стойках, позволяющих регулировать их положение в пространстве, и могут поворачиваться вокруг оси стойки на  $360^\circ$ .

Измерения производятся после предварительной проверки условий проведения эксперимента.

1. Оси максимального излучения исследуемой и вспомогательной антенн должны быть ориентированы вдоль одной прямой, проходящей через центры антенн.

2. Расстояние между антеннами должно соответствовать расстоянию дальней зоны  $R_2$ . Если размеры раскрыва антенн передающей  $d_1$  и приемной  $d_2$  малы по сравнению с длиной волны  $\lambda$ , то при

$$d_1 \ll \lambda, \quad d_2 \ll \lambda, \quad R_2 > 5\lambda.$$

Если  $d_1 \gg \lambda, \quad d_2 \ll \lambda,$  то  $R_2 > 2 d_1^2 / \lambda;$

$$d_1 \ll \lambda, \quad d_2 \gg \lambda, \quad R_2 > 2 d_2^2 / \lambda.$$

Если  $d_1 \gg \lambda, \quad d_2 \gg \lambda,$  то  $R_2 > 2 (d_1 + d_2)^2 / \lambda.$

3. Плоскости поляризации приемной и передающей антенн должны совпадать.

4. Отсутствие посторонних сигналов в исследуемой антенне. Для проверки необходимо выключить генератор и проверить показания индикатора.

5. Мощность и частота генератора в процессе измерений не должны изменяться, что можно установить по показаниям индикатора в течение примерно 2 мин.

6. В месте расположения антенн не должно быть стоячей волны электромагнитного поля. При плавном увеличении расстояния между антеннами показания индикатора должны непрерывно уменьшаться.

7. Детекторная секция, если она перестраиваемая, должна быть настроена на частоту генератора по максимуму тока индикатора.

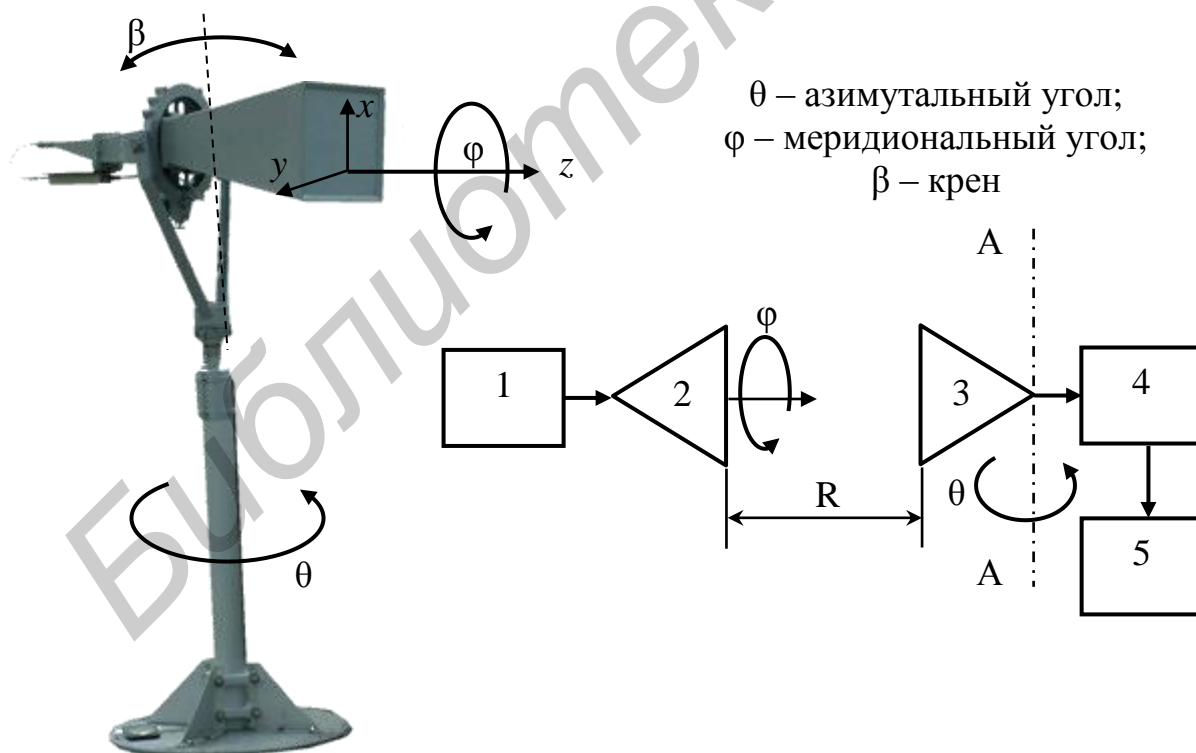


Рис. 6. Структурная схема лабораторной установки:

1 – генератор; 2 – излучающая антенна;

3 – приемная антенна; 4 – детекторная секция;

5 – измерительный прибор

## Измерение диаграммы направленности

Диаграмма направленности исследуемой антенны измеряется в режиме приема (см. рис. 6).

Исследуемая антенна может поворачиваться вокруг вертикальной оси  $A - A$ . Это эквивалентно изменению угла  $\theta$ , а вспомогательная антенна 2 может поворачиваться вокруг оси  $Z$ , что эквивалентно изменению угла  $\varphi$ .

Для снятия ДН исследуемую антенну поворачивают на некоторый угол относительно направления главного максимума и фиксируют показания индикатора. Величину интервалов изменения угла выбирают в зависимости от скорости изменения тока индикатора. ДН может быть построена как по мощности, так и по напряженности поля. В первом случае точки на график наносятся непосредственно по показаниям индикатора, во втором – из всех показаний извлекается квадратный корень, т. к. при малых значениях напряженности электрического поля характеристику детектора можно считать квадратичной. Таким образом, ненормированная ДН исследуемой антенны определяется соотношением

$$f(\theta) = \sqrt{I(\theta)},$$

а нормированная ДН как

$$F(\theta) = \sqrt{I(\theta)/I_{\max}},$$

где  $I_{\max}$  – ток индикатора, соответствующий главному максимуму ДН.

## Измерение коэффициента направленного действия

Измерение КНД производится в режиме приема методом сравнения в следующей последовательности:

- измеряется сигнал по индикаторному прибору, соответствующий главному максимуму ДН исследуемой антенны, –  $I_{и.а}$ ;
- исследуемая антенна заменяется на эталонную с известным коэффициентом направленного действия –  $КНД_{э.а}$ ;
- измеряется сигнал по индикаторному прибору, соответствующий приему на эталонную антенну –  $I_{э.а}$ ;
- рассчитывается КНД исследуемой антенны по формуле

$$КНД = КНД_{э.а} \frac{I_{и.а}}{I_{э.а}}.$$

## Измерение коэффициента эллиптичности

Для измерения  $K_{э}$  исследуемой антенны необходимо поворачивать передающую антенну вокруг оси  $z$ . При этом показания на индикаторном при-



боре меняются от  $I_{\min}$  до  $I_{\max}$ . Коэффициент эллиптичности определяется по формуле

$$K_{\varepsilon} = \sqrt{\frac{I_{\min}}{I_{\max}}}.$$

При круговой поляризации  $K_{\varepsilon} = 1$ , при линейной  $K_{\varepsilon} = 0$ , при эллиптической  $0 < K_{\varepsilon} < 1$ .

Угол преимущественной поляризации  $\gamma$  измеряется по градусной шкале  $\varphi$  вспомогательной антенны. Для этого определяется угол, соответствующий положению антенны при приеме вертикально поляризованной волны, —  $\varphi_1$ . Затем антенна 2 поворачивается вокруг горизонтальной оси до получения максимума принимаемого сигнала и определяется угол по градусной шкале этой антенны  $\varphi_2$ . Угол преимущественной поляризации  $\gamma = \varphi_2 - \varphi_1$ .

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН

### Цель работы

Изучить свойства и варианты конструкций вибраторных антенн. Получить навыки в измерении диаграммы направленности и КНД антенны.

### 1. Общие теоретические сведения

#### 1.1. Симметричный вибратор

Вибраторные антенны используются в диапазоне миллиметровых, сантиметровых, дециметровых, метровых волн и в более длинноволновых диапазонах волн. Они представляют собой прямолинейные проводники, возбуждаемые в определенных точках. Вибраторные антенны в зависимости от конструкции имеют КНД от нескольких единиц до десятков тысяч и применяются в системах радиосвязи, радионавигации, телевидении, телеметрии и других областях радиотехники.

Простейшей вибраторной антенной является линейный симметричный вибратор, схематически показанный на рис. 1.1.

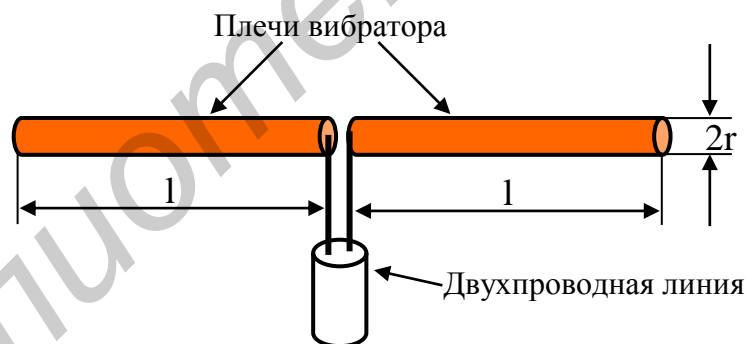


Рис. 1.1. Симметричный вибратор

Плечи вибратора выполняются из металлических проводников с поперечными размерами  $2r$ , значительно меньшими их длины. В середине к плечам вибратора подключается двухпроводная линия, которая в свою очередь подключается к генератору – в режиме передачи или к приемнику – в режиме приема. В диапазоне УКВ (длина волны меньше 10 м) чаще всего используются вибраторы с длиной каждого плеча  $l$ , равной четверти длины волны.

Общая длина вибраторной антенны  $2l$  в этом случае близка к половине длины волны  $\lambda/2$ , и вибратор называется полуволновым.

Расчет всех характеристик антенны включает два этапа: решение внутренней и внешней задач.

Внутренняя задача заключается в нахождении распределения тока в проводниках антенны и определении входного сопротивления.

При решении внешней задачи по найденному току в проводниках антенны находится поле в дальней зоне, по нему определяются диаграмма направленности (ДН), поляризация, КНД.

Распределение тока в плечах полуволнового вибратора приближенно можно определить, сопоставив вибратор и двухпроводную линию, разомкнутую на конце, длиной в четверть длины волны. На рис. 1.2, а показана двухпроводная линия, а на рис. 1.2, б – полуволновой вибратор.

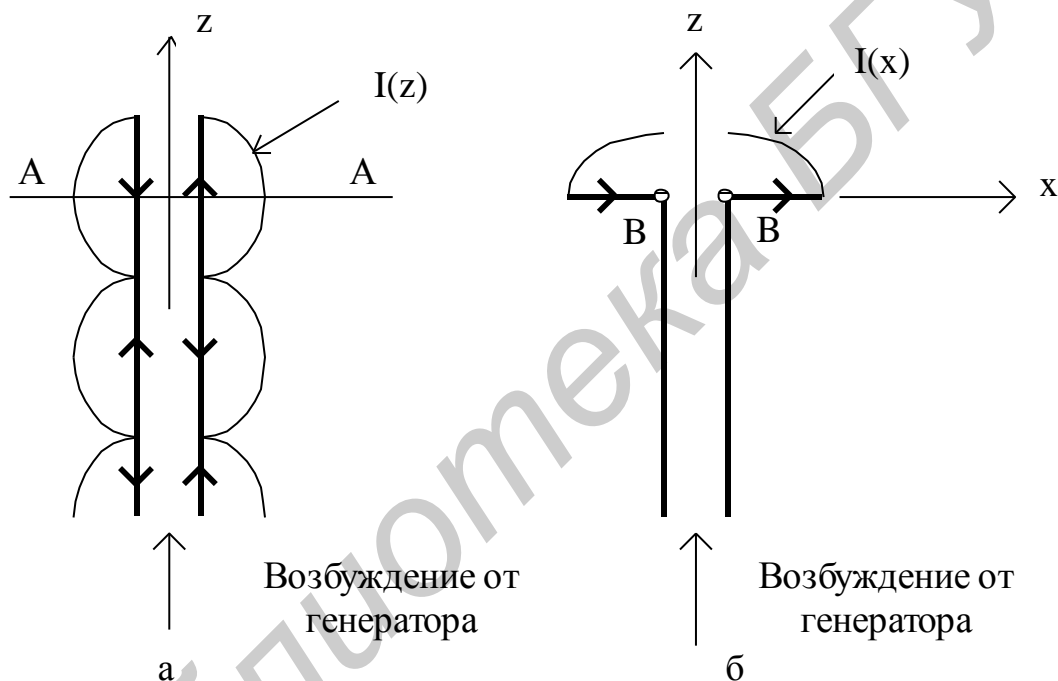


Рис. 1.2. Двухпроводная линия (а) и полуволновой вибратор (б)

Линия снизу возбуждается от генератора, сверху разомкнута, поэтому в линии устанавливается режим стоячей волны тока. Распределение амплитуд тока  $I(z)$  и направление токов в проводниках линии показано на рис. 1.2, а. Так как расстояние между проводниками линии делается значительно меньше длины волны, а направления токов в соседних проводниках противоположны, линия не излучает.

Если в некотором сечении А–А, расположенном от разомкнутого конца на расстоянии четверти длины волны, левый проводник повернуть влево, а правый – вправо на  $90^\circ$ , получится полуволновой вибратор, возбуждаемый двухпроводной линией (см. рис.1.2, б). При этом распределение тока  $I(x)$ , как

показывает теоретический анализ и эксперимент, в плечах вибратора изменится очень мало – на свободных концах плеч ток будет равен нулю, а в точках подключения двухпроводной линии (на рис.1.2, б – это точки В) амплитуда тока будет максимальной. Как видно, в обоих плечах вибратора направление тока одинаково, поэтому вибратор излучает.

Направленные свойства вибратора можно определить, рассматривая вибратор как совокупность элементарных излучателей бесконечно малой длины  $dx$  (диполей Герца). Токи во всех диполях имеют одинаковые фазы (одинаковое направление), поэтому их поля складываются в направлении оси  $z$  (при  $\theta = 0$ ). В других направлениях поля уже не складываются синфазно, т. к. расстояния от разных диполей до точки наблюдения  $P$  разные. В направлении оси  $x$  вибратор, так же как и диполь Герца, не излучает.

## 1.2. Распределение тока в вибраторе

Симметричным вибратором является такой прямолинейный провод, в симметричных точках которого токи равны и совпадают по направлению и фазе. Распределение тока в плечах симметричного вибратора произвольной длины описывается приближенно законом стоячей волны и показано на рис. 1.3, где приняты следующие обозначения:  $l$  – длина плеча вибратора;  $\Delta$  – зазор возбуждения;  $L = 2l + \Delta$  – длина вибратора;  $I(x)$  – распределение тока в вибраторе;  $R, \theta, \varphi$  – сферические координаты точки  $P$ ;  $dx$  – элементарная часть вибратора (элементарный излучатель – диполь Герца);  $R'$  – расстояние от элементарного излучателя до точки наблюдения  $P$ .

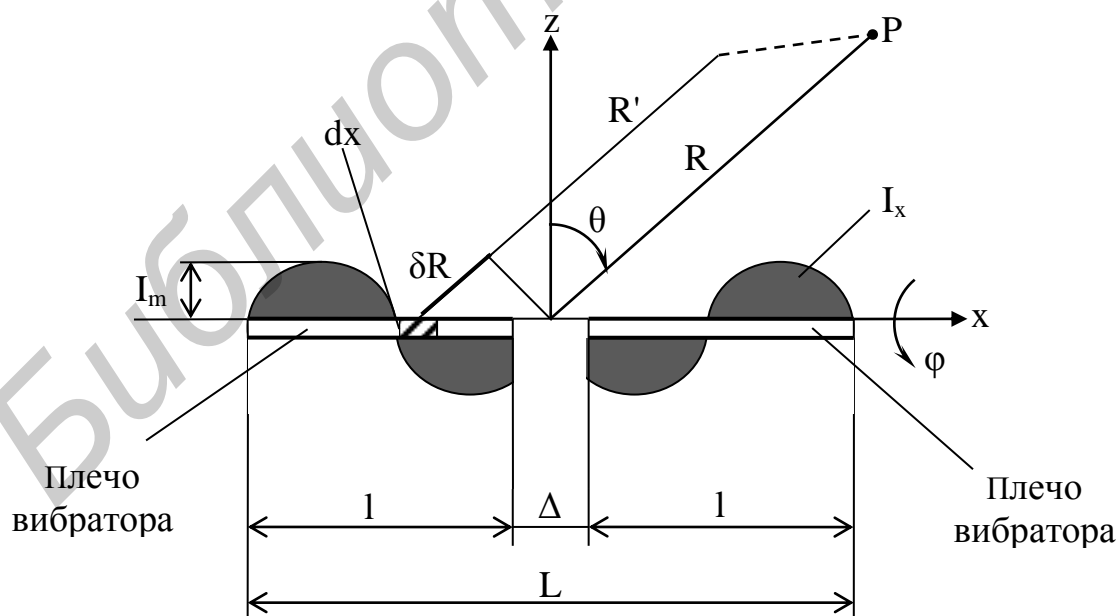


Рис. 1.3. Распределение тока в симметричном вибраторе

В вибраторе  $\Delta \ll 1$ , поэтому можно положить  $L \approx 2l$ . Распределение тока в плечах симметричного вибратора при длине плеча, равной  $l$ , описывается выражением

$$I(x) = I_m \sin[k(l - |x|)], \quad (1.1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число свободного пространства;

$\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;

$I_m$  – амплитуда тока в пучности.

Строгое решение задачи о распределении тока показывает, что в узлах ток несколько отличается от нуля. Это обусловлено тем, что вибратор в отличие от двухпроводной линии излучает. Однако для приближенного решения задачи определения характеристики и параметров вибратора можно использовать распределение (1.1).

### 1.3. Диаграмма направленности вибратора

В соответствии с принципом суперпозиции напряженность электрического поля вибратора в дальней зоне можно записать в виде

$$E(R, \theta, \varphi) = \int_{-1}^1 dE dl, \quad (1.2)$$

где  $dE$  – поле элементарного вибратора (диполя Герца).

Из выражения (1.2) с учетом обозначений, принятых на рис.1.3, можно получить

$$E(R, \theta, \varphi) = j60I_m \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos(kl)}{\cos \theta} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R}. \quad (1.3)$$

Отсюда следует, что в дальней зоне поле, излучаемое вибратором, представляет собой сферическую волну и не зависит от координаты  $\varphi$ .

Нормированная диаграмма направленности линейного симметричного вибратора в плоскости  $E$  (в плоскости  $\varphi = \text{const}$ ) описывается выражением

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos(kl)}{\cos \theta}. \quad (1.4)$$

В плоскости  $H$  нормированная диаграмма направленности имеет вид

$$F(\varphi) = 1. \quad (1.5)$$

Для полуволнового вибратора ( $2l = \lambda/2$ ):

$$F(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\cos \theta}; \quad (1.6)$$

для волнового вибратора ( $2l = \lambda$ ):

$$F(\theta) = \frac{\cos(\pi \sin \theta) + 1}{\cos \theta}. \quad (1.7)$$

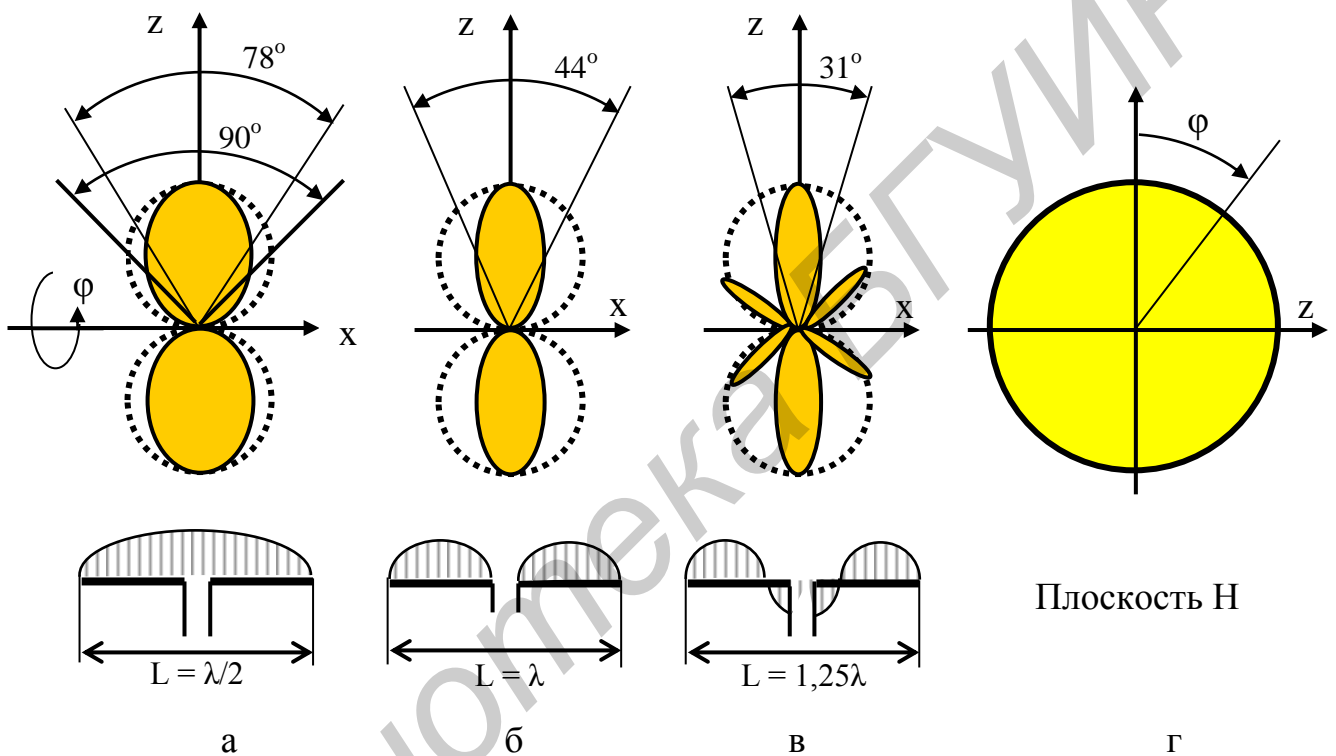


Рис. 1.4. Диаграммы направленности симметричных вибраторов различной длины в плоскости Е (а, б, в) и плоскости Н (г)

На рис. 1.4. показаны ДН диполя Герца и линейных симметричных вибраторов различной длины.

Диаграмма направленности полуволнового вибратора незначительно отличается от ДН диполя Герца (штриховая линия на рис. 1.4, а, б, в), поэтому при  $L < \lambda/2$  можно принять  $F(\theta) = \cos \theta$ . При увеличении длины вибратора от  $L = \lambda/2$  до  $L = \lambda$  направленность антенны возрастает за счет увеличения числа элементарных излучателей, создающих поле в дальней зоне. Увеличение длины свыше  $\lambda$  сопровождается появлением на вибраторе участков со встречным направлением тока (см. рис. 1.4, в) и возрастанием боковых лепестков.

Ширина ДН диполя Герца  $2\theta_{0,5} = 90^\circ$ , полуволнового вибратора –  $78^\circ$ , волнового –  $44^\circ$ , а имеющего  $L = 1,25\lambda - 31^\circ$ .

#### 1.4. Параметры вибраторов

**Коэффициент направленного действия** в направлении  $\theta = 0$  определяется общим выражением

$$\text{КНД} = \frac{2}{\int_0^\pi F^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (1.8)$$

или приближенно

$$\text{КНД} \approx \frac{120}{R_\Sigma \pi} (1 - \cos kl)^2, \quad (1.9)$$

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

где  $R_\Sigma$  – сопротивление излучения антенны;

$P_\Sigma$  – излучаемая мощность;

$I_m$  – амплитуда тока в пучности.

**Сопротивление излучения** (1.10) является важным параметром антенны и зависит от соотношения между размерами антенны и длиной волны, формы антенны, расположения вблизи других вибраторов и других факторов.

Результаты расчета КНД и  $R_\Sigma$  в зависимости от электрической длины вибратора представлены в виде графиков на рис. 1.5.

Характер зависимости сопротивления излучения от его электрической длины объясняется распределением тока в вибраторе (см. рис. 1.3). С увеличением  $L$  от 0 до 1 сопротивление  $R_\Sigma$  растет, причем для полуволнового вибратора ( $L = \lambda/2$ )  $R_\Sigma = 73,1$  Ом, а для волнового ( $L = \lambda$ )  $R_\Sigma = 200$  Ом.

Диполь Герца имеет КНД = 1,5, полуволновой вибратор – 1,64, волновой – 2,41, вибратор длиной  $1,25\lambda$  имеет максимальный КНД = 3,28. При волновой длине, равной 2,0, исчезает главный лепесток и КНД вибратора в направлении, перпендикулярном его оси, равен нулю.

**Входное сопротивление**  $Z_{\text{вх}}$  равно отношению напряжения в точках возбуждения к току в этих точках:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}, \quad (1.11)$$

где  $R_{\text{вх}}$ ,  $X_{\text{вх}}$  – активная и реактивная части входного сопротивления.

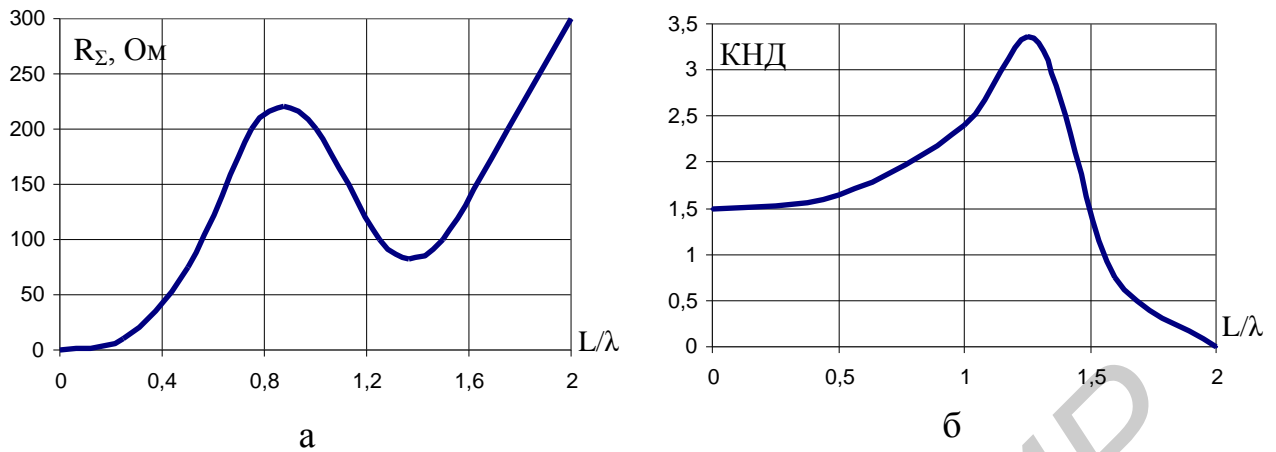


Рис. 1.5. Зависимость сопротивления излучения (а) и коэффициента направленного действия (б) от длины вибратора

Входное сопротивление можно определить также как отношение полной мощности излучения вибратора, включая реактивную мощность, к квадрату амплитуды тока на входе вибратора:

$$R_{\text{ВХ}} = P / I_{\text{ВХ}}^2 \quad (1.12)$$

Активная часть входного сопротивления обусловлена потерями мощности на излучение и на нагрев проводника вибратора и представляется в виде суммы  $R_{\text{ВХ}} = R_{\Sigma} + R_{\text{П}}$ . Обычно  $R_{\Sigma} \gg R_{\text{П}}$ , особенно в диапазоне СВЧ, где толщина проводника вибратора сравнима с его длиной. Поэтому приближенно  $R_{\text{ВХ}} \approx R_{\Sigma}$ .

Значение  $Z_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}} + jX_{\text{ВХ}}$  может быть рассчитано приближенными методами, исходя из распределения тока вдоль вибратора (1.1):

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma}/Z_0^2 + \sin^2 kl} + \frac{Z_0}{2} \cdot \frac{\sin 2kl}{R_{\Sigma}/Z_0^2 + \sin^2 kl}, \quad (1.13)$$

где  $Z_0$  – волновое сопротивление вибратора, определяемое выражением

$$Z_0 = 120 \left( \ln \frac{\lambda}{\pi r} - 0,577 \right), \quad (1.14)$$

где  $r$  – радиус проводника вибратора.

На графиках рис. 1.6 показаны результаты расчета по приведенным формулам  $R_{\text{ВХ}}$  и  $X_{\text{ВХ}}$  в зависимости от волновой длины  $L/\lambda$ .



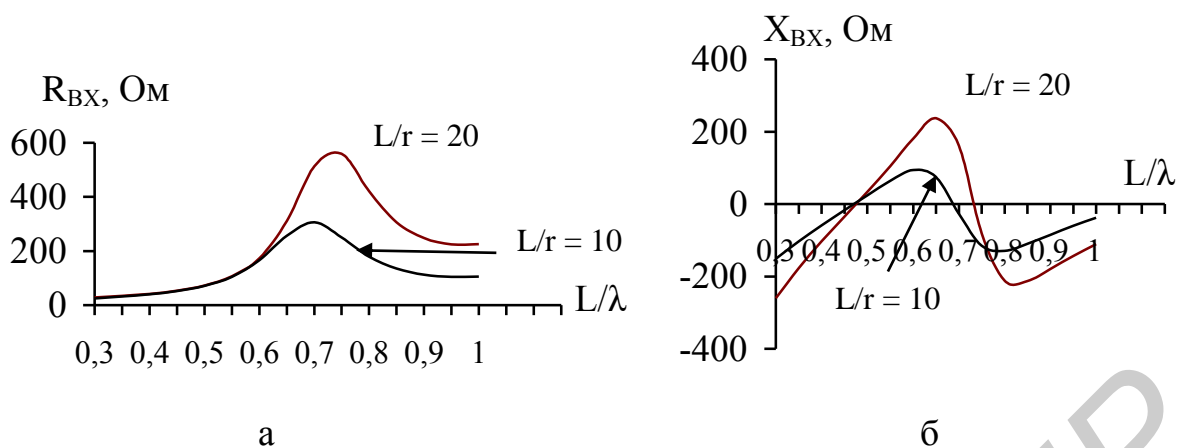


Рис. 1.6. Зависимость активной (а) и реактивной (б) составляющих входного сопротивления от волновой длины

Практически важным является случай, когда реактивная часть входного сопротивления равна нулю. При этом, как видно из рис. 1.6, б, длина вибратора кратна целому числу полуволн:  $X_{вх} = 0$  при  $L = 2l = \lambda/2$  и  $L = 2l = \lambda$ , т. е. вибратор является резонансным. При  $L < L_{рез}$  входное сопротивление вибратора емкостное, при  $L > L_{рез}$  – индуктивное.

Вблизи резонансной длины входное сопротивление полуволнового вибратора достаточно точно описывается выражением

$$R_{вх} = 71 \text{ Ом}; \quad X_{вх} = 42,5 - Z_0 \text{ctg} \frac{\pi L}{\lambda} \quad [\text{Ом}]. \quad (1.15)$$

Фактически реактивное сопротивление обращается в нуль при длине  $L$ , не точно равной  $\lambda/2$ , а несколько меньшей (на 5–8 %). Это объясняется уменьшением фазовой скорости распространения волны вдоль провода вибратора за счет потерь энергии на излучение. Из выражения (1.15) нетрудно получить формулу для укорочения полуволнового вибратора, соответствующего условию  $X_{вх} = 0$ :

$$\Delta L \approx 27L/Z_0. \quad (1.16)$$

Поскольку входное сопротивление вибратора сильно зависит от частоты, он является узкополосной антенной с точки зрения согласования с линией передачи. Удовлетворительное согласование тонкого полуволнового вибратора с кабелем, имеющим волновое сопротивление 75 Ом, сохраняется в полосе частот с коэффициентом перекрытия 1,05...1,1 (коэффициент перекрытия – отношение максимальной частоты полосы пропускания к минимальной). Кроме того, полуволновой вибратор – слабонаправленная антенна. В отдельных случаях с целью увеличения КНД используют волновые вибраторы, которые также укорачиваются для настройки в резонанс. Применяются и вибраторы с волновой длиной 1,25 как имеющие максимальный КНД. Однако согласуются эти вибраторы с линией передачи еще в более узком диапазоне частот.

Для повышения КНД строят сложные вибраторные антенны обычно из полуволновых вибраторов и разработаны способы увеличения полосы пропускания полуволнового вибратора.

### 1.5. Полуволновой вибратор с линейным рефлектором

Для повышения КНД вибраторные антенны делают более сложными, дополняя полуволновой вибратор, возбуждаемый от линии передачи, пассивными элементами или строя из полуволновых вибраторов антенные решетки.

Полуволновой вибратор с пассивным линейным рефлектором является простейшей из подобных антенн. На рис. 1.7, а схематически проиллюстрирована конструкция такой антенны, а также показаны прямоугольная и сферическая системы координат. Плоскость Е – это плоскость  $xz$ , плоскость Н – это плоскость  $yz$ . Активный вибратор (или просто вибратор) подключен к генератору  $e(t)$ . Это означает, что он возбуждается от линии передачи. Его длина –  $L_v$ . Линейный рефлектор – это прямолинейный проводник длиной  $L_p$ , который возбуждается полем активного вибратора. Расстояние между вибратором и рефлектором –  $d_p$ . По вибратору течет ток  $I_v$ , по рефлектору –  $I_p$ , причем ток  $I_p$  возбуждается полем вибратора. Размеры  $L_v$ ,  $L_p$  и  $d_p$  выбираются так, чтобы поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $+z$  складывались с одинаковыми фазами, а в направлении оси  $-z$  складывались со сдвигом по фазе в  $180^\circ$ . В результате излучение в направлении оси  $+z$  увеличивается, в направлении оси  $-z$  уменьшается.

Принцип работы системы вибратор – рефлектор заключается в следующем.

Ток вибратора  $I_v$  возбуждает в пространстве электромагнитное поле. Поток магнитной индукции этого поля в виде волны распространяется по радиусам  $R$  и достигает рефлектора с отставанием по фазе на  $\Psi = -\frac{2\pi}{\lambda}d_p$ . Обозначим этот поток символом  $\Phi_p$ . Поток  $\Phi_p$  наводит ЭДС в рефлекторе. В соответствии с законом электромагнитной индукции Фарадея эта ЭДС (далее обозначается символом  $e$ ) определяется производной потока по времени:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt},$$

т. е. отстает от потока по фазе на  $90^\circ$ .

ЭДС в рефлекторе возбуждает ток  $I_p$ , который отстает по фазе от ЭДС на  $90^\circ$ . Это обусловлено тем, что длина рефлектора становится больше резонансной и его входное сопротивление имеет индуктивную реактивную часть.

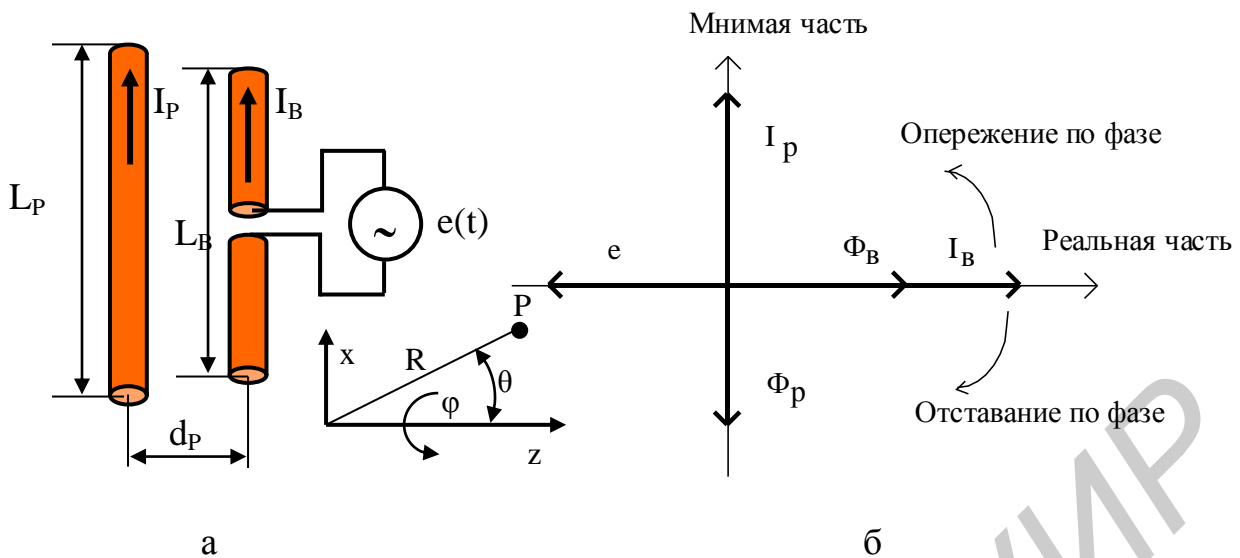


Рис. 1.7. Полуволновой вибратор с линейным рефлектором

Сказанное иллюстрируется на рис. 1.7, б, где на комплексной плоскости показаны:

$I_B$  – ток в активном вибраторе;

$\Phi_B$  – поток магнитной индукции в точке расположения активного вибратора;

$\Phi_P$  – поток магнитной индукции в точке расположения рефлектора,

сдвинутый по фазе относительно потока  $\Phi_B$  на угол  $\Psi = -\frac{2\pi}{\lambda} d_P$ ;

$e$  – ЭДС, наводимая в рефлекторе;

$I_P$  – ток в рефлекторе.

Рисунок соответствует случаю  $d_P = \frac{\lambda}{4}$ , при этом  $\Psi = -90^\circ$ .

Как видно, ток в рефлекторе опережает ток в вибраторе на  $90^\circ$ . Так как расстояние между вибратором и рефлектором  $d_P = \frac{\lambda}{4}$ , нетрудно показать, что поля вибратора и рефлектора в направлении  $+z$  (от рефлектора к вибратору) складываются с одинаковыми фазами, а в направлении  $-z$  (от вибратора к рефлектору) – со сдвигом по фазе  $180^\circ$ .

Для системы активный вибратор – рефлектор ширина главного лепестка ДН уменьшается, а КНД увеличивается приблизительно в два раза по сравнению с одиночным полуволновым вибратором. Поскольку амплитуда тока в рефлекторе несколько меньше амплитуды тока в вибраторе, полной компенсации поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $-z$  не происходит, и ДН имеет небольшой задний лепесток. Диаграммы направленности системы вибратор – рефлектор в плоскости Е и Н показаны на рис. 1.8.

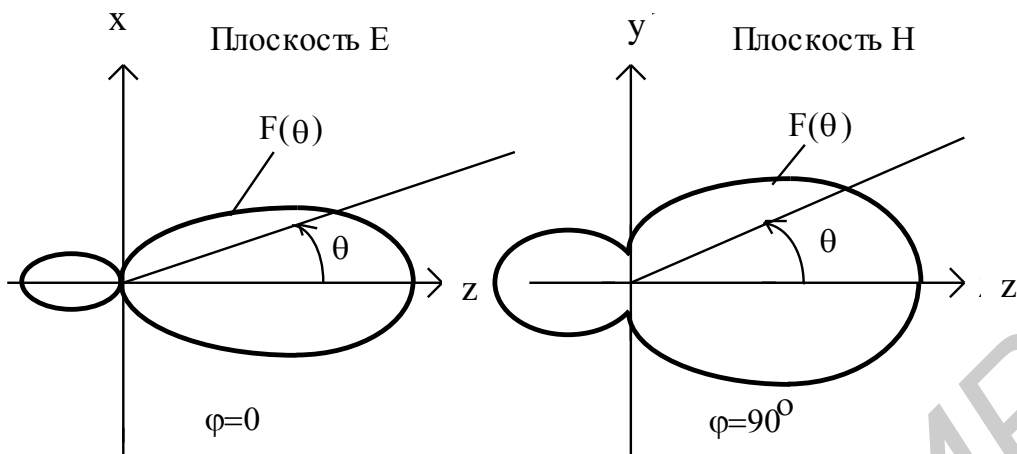


Рис. 1.8. Диаграммы направленности полуволнового вибратора с рефлектором

В плоскости Е вибратор вдоль оси не излучает, поэтому ДН системы вибратор – рефлектор в направлении  $\theta = \pm 90^\circ$  имеет нулевое значение. В плоскости Н каждый из вибраторов системы вибратор – рефлектор ненаправлен, поэтому ДН такой системы в направлении  $\theta = \pm 90^\circ$  имеет хотя и невысокий уровень, но не нулевое значение.

### 1.6. Полуволновой вибратор с линейным директором

Схематически антенна показана на рис. 1.9, а и состоит из активного вибратора, возбуждаемого от линии передачи, и пассивного линейного вибратора, называемого директором. Расстояние между вибратором и директором (назовем его первым директором, учитывая, что директоров может быть несколько) равно  $d_1$ .

Длина вибратора делается равной резонансной, а длина директора меньше резонансной. При этом входное сопротивление директора емкостное, и ток в нем опережает по фазе на  $90^\circ$  ЭДС, наводимую в нем полем вибратора. На рис. 1.9, б показаны те же величины, что и на рис. 1.8, но для системы вибратор – директор при  $d_1 = \frac{\lambda}{4}$ . Ток в директоре обозначен символом  $I_d$  и, как видно, отстает по фазе на  $90^\circ$  от тока в вибраторе. В этом случае поля вибратора и директора складываются с одинаковыми фазами в направлении оси  $+z$  (в направлении от вибратора к директору) и со сдвигом по фазе  $180^\circ$  в направлении  $-z$  (от директора к вибратору). Диаграммы направленности системы вибратор – директор в плоскостях Е и Н аналогичны тем, которые показаны на рис. 1.8. КНД такой антенны приблизительно в два раза больше, чем для одиночного полуволнового вибратора.

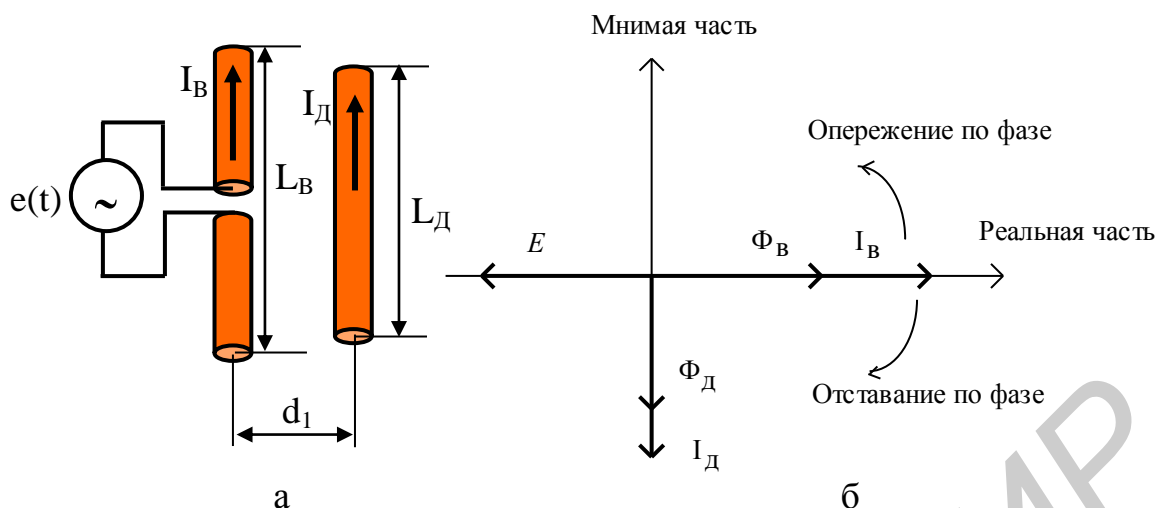


Рис. 1.9. Полуволновой вибратор с линейным директором (а) и фазовые соотношения в системе (б)

Приведенное выше объяснение принципа работы системы активный вибратор – пассивный вибратор (рефлектор или директор) идеализировано и предполагает, что входное сопротивление пассивного вибратора чисто реактивно. На самом деле оно комплексно, наличие активной части обусловлено излучением пассивного вибратора. Вследствие этого расстояние  $d$ , при котором наблюдаются рассмотренные выше явления, отлично от четверти длины волны. Для системы вибратор – рефлектор оптимальное расстояние, с точки зрения максимума КНД и уровня заднего лепестка, выбирается в пределах  $d_p = (0,15 \dots 0,2)\lambda$ , для системы вибратор – первый директор  $d_d = (0,1 \dots 0,15)\lambda$ .

### 1.7. Директорная антенна

Дальнейшее увеличение коэффициента направленного действия может быть достигнуто использованием вибратора с рефлектором и одним или несколькими директорами. Такая антенна называется **директорной** (в литературе можно встретить другие названия – антенна «волновой канал» – АВК, антенна Уда-Яги) и широко используется в различных областях радиосвязи в диапазоне УКВ (рис. 1.10, а).

Одновременное применение рефлектора и директоров приводит к увеличению КНД и уменьшению ширины диаграммы направленности. Рефлектор обычно настолько существенно ослабляет излучение в обратном направлении, что применение еще одного рефлектора не имеет смысла, т. к. он возбуждался бы слабо и не оказывал существенного влияния на диаграмму направленности. Количество же директоров может быть большим, поскольку излучение антенны направляется в сторону директоров, которые интенсивно возбуждаются. Однако обычно число директоров не делается больше 10–12 (при этом КНД не более 30), т. к. амплитуда тока в директоре уменьшается с

удалением его от вибратора и влияние его на параметры директорной антенны уменьшается. Вместе с тем известны конструкции директорных антенн с числом директоров до 30 и КНД = 80...100.

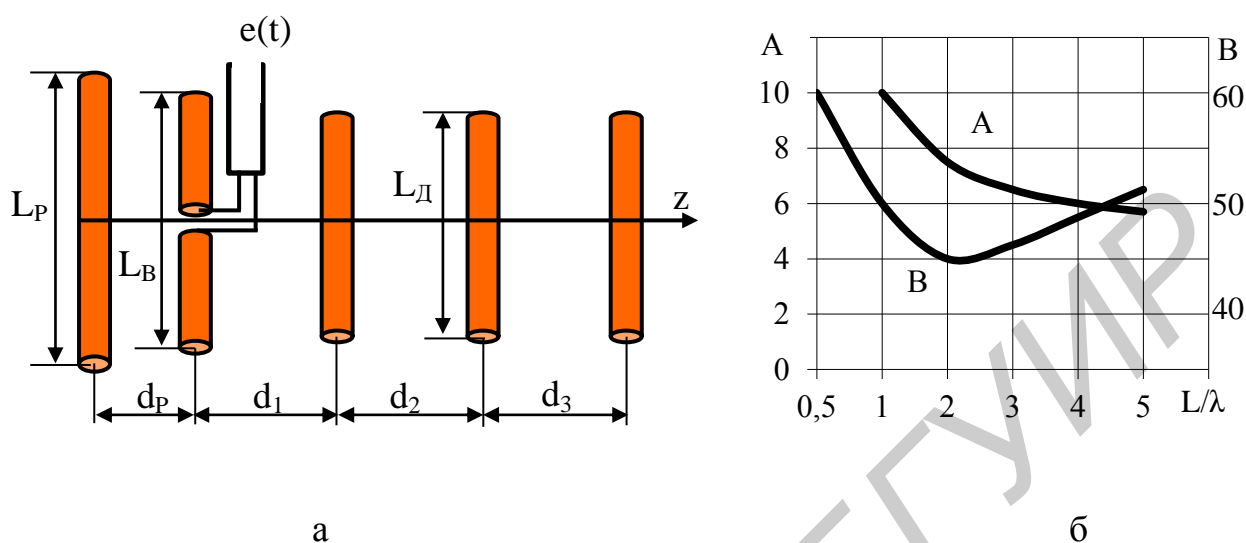


Рис. 1.10. Директорная антенна

В директорной антенне длина активного вибратора делается равной резонансной длине  $L_B = (0,47...0,48)\lambda$ . При такой длине входное сопротивление имеет реактивную часть, близкую к нулю. Длина рефлектора должна быть больше резонансной  $L_P = (0,5...0,52)\lambda$ . Длина директоров делается меньше резонансной  $L_D = (0,4...0,45)\lambda$ . Причем длина директоров уменьшается от первого к последнему. Расстояние между активным вибратором и первым директором  $d_1 = (0,1...0,15)\lambda$ .

Последующие расстояния между директорами составляют  $d = (0,2...0,3)\lambda$ . Причем это расстояние плавно увеличивается от первого директора к последнему.

Обычно все пассивные вибраторы укрепляются непосредственно на общем металлическом стержне вдоль оси антенны. Это допустимо потому, что в середине вибраторов получается нулевой потенциал. Активный вибратор в виде петлевого вибратора Пистолькорса или вибратора параллельного питания укрепляется также непосредственно на стержне. Исключение составляет лишь случай, когда в качестве активного вибратора применяется обычный полуволновой вибратор, прикрепляемый к стержню с помощью изоляторов. Так как стержень расположен перпендикулярно электрическому полю вибраторов, то токи в нем не наводятся, и, следовательно, он не влияет на процесс излучения и приема электромагнитных волн.

КНД и ширина главного лепестка диаграммы направленности директорной антенны определяются приближенными формулами:

$$D = A \frac{L}{\lambda}, \quad \text{или} \quad D \approx 5(n_d + 1), \quad 2\theta_{0,5} = B \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad (1.17)$$

где  $L$  – длина антенны;

$n_d$  – количество директоров;

$A, B$  – коэффициенты, зависящие от волновой длины антенны (рис. 1.10, б).

Из графиков рис. 1.10, б следует, что с ростом волновой длины антенны  $L/\lambda$  ширина главного лепестка ДН уменьшается и КНД растет сначала быстро, затем медленно. Чем больше число директоров, тем меньше влияют последние директоры на направленные свойства антенны.

### 1.8. Диапазонные свойства вибраторных антенн

Вибраторная антенна как резонансная система обладает избирательностью, т. е. определенным рабочим диапазоном частот, в котором она должна сохранять излучательную способность и направленные свойства.

Диапазонность (широкополосность) антенны определяется зависимостью входного сопротивления  $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$  и диаграммы направленности от частоты (длины волны). Относительная полоса пропускания по входному сопротивлению укороченного полуволнового вибратора может быть определена выражением

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{4R_{вх}}{\pi Z_0}. \quad (1.18)$$

Зависимость диаграммы направленности от частоты (длины волны) показана на рис. 1.4.

Таким образом, расширение полосы пропускания антенны может быть осуществлено тремя способами:

- 1) компенсация реактивной части входного сопротивления  $X_{вх}$ , которая зависит от частоты (см. рис. 1.6);
- 2) уменьшение волнового сопротивления  $Z_0$ ;
- 3) увеличение входного сопротивления  $R_{вх}$ .

**Компенсация реактивной составляющей  $X_{вх}$**  в некоторой полосе частот осуществляется с помощью дополнительного реактивного сопротивления, включаемого на вход вибратора. Это сопротивление должно иметь знак, противоположный по отношению к реактивной части входного сопротивления вибратора. На рис. 11, а показан такой способ. К входу вибратора подключена короткозамкнутая двухпроводная линия (шлейф) длиной  $0,25\lambda$  на средней частоте  $f_0$ , соответствующая условию  $X_{вх} = 0$  (вибратор резонансный). Волновое сопротивление возбуждающей вибратор линии выбирается равным  $R_{вх}$  вибратора. На этой частоте шлейф имеет входное сопротивление, равное бесконечности, и не шунтирует вход вибратора.

Если частота  $f < f_0$ , входное сопротивление вибратора становится емкостным, а шлейфа – индуктивным. Если  $f > f_0$ , входное сопротивление вибратора становится индуктивным, а шлейфа – емкостным.

Выбором волнового сопротивления шлейфа можно точно скомпенсировать реактивную часть входного сопротивления вибратора на двух частотах, расположенных справа и слева от  $f_0$ .

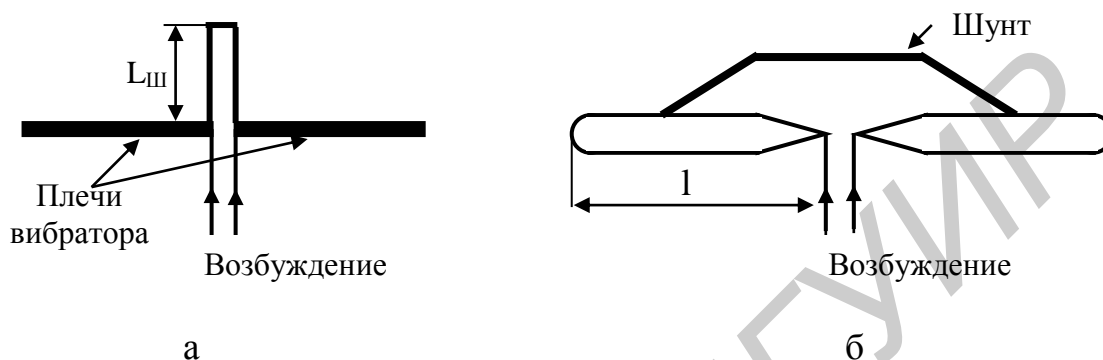


Рис. 1.11. Вибраторы с компенсацией  $X_{вх}$

Существует большое число разработанных экспериментально компенсаторов вибраторных антенн (шунтовый вибратор, вибратор Брауде и др.). На рис. 1.11, б показан шунтовый вибратор, обеспечивающий согласование с питающим фидером при  $1,51 < \lambda < 6,51$  и соответствующем подборе геометрических размеров вибратора и волнового сопротивления питающего фидера.

Способы 2 и 3 – это **уменьшение волнового сопротивления** вибратора и **увеличение его сопротивления излучения**. Полуволновой вибратор по характеру изменения  $X_{вх}$  от частоты эквивалентен параллельному колебательному контуру, имеющему индуктивность  $L$ , емкость  $C$ , сопротивление  $R$ . Как известно, добротность контура  $Q = f_0 / \Delta f$  ( $\Delta f$  – полоса пропускания контура) пропорциональна отношению  $Z_0 / R$ , где волновое сопротивление контура  $Z_0 = \sqrt{L/C}$ . Из этих соотношений следует, что полоса пропускания вибратора увеличивается, если уменьшается волновое сопротивление вибратора и увеличивается активная часть входного сопротивления. Поскольку входное сопротивление вибратора равно сумме сопротивления потерь на тепло и сопротивления излучения, то для расширения полосы пропускания вибратора необходимо увеличивать сопротивление излучения. Способ 2 основан на уменьшении волнового сопротивления вибратора, способ 3 – на увеличении сопротивления излучения.

Волновое сопротивление вибратора уменьшается с ростом диаметра проводника вибратора (1.14); при этом увеличивается эквивалентная емкость вибратора. На рис. 1.12 показано несколько вариантов вибраторов с уменьшенным волновым сопротивлением.



В варианте «а» плечи вибратора выполнены из широких металлических пластин. В варианте «б» плечи вибратора выполнены из металлической сетки, ширина плеч равна  $0,25\lambda$ , в результате чего между пластинами образуется согласующий короткозамкнутый шлейф. В варианте «в» плечи вибратора – из расходящихся радиально тонких проводов. Такие конструкции используются в диапазоне УКВ. В диапазоне СВЧ плечи вибратора могут быть выполнены просто из толстых круглых проводников.

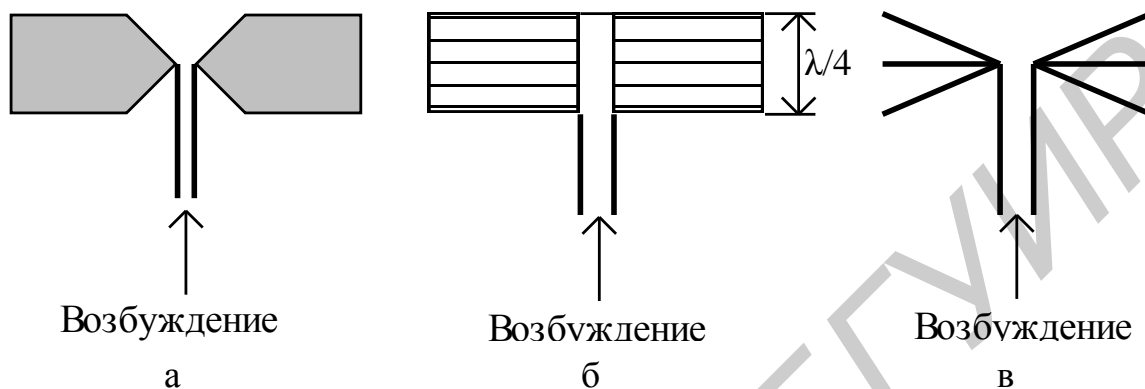


Рис. 1.12. Широкополосные вибраторы

Вибратор с увеличенным сопротивлением излучения (способ 3) предложил А. А. Пистолькорс), поэтому такие вибраторы называются часто петлевыми вибраторами Пистолькорса. Конструкция петлевого вибратора проиллюстрирована на рис. 1.13, а. Петлевой вибратор состоит из двух полуволновых укороченных вибраторов, расположенных параллельно на расстоянии  $d$  друг от друга (на рис. 1.13, а вибраторы 1 и 2). Расстояние  $d \approx (0,1 \dots 0,15)L$ .

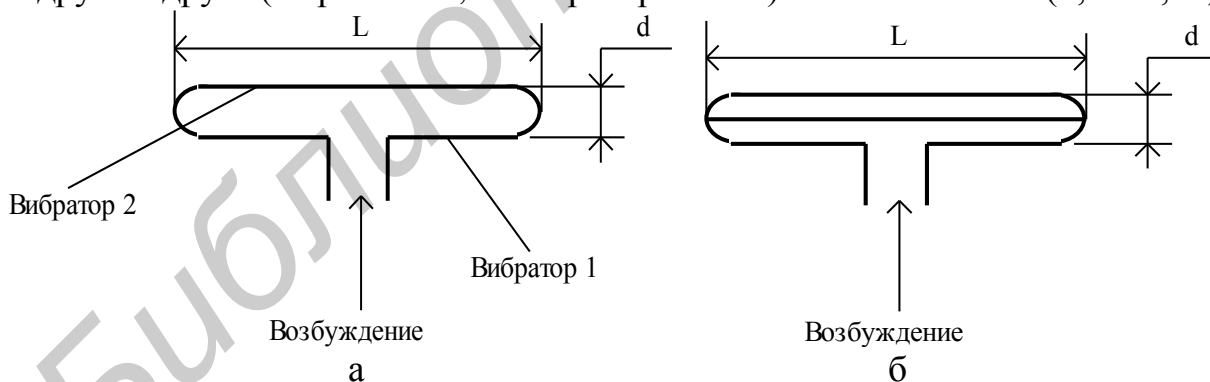


Рис. 1.13. Петлевые вибраторы

В силу малости расстояния  $d$  токи в обоих вибраторах имеют одинаковые амплитуды и фазы, т. е. ток одного вибратора как бы распределяется на два. В результате этого амплитуда тока в каждом вибраторе уменьшается в два раза, и ток на входе вибратора 1, подключенного к возбуждающей линии, уменьшается в два раза. При излучении одной и той же мощности  $P_{\Sigma}$  обыч-

ным и петлевым вибраторами сопротивление излучения петлевого вибратора в соответствии с определением сопротивления излучения  $R_{\Sigma} = 2P_{\Sigma} / I_{\text{вх}}^2$  будет в 4 раза больше.

Помимо петлевых вибраторов используются двойные петлевые вибраторы, у которых сопротивление излучения в 9 раз больше по сравнению с обычным вибратором. Двойной петлевой вибратор показан на рис. 1.13, б.

В общем случае при соединении концов  $N$  близко расположенных вибраторов сопротивление излучения возрастает в  $N^2$  раз.

Петлевые и двойные петлевые вибраторы используются в директорных антеннах в качестве активного вибратора. Это связано с тем, что в директорной антенне за счет взаимодействия между активным вибратором, с одной стороны, и рефлектором и директорами, с другой, существенно уменьшается входное сопротивление, что затрудняет согласование антенны со стандартными коаксиальными кабелями (волновые сопротивления кабелей 50 Ом и 75 Ом). Для избежания этого и используют петлевые вибраторы.

Если петлевой вибратор используется как широкополосный в составе малоэлементной антенны и имеет активную часть входного сопротивления примерно 300 Ом, он хорошо согласуется с кабелем питания, имеющим волновое сопротивление 75 Ом, с помощью U-колена с  $L_1 = 0$  (см. рис. 1.13, б).

### 1.9. Питание симметричных вибраторов

До сих пор рассматривались симметричные вибраторы, возбуждаемые двухпроводной линией. В этом случае не возникает задачи соединения симметричной линии с симметричным вибратором. Однако в большинстве случаев симметричные вибраторы возбуждаются от коаксиальной (т. е. несимметричной) линии. Непосредственное присоединение плеч вибратора к коаксиальной линии приводит к нарушению симметрии распределения тока в плечах вибратора, как показано на рис. 1.14.

Это связано с тем, что плотность тока на наружном проводнике коаксиальной линии меньше, чем на внутреннем. Такая асимметрия распределения тока приводит к затеканию тока на внешнюю сторону наружного проводника коаксиальной линии. Это, в свою очередь, приводит к появлению составляющей вектора  $E$ , перпендикулярной к оси вибратора (составляющей ортогональной к основной). В результате изменяется входное сопротивление вибратора, уменьшается его КНД. Для устранения затекания тока используют симметрирующие устройства: U-колена, симметрирующий стакан, симметрирующую щель, симметрирующую приставку и др.

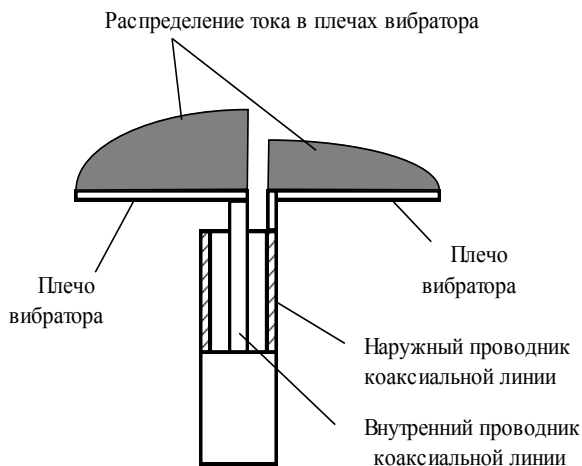


Рис. 1.14. Несимметричное возбуждение вибратора

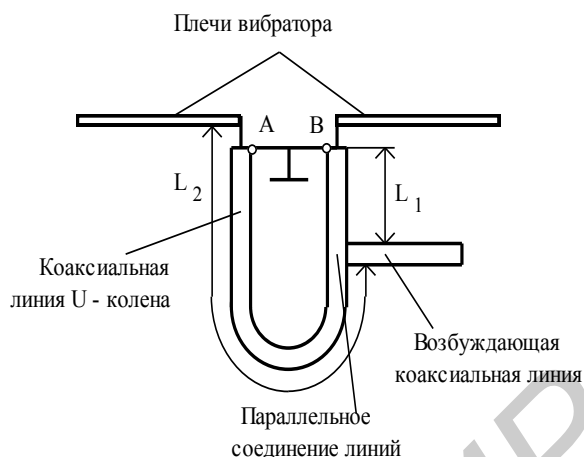


Рис. 1.15. U-колесо

Конструкция U-колена поясняется на рис. 1.15. Плечи вибратора на входе присоединяются к отрезку гибкой коаксиальной линии U-колена, имеющей длину  $L_1 + L_2$ . Эта линия параллельно присоединяется к возбуждающей коаксиальной линии. В результате плечи вибратора, присоединенные к внутреннему проводнику коаксиальной линии U-колена, возбуждаются токами одинаковой амплитуды. Для обеспечения разности фаз  $180^\circ$  на входе вибратора выполняется условие  $L_2 - L_1 = 0,5\lambda$ . Такое симметрирующее устройство в силу указанного условия является узкополосным.

Внешняя оплетка гибкой коаксиальной линии U-колена в точках А и В соединяется и заземляется.

Если  $L_1 = 0,25\lambda$ , входное сопротивление вибратора трансформируется в место соединения линий без изменения. В таком варианте используются коаксиальные линии с волновым сопротивлением 75 Ом, чем обеспечивается согласование резонансного полуволнового вибратора.

Если  $L_1 = 0$ , входное сопротивление вибратора трансформируется в место соединения линий с уменьшением в 4 раза. Это используется для согласования вибраторов с повышенным активным входным сопротивлением и коаксиальной линии, имеющей волновое сопротивление 75 Ом (например, для согласования петлевого полуволнового вибратора).

На рис. 1.16 схематически показан симметрирующий стакан. Такая конструкция обычно применяется при возбуждении вибратора жесткой коаксиальной линией. Плечи вибратора присоединяются к внешнему и внутреннему цилиндрам коаксиальной линии, чем обеспечивается противофазность возбуждения плеч. Для устранения асимметрии возбуждения плеч по амплитуде и затекания вследствие этого тока на внешнюю сторону внешнего цилиндра линии используется дополнительная коаксиальная линия, образованная внешним цилиндром возбуждающей коаксиальной линии и стаканом. Эта линия в точках А и В замкнута накоротко и имеет длину  $0,25\lambda$ .

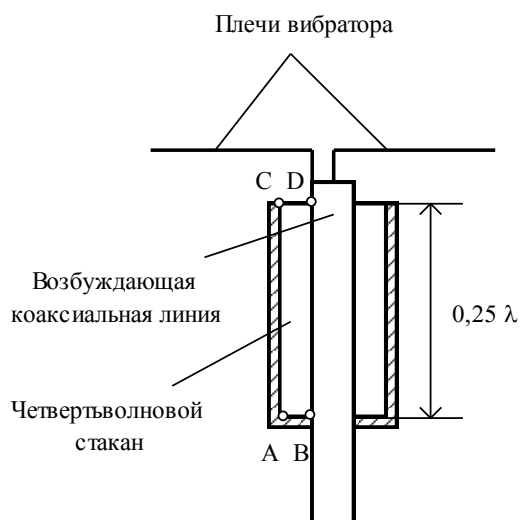


Рис. 1.16. Симметрирующий стакан

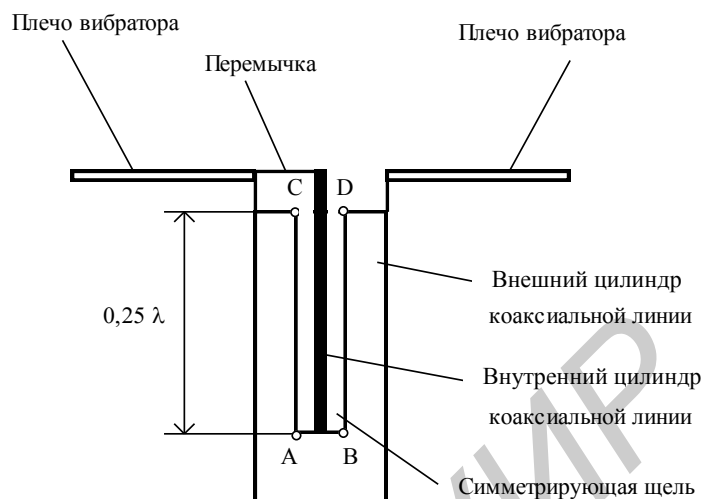


Рис. 1.17. Щелевое симметрирующее устройство

В точках С и D входное сопротивление короткозамкнутой линии равно бесконечности, поэтому ток не может затекать на внешнюю сторону стакана. Устройство узкополосно.

Симметрирующая щель показана на рис. 1.17. Конструкция используется при возбуждении вибратора жесткой коаксиальной линией. Внешний цилиндр линии разрезается вдоль двумя диаметрально расположенными щелями, имеющими длину  $0,25\lambda$ . Перемычка соединяет внутренний провод коаксиальной линии с одной из полученных половин внешнего цилиндра линии.

В результате образуется переход от жесткой коаксиальной линии к двухпроводной, образованной двумя половинами внешнего цилиндра. Поскольку длина щели равна  $0,25\lambda$ , а между точками А и В сопротивление равно нулю, между точками С и D сопротивление равно бесконечности и перемычка не закорачивает выход коаксиальной линии. Плечи вибратора подключаются к двум половинам образованной двухпроводной линии. Волновое сопротивление коаксиальной линии делается равным активной части входного сопротивления вибратора, чем обеспечивается согласование. Щелевое симметрирующее устройство узкополосно.

Все рассмотренные выше симметрирующие устройства имеют размеры, связанные с длиной волны, поэтому обеспечивают симметричное возбуждение плеч вибратора в узкой полосе частот. Для широкополосного симметрирования возбуждения используют трансформаторы на ферритовых сердечниках, шлейфовые симметрирующие устройства и др.

## 2. Измерительная установка и методические указания к работе

Структурная схема лабораторной установки для измерения характеристик и параметров антенн показана на рис. 6. Источником высокочастотного сигнала для исследуемых антенн 3 является генератор 1 с перестройкой по частоте в диапазоне 200–800 МГц с подключенной к нему вспомогательной передающей антенной 2 (широкополосная логопериодическая антенна дециметрового диапазона).

Принятый исследуемой антенной 3 сигнал подается на коаксиальную детекторную секцию 4. Индикаторный прибор, подключенный к выходу детекторной секции, представляет собой многопредельный микроамперметр постоянного тока, снабженный системой блокировки («арретир»).

Поскольку вольт-амперная характеристика детектора близка к квадратичной (если ток детектора не превышает величину 20...25  $\mu$  А), сигнал на индикаторном приборе пропорционален квадрату напряженности электрического поля в приемной антенне.

В данной лабораторной работе исследуются следующие варианты вибраторных антенн дециметрового диапазона волн:

- а) симметричный полуволновой вибратор;
- б) полуволновой вибратор с линейным рефлектором;
- в) полуволновой вибратор с линейным директором;
- г) директорная антенна, состоящая из активного полуволнового вибратора, рефлектора и трех директоров.

Все антенны исследуются в режиме приема и устанавливаются на двух стойках – А и Б. Конструкция антенны, установленной на стойке А, содержит два вибратора – активный, закрепленный на изоляторе, и пассивный – на металлическом стержне. Конструкцией предусмотрена возможность изменения длины вибраторов, расстояния между ними и удаления плеч пассивного вибратора, т. е. исследование вариантов антенн а, б и в.

Директорная антенна (вариант г) смонтирована на стойке Б.

Перед началом измерений необходимо, исходя из заданной частоты, рассчитать и установить ориентировочные размеры антенн:

- длина активного вибратора  $L_B = (0,47 \dots 0,48)\lambda$ ;
- длина рефлектора  $L_P = (0,5 \dots 0,52)\lambda$ ;
- длина директора  $L_d = (0,4 \dots 0,45)\lambda$ ;
- расстояние между вибратором и рефлектором  $d_p = (0,15 \dots 0,2)\lambda$ ;
- расстояние между вибратором и директором  $d_1 = (0,1 \dots 0,15)\lambda$ ;
- расстояние между первым и вторым директорами  $d_2 = (0,2 \dots 0,3)\lambda$ .

Затем небольшими изменениями установленных размеров добиться максимума принимаемого сигнала в направлении оси антенны.

### 3. Задание и порядок выполнения работы

1. Изучить настоящее методическое пособие, ознакомиться с лабораторной установкой и конструкциями исследуемых антенн.

2. Исходя из заданной частоты, рассчитать ориентировочные размеры антенн в соответствии с методическими указаниями (см. с. 37).

3. Снять плечи пассивного вибратора антенны на стойке А, установить рассчитанное значение  $L_B$  полуволнового симметричного вибратора (вариант а) и совместить оси передающей и приемной антенн.

4. Включить измерительную установку, установить заданную частоту и уровень мощности генератора, чтобы стрелка индикатора отклонялась примерно на половину шкалы. Затем небольшими изменениями длины вибратора добиться максимального отклонения. После подстройки окончательно установить такой уровень мощности генератора, чтобы при установке антенны в направлении главного максимума стрелка индикатора отклонялась в последнюю треть шкалы, но не более чем на 20...25  $\mu$  А. **Такой уровень мощности необходимо устанавливать при выполнении каждого пункта задания.**

5. Измерить диаграмму направленности полуволнового вибратора в плоскости Е. Для этого установить риску начала отсчета на стойке А напротив деления  $0^\circ$  шкалы и снять зависимость тока  $I$  индикаторного прибора от угла поворота  $\theta$  вибратора вокруг оси стойки А. Угол  $\theta$  менять от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  с интервалом  $10^\circ$ . Результаты измерений свести в таблицу, пронормировать диаграмму направленности и построить в полярной системе координат.

6. Изменить поляризацию передающей и приемной антенн на  $90^\circ$  и измерить диаграмму направленности симметричного вибратора в плоскости Н аналогично п. 5.

7. Смонтировать на стойке А полуволновой вибратор с линейным рефлектором (вариант б), установить рассчитанные ранее размеры  $L_B$ ,  $L_P$ ,  $d_P$ , уточнить эти размеры по максимуму принимаемого сигнала и измерить диаграмму направленности в плоскости Е. Пронормировать ДН, построить в полярной системе координат, определить ширину диаграммы направленности в плоскости Е. Определить КНД методом сравнения с одиночным полуволновым вибратором, считая, что КНД полуволнового вибратора равен теоретическому значению 1,64.

8. Снять зависимость коэффициента защитного действия рефлектора  $M_P$  от длины рефлектора. Для этого дискретно уменьшать длину  $L_P$  от  $0,56\lambda$  до  $0,44\lambda$  с интервалом 1 см и измерять значения напряженности электрического поля  $E(0^\circ)$  и  $E(180^\circ)$ . Значения напряженности поля связаны с током индикатора квадратичной зависимостью, а коэффициент защитного действия рефлектора определяется выражением  $M_P = E(0^\circ)/E(180^\circ)$ . Результаты измерений и расчета свести в таблицу. Построить график зависимости  $M_P = f(L_P)$ .

9. Снять и построить диаграмму направленности антенны «вибратор – линейный рефлектор» в плоскости Н.

10. Установить на стойке А антенну «вибратор – линейный директор» ( $L_B = 0,48\lambda$ ,  $L_D = 0,45\lambda$ ,  $d_1 = 0,1\lambda$ ), уточнить размеры подстройкой по максимуму принимаемого сигнала и измерить диаграмму направленности в плоскости Е.

11. Собрать схему установки в соответствии с рис. 6, используя в качестве исследуемой приемной антенны директорную антенну, состоящую из активного вибратора, рефлектора и трех директоров (вариант г). Совместить оси передающей и приемной антенн, скорректировать при необходимости, размеры по максимуму принимаемого сигнала и измерить диаграмму направленности в плоскости Е. Пронормировать ДН, построить ее в полярной системе координат, определить ширину, оценить уровень боковых лепестков и значение КНД. Рассчитать КНД антенны по выражению (1.17).

12. Снять частотную характеристику директорной антенны. Для этого изменять в заданном диапазоне частоту генератора при его неизменной мощности и фиксировать показания индикаторного прибора. Данные измерений занести в таблицу, пронормировать относительно максимума и построить в прямоугольной системе координат. Из графика определить рабочий диапазон частот и коэффициент перекрытия по частоте.

#### **4. Содержание отчета**

1. Название и цель лабораторной работы.
2. Структурная схема измерительной установки с указанием использованных измерительных приборов.
3. Расчет размеров и эскизы исследованных антенн.
4. Экспериментальные результаты исследования характеристик антенн, сведенные в таблицы.
5. Нормированные диаграммы направленности всех исследованных антенн, построенные в полярной системе координат. Другие характеристики и параметры антенн, полученные экспериментальным и расчетным путем.
6. Выводы по всем пунктам проделанной работы, дающие оценку полученным результатам и возможным погрешностям измерений.

#### **5. Контрольные вопросы**

1. Основные характеристики и параметры антенн. Определение, физический смысл.
2. Линейный симметричный вибратор, его конструкция, принцип работы, области применения.
3. Распределение тока в плечах линейного симметричного вибратора произвольной длины.
4. Диаграмма направленности линейного вибратора в плоскостях Е и Н. Зависимость ДН от длины вибратора.

5. Коэффициент направленного действия линейных симметричных вибраторов. Зависимость КНД от длины вибратора.
6. Сопротивление излучения вибратора.
7. Входное сопротивление линейного симметричного вибратора. Зависимость активной и реактивной составляющих входного сопротивления от волновой длины.
8. Волновое сопротивление вибратора, зависимость его от геометрических размеров.
9. Способы увеличения КНД вибраторных антенн.
10. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным рефлектором.
11. Коэффициент направленного действия и диаграмма направленности антенны «вибратор – линейный рефлектор» в плоскости Е и Н.
12. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным директором.
13. Устройство и принцип работы директорной антенны. Зависимость ширины главного лепестка диаграммы направленности и КНД директорной антенны от числа директоров.
14. Частотные свойства вибраторных антенн. Факторы, определяющие рабочий диапазон частот.
15. Способы расширения полосы пропускания вибраторных антенн (шлейфовые компенсаторы, широкополосные вибраторы, петлевые вибраторы и др.).
16. Питание симметричных вибраторов. Типы симметрирующих устройств, принцип работы, достоинства и недостатки, области применения.

## **6. Методические материалы для подготовки к работе**

### Литература

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М. : Высш. шк., 1988.
2. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.
3. Юрцев, О. А. Резонансные и апертурные антенны: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 2 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2001.
4. Драбкин, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974.

### Электронные средства обучения

1. ЭУМКД «Антенны и устройства СВЧ».
2. Программа ПЭВМ «Vibrator».



## ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНЫХ И РУПОРНО-ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

### Цель работы

Изучить устройство, принцип работы, характеристики и параметры рупорных и рупорно-линзовых антенн. Освоить методику расчета и измерения основных параметров антенн.

### 1. Общие теоретические сведения

Апертурная антенна – это антенна, излучающая с раскрыва, т. е. вообразимой поверхности, отделяющей внутреннюю полость антенны от внешнего пространства. Примерами таких антенн являются рупорная, зеркальная, линзовая и другие типы антенн. Элементарным излучателем в них является элемент Гюйгенса. На рис. 2.1, а показана рупорная антенна с раскрывом площадью  $S$  и элементарный излучатель  $dS$ . В соответствии с принципом Гюйгенса поле на раскрыве однозначно определяет поле во всем внешнем пространстве.

#### 1.1. Конструкции и принцип действия рупорных антенн

К апертурным антеннам относятся также волноводные антенны, представляющие собой открытые концы волноводов (прямоугольных, круглых), возбуждаемых на различных типах волн. Однако открытый конец волновода является слабонаправленной антенной, плохо согласованной с открытым пространством.

Для повышения направленности излучения, улучшения условий согласования волноводных излучателей используется плавное расширение поперечного сечения волновода. Такие антенны называются рупорными. На рис. 2.1 показаны несколько вариантов рупорных антенн (РА).

Если расширение прямоугольного волновода производится одновременно в двух плоскостях  $E$  и  $H$ , то рупор называется *пирамидальным* (рис. 2.1, а). Если расширение прямоугольного волновода происходит только в одной плоскости, то получаемый рупор носит название *секториального*. При расширении волновода в  $H$ -плоскости рупор называют  $H$ -секториальным (рис. 2.1, б), при расширении в  $E$ -плоскости –  $E$ -секториальным (рис. 2.1, в). Плавное увеличение диаметра круглого волновода приводит к образованию *конических* рупоров (рис. 2.1, г).

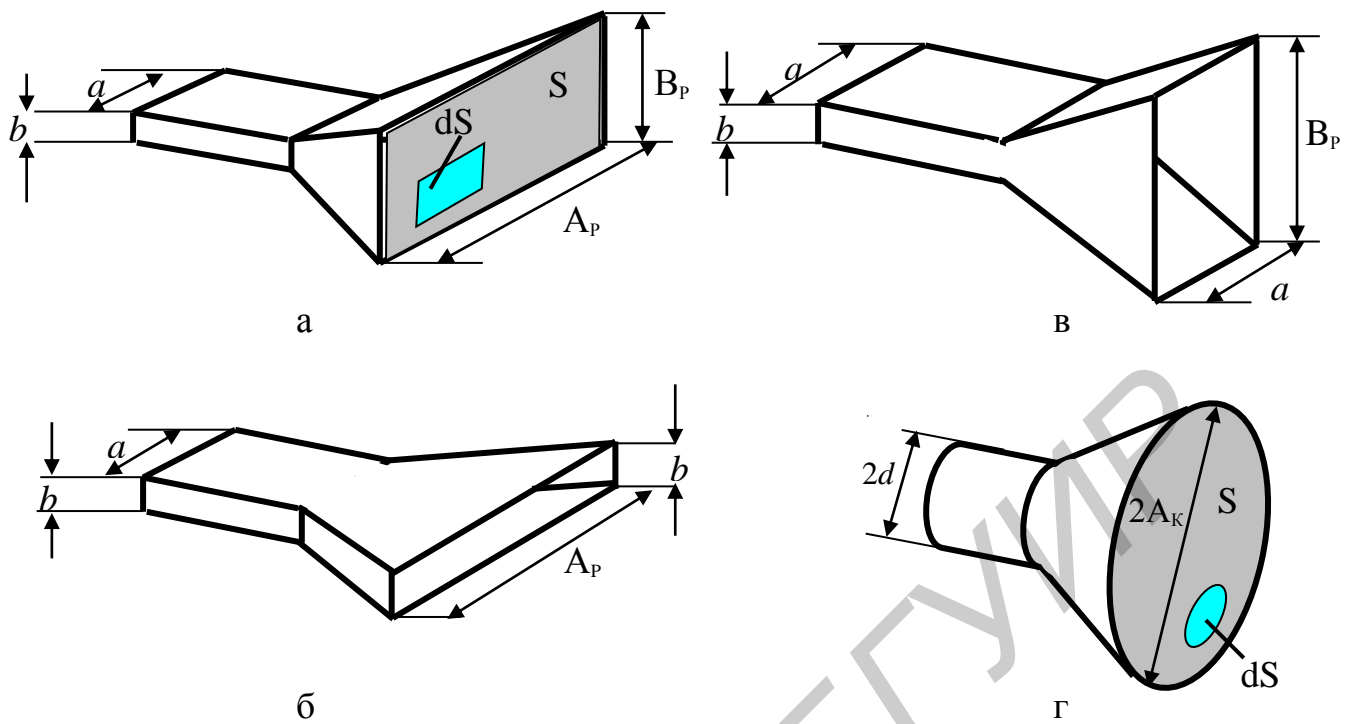


Рис. 2.1. Типы рупорных антенн:  
 а – пирамидальная; б – Н-секториальная; в – Е-секториальная; г – коническая

Для уяснения принципа действия рупорной антенны рассмотрим продольное сечение пирамидального рупора (рис. 2.2, а).

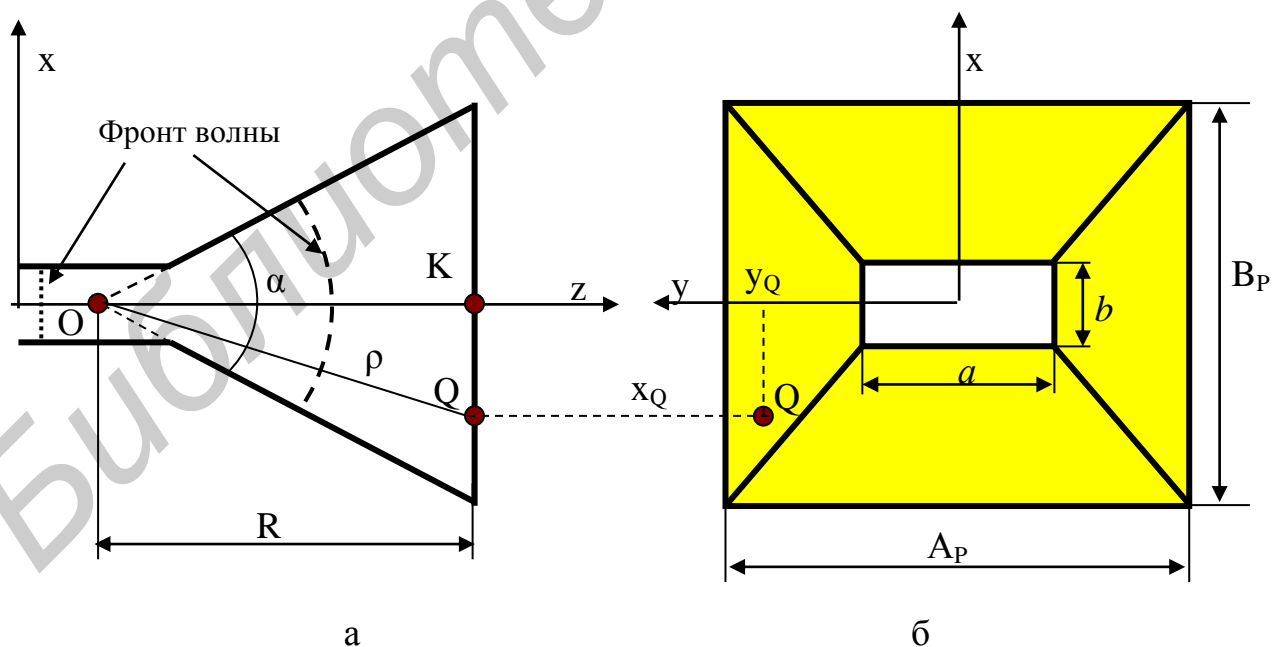


Рис. 2.2. Пирамидальный рупор

Величина  $R$  называется *глубиной рупора*, точка  $O$  – *вершиной рупора*, угол при вершине  $\alpha$  – *углом раскрыва*,  $A_p$ ,  $B_p$  – *размеры раскрыва рупора*.

Электромагнитная энергия от генератора по питающему волноводу поступает к горловине рупора в виде плоского фронта волны (точечная линия на рис. 2.2, а). Большая часть энергии проходит через горловину и распространяется в волновод в виде *расходящейся* волны. Переход от волновода к рупору сопровождается некоторыми искажениями структуры поля в поперечном сечении в сравнении со структурой поля в волновод. В основном это касается распределения фаз, трансформирующего фронт волны в сферический (пунктирная линия на рис. 2.2, а). Амплитудное распределение поля на раскрытии оказывается таким же, как в волновод. Кроме того, небольшая часть энергии отражается от горловины и возвращается по волноводу к генератору. Чем больше угол раскрытия, тем больше коэффициент отражения. Помимо этого, часть энергии отражается на раскрытии рупора от свободного пространства. При этом коэффициент отражения уменьшается с увеличением  $R$  и размеров  $A_p$  и  $B_p$  (рис. 2.2, б), поскольку фазовая скорость волны приближается к скорости света.

Характеристики и параметры рупорных антенн зависят от типа волны в волновод, линейных размеров раскрытия, глубины рупора и частоты.

Точный анализ характеристик и параметров рупорной антенны предполагает решение двух задач – внутренней и внешней. Внутренняя задача заключается в определении распределения поля на раскрытии рупора по заданному полю в волновод, а внешняя задача – определение поля рупорной антенны в дальней зоне по полю на раскрытии рупора с последующим определением ДН, КНД, поляризации.

## 1.2. Амплитудное и фазовое распределения поля на раскрытии рупора

Пирамидальный рупор обычно возбуждается прямоугольным волноводом с основной волной  $H_{10}$ . Поскольку фронт волны в рупоре сферический, а раскрытие плоское, фронт не одновременно достигает всех точек раскрытия. Фаза поля в точке  $Q$  с координатой  $x_Q$  отстает от фазы поля в центре (в точке  $K$ ) на некоторую величину  $\Phi$ , зависящую от  $x_Q$  (рис. 2.3).

Из рис. 2.3 следует:

$$\Phi(x_Q) = -\frac{2\pi}{\lambda}(\rho - R), \quad (2.1)$$

где  $\rho = \sqrt{R^2 + x_Q^2}$ ,

$$-B_p/2 \leq x_Q \leq B_p/2. \quad (2.2)$$

Из выражений (2.1) и (2.2) следует, что при  $x_Q = 0$  фаза  $\Phi(x_Q) = 0$ . Зависимость фазы  $\Phi(x_Q)$  показана на рис. 2.3.

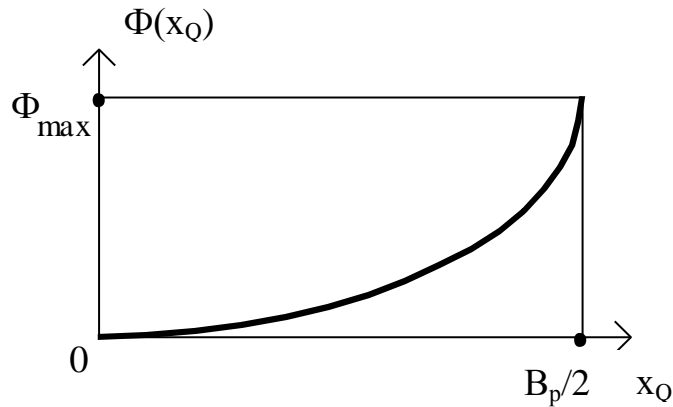


Рис. 2.3. Фазовое распределение поля на раскрыве рупора

Распределение фазы в плоскости  $yz$  (вдоль стороны  $A_p$ ) определяется тем же выражением (2.1), но

$$\rho = \sqrt{R^2 + y_Q^2}, \quad (2.3)$$

$$-A_p/2 \leq y_Q \leq A_p/2, \quad (2.4)$$

а максимальное ее значение на краю раскрыва

$$\Phi_{\max}^y = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + (A_p/2)^2}. \quad (2.5)$$

Структура силовых линий векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  на раскрыве рупора близка к структуре силовых линий в сечении прямоугольного волновода и показана на рис. 2.4. На рисунке показаны также: произвольная точка на раскрыве  $Q$  и ее координаты  $x_Q, y_Q$ ; сечение прямоугольного волновода, который возбуждает рупор; зависимость амплитуды вектора  $\vec{E}$  поля на раскрыве рупора вдоль широкой и узкой сторон прямоугольного волновода в виде эюры –  $E(x_Q)$  и  $E(y_Q)$  (амплитудное распределение вдоль осей  $x$  и  $y$  такое же, как в прямоугольном волноводе с волной  $H_{10}$ ); зависимость фазы  $\Phi(x_Q)$  и  $\Phi(y_Q)$  – фазовые распределения вдоль осей  $x$  и  $y$  в соответствии с ранее рассмотренным законом изменения фазы на раскрыве; максимальные фазовые ошибки на краях раскрыва рупора относительно центра раскрыва в плоскостях  $xz$  и  $yz$  –  $\Phi_{\max}^x$  и  $\Phi_{\max}^y$ .

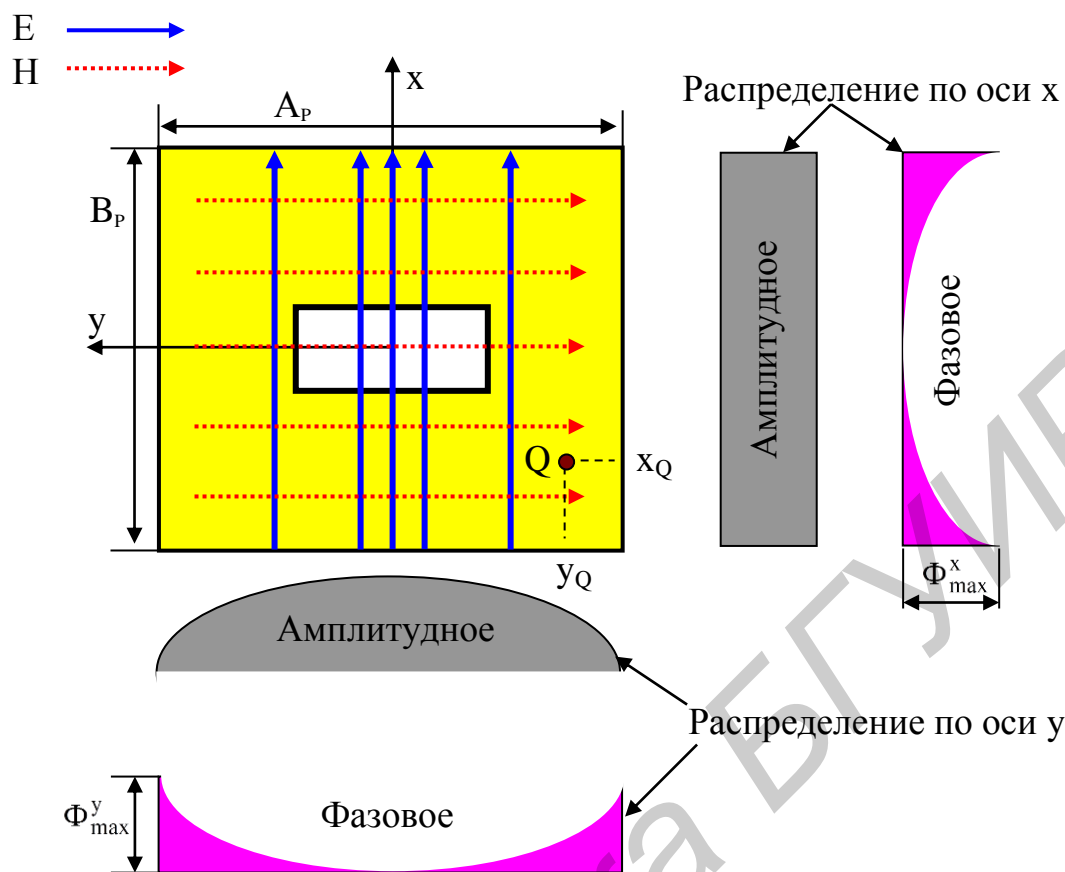


Рис. 2.4. Амплитудно-фазовое распределение на раскрыве рупора

Как известно, в поперечном сечении прямоугольного волновода амплитуда вектора  $\vec{E}$  в зависимости от  $y$  меняется по закону

$$E(y) = E_m \cos\left(\frac{\pi}{a} y_Q\right), \quad (2.6)$$

а от координаты  $x$  не зависит. По аналогии с выражением (2.6) распределение амплитуды вектора  $\vec{E}$  на раскрыве рупора в плоскости  $yz$  равно

$$E(y) = E_m \cos\left(\frac{\pi}{A_p} y_Q\right), \quad (2.7)$$

а в плоскости  $xz$  – равномерное.

Выражения (2.1), (2.2), (2.5), (2.7), описывающие распределение амплитуд и фаз поля на раскрыве рупора, являются приближенным решением внутренней задачи.

### 1.3. Направленные свойства рупорных антенн

Зная поле на раскрыве рупора и используя принцип Гюйгенса-Френеля, можно решить внешнюю задачу и определить поле вне рупора. На рис. 2.5 показаны: рупор; произвольная точка  $Q$  на раскрыве рупора; точка наблюдения  $P$  в дальней зоне; система прямоугольных координат  $x, y, z$ , в которых описывается положение точки  $Q$  на раскрыве рупора, и полярных координат  $R, \theta, \varphi$ , в которых описывается положение точки  $P$ ; векторы  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  поля на оси  $Z$  в дальней зоне;  $dS = dx \cdot dy$  – элементарная часть поверхности раскрыва рупора;  $x_Q, y_Q$  – координаты точки  $Q$ .

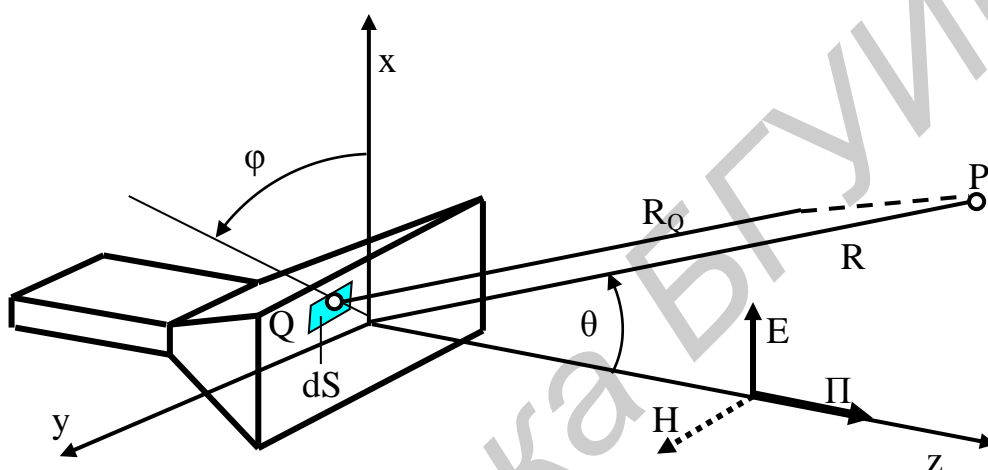


Рис. 2.5. Пирамидальный рупор

Причем, как следует из рис. 2.4 и 2.5,  $-B_p/2 \leq x_Q \leq B_p/2$ ,  $-A_p/2 \leq y_Q \leq A_p/2$ ,  $R_{\min} \leq R < \infty$ ,  $R_{\min}$  – ближняя граница дальней зоны.

Плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{E}$  и ось рупора  $z$ , называется плоскостью  $E$  (на рис. 2.5 это плоскость  $xz$ ), а плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{H}$  и ось  $z$ , называется плоскостью  $H$  (на рис. 2.5 это плоскость  $yz$ ).

В соответствии с принципом Гюйгенса – Френеля поле вне рупора равно сумме полей, создаваемых всеми элементарными площадками раскрыва рупора. В произвольной точке пространства  $P$ :

$$\vec{E} = \int_S d\vec{E}, \quad (2.8)$$

где  $d\vec{E}$  – поле, создаваемое элементарной площадкой  $dS$  (элементарным излучателем Гюйгенса);

$S$  – поверхность раскрыва рупора.

В электродинамике показано, что в дальней зоне

$$dE \approx \frac{E_s(x_Q, y_Q) \exp[j\Phi_s(x_Q, y_Q)]}{2R\lambda} \exp[-jkR_Q](1 + \cos\theta) dS, \quad (2.9)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – коэффициент фазы в свободном пространстве;

$E_s(x_Q, y_Q)$  – закон распределения амплитуд поля на раскрыве рупора (напряженность электрического поля на раскрыве рупора в точке Q).

В соответствии с формулой (2.7)

$$E_s(x_Q, y_Q) = E_m \cos\left(\frac{\pi}{A_p} y_Q\right), \quad (2.10)$$

т. е. поле на раскрыве рупора, возбуждаемого на волне  $H_{10}$ , зависит только от координаты  $y$  (см. рис. 2.4).

$\Phi_s(x_Q, y_Q)$  – закон распределения фаз на раскрыве рупора. Причем

$$\Phi_s(x_Q, y_Q) = \Phi_x(x_Q) + \Phi_y(y_Q). \quad (2.11)$$

Выражения (2.8–2.11) дают решение внешней задачи для рупорной антенны в общем виде.

Рассмотрим сначала результаты решения внешней задачи качественно.

Предположим, что на раскрыве рупора распределение амплитуд и фаз равномерное, т. е.  $E_s(x_Q, y_Q) = E_m$ ,  $\Phi_s(x_Q, y_Q) = 0$ . В этом случае поля всех элементарных излучателей раскрыва в точке наблюдения дальней зоны, расположенной на оси  $z$ , складываются синфазно и поле излучения рупора в этой точке будет максимально возможным. В теории антенн показано, что в этом случае коэффициент направленного действия определяется выражением

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S, \quad (2.12)$$

где  $S$  – площадь раскрыва рупора ( $S = A_p \cdot B_p$ ).

При этом главный лепесток диаграммы направленности (ДН) будет иметь минимальную ширину и ориентирован вдоль оси рупора  $z$ .

Если распределение амплитуд поля на раскрыве такое, как показано на рис. 2.4, амплитуда поля в дальней зоне на оси  $z$  уменьшится. В результате ширина главного лепестка ДН увеличится, направление его в пространстве сохранится, а КНД уменьшится по сравнению со значением (2.12) и будет определяться формулой

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП}_a, \quad (2.13)$$

где  $\text{КИП}_a$  – так называемый *коэффициент использования поверхности* раскрыва, обусловленный неравномерностью амплитудного распределения на раскрыве.

Этот коэффициент меньше единицы. Для косинусоидального амплитудного распределения, определяемого выражением (2.10),  $\text{КИП}_a = 0,81$ .

Так как на раскрыве рупора фазовое распределение тоже неравномерное (см. рис. 2.3), значение поля в дальней зоне на оси  $z$  еще уменьшится по сравнению с предыдущим случаем, ширина главного лепестка ДН возрастет, направление его в пространстве не изменится, а КНД уменьшится и будет определяться выражением

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП}_a \cdot \text{КИП}_\phi, \quad (2.14)$$

где  $\text{КИП}_\phi$  – коэффициент использования поверхности, меньше единицы за счет неравномерности фазового распределения поля на раскрыве.

Чем больше фазовая ошибка на краю раскрыва рупора по сравнению с центром раскрыва –  $\Phi_{\max}$ , тем меньше  $\text{КИП}_\phi$ . Произведение  $\text{КИП}_a$  и  $\text{КИП}_\phi$  называется коэффициентом использования поверхности раскрыва (КИП):

$$\text{КИП} = \text{КИП}_a \cdot \text{КИП}_\phi.$$

КИП меньше единицы за счет неравномерности амплитудного и фазового распределений поля на раскрыве рупора.

**Коэффициент использования поверхности** в общем случае есть отношение плотности потока мощности в направлении главного максимума ДН антенны при произвольном амплитудном и фазовом распределении поля на раскрыве к плотности потока мощности при равномерном амплитудном и фазовом распределении. Очевидно, во втором случае плотность потока мощности будет больше, так как при этом все элементы Гюйгенса на раскрыве возбуждены с одинаковыми амплитудами и фазами и поля их складываются синфазно в дальней зоне на оси рупора. Для такого раскрыва  $\text{КИП} = 1$ .

Как следует из выражения (2.14), направленность излучения рупорной антенны определяется ее размерами: глубиной рупора  $R$ , размерами раскрыва  $A_p$  и  $B_p$  или углом раскрыва  $\alpha$ . Зависимость КНД от размеров иллюстрирует рис. 2.6. Для рупорной антенны характерным является наличие *оптимального* угла раскрыва, соответствующего максимальному значению КНД при фиксированном значении глубины рупора  $R$ . При малых углах раскрыва несинфазность поля в раскрыве незначительна и не оказывает заметного влияния на КНД. Поэтому с увеличением угла раскрыва КНД вначале растет из-за роста размеров  $A_p$  или  $B_p$ , т. е. роста  $S$ . Однако при росте угла раскрыва сверх его оптимального значения из-за значительных фазовых искажений поля на краях рупора по отношению к полю в его центре КНД уменьшается и уровень боковых лепестков возрастает.

При оптимальном угле раскрыва фазовая ошибка на краю раскрыва рупора в плоскости  $E$  равна  $90^\circ$ , а в плоскости  $H$  –  $135^\circ$ . При таких фазовых ошибках в плоскостях  $E$  и  $H$  величина  $\text{КИП}_a \approx 0,64$ , а полный коэффициент использования поверхности, учитывающий неравномерность фазового и амплитудного распределений на раскрыве рупора,  $\text{КИП} \approx 0,5$ .



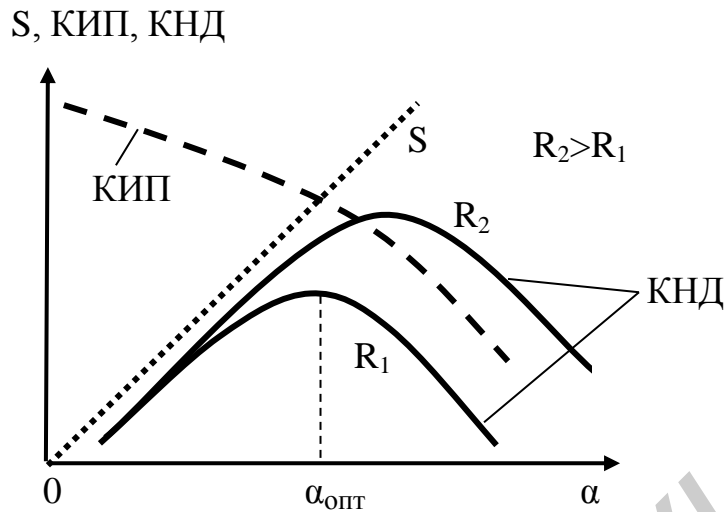


Рис. 2.6. Зависимость КНД от угла раскрыва рупора

Рупор, имеющий оптимальный угол раскрыва (максимальный КНД), называется *оптимальным*. Для оптимального рупора ширина главного лепестка ДН:

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^e \approx 56^\circ \frac{\lambda}{B_p}, \quad (2.15)$$

в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^h \approx 80^\circ \frac{\lambda}{A_p}. \quad (2.16)$$

Максимальный уровень боковых лепестков наблюдается в плоскости E и составляет 34 %.

Из выражений (2.15), (2.16) следует, что при фиксированных размерах рупора ширина главного лепестка ДН уменьшается с уменьшением длины волны  $\lambda$ . Это общая закономерность для всех антенн, если длина волны находится в рабочем диапазоне.

Глубина R оптимального пирамидального рупора, имеющего максимальный КНД и заданные размеры  $A_p$  и  $B_p$ , определяется следующими соотношениями:

для плоскости H

$$R_{\text{опт}}^h = \frac{A_p^2}{3\lambda}, \quad (2.17)$$

для плоскости E

$$R_{\text{опт}}^e = \frac{B_p^2}{2\lambda}. \quad (2.18)$$

Из двух значений глубины рупора берут большее с целью уменьшения фазовой ошибки на краю раскрыва рупора.

**Диаграмма направленности** пирамидального рупора может быть рассчитана путем подстановки выражений (2.9)–(2.11) в (2.8) и последующего интегрирования по поверхности раскрыва и представлена в виде

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta)F_2(\theta, \varphi),$$

где  $F_1(\theta) = (1 + \cos\theta)/2$  – ДН элементарного излучателя Гюйгенса (кардиоида);

$F_2(\theta, \varphi)$  – множитель системы излучателей, определяемой амплитудным и фазовым распределениями на раскрыве.

Если размеры рупора оптимальны, нормированную ДН приближенно можно рассчитывать с учетом фазовой ошибки равной нулю, по следующим выражениям:

в плоскости E

$$F(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{\sin \Psi_e}{\Psi_e}, \quad (2.19)$$

в плоскости H

$$F(\theta) \approx \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{\cos \Psi_h}{1 - \left(\frac{2\Psi_h}{\pi}\right)^2}, \quad (2.20)$$

где  $\Psi_e = \frac{\pi B_p}{\lambda} \sin\theta$ ;

$\Psi_h = \frac{\pi A_p}{\lambda} \sin\theta$ .

Эти формулы дают заниженное значение ширины главного лепестка диаграммы направленности и уровня боковых лепестков, поскольку не учитывают неравномерность фазового распределения, а также частичное отражение энергии от раскрыва и возбуждения на краях раскрыва высших типов волн.

#### 1.4. Направленные свойства секториальных и конических рупорных антенн

Пирамидальный рупор используется обычно для формирования ДН с примерно одинаковой шириной главного лепестка в плоскостях E и H (или с заданной шириной главного лепестка в этих плоскостях). Секториальные рупорные антенны используются для формирования секторной ДН, имеющей существенно разную ширину главного лепестка ДН в плоскостях E и H.

*E*-секториальный рупор в плоскости E имеет равномерное амплитудное и квадратичное фазовое распределения. Ширина главного лепестка ДН в ортогональных плоскостях определяется выражениями

$$2\theta_{0,5}^e \approx 53^\circ \frac{\lambda}{B_p}, \quad (2.21)$$

$$2\theta_{0,5}^h = 68^\circ \frac{\lambda}{A_p}, \quad (2.22)$$

а глубина рупора рассчитывается по соотношению (2.18). Коэффициент использования поверхности раскрыва снижается до 0,79 за счет квадратичного фазового распределения в плоскости Е (при  $\Phi_{\max}^e = -90^\circ$  для оптимального рупора) и дополнительно до 0,64 – за счет косинусоидального амплитудного распределения в плоскости Н.

ДН рупора в плоскости Е такая же, как у пирамидального рупора, и определяется выражением (2.19). В плоскости Н диаграмма направленности такая же, как у открытого конца прямоугольного волновода, однако ДН элементарного излучателя в этом случае определяется как

$$F_1(\theta) = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} + \cos\theta. \quad (2.23)$$

*Н-секториальный* рупор в плоскости Е имеет равномерное амплитудное и фазовое распределения, в плоскости Н – косинусоидальное амплитудное и квадратичное фазовое распределения. Ширина главного лепестка в ортогональных плоскостях определяется как

$$2\theta_{0,5}^e \approx 51^\circ \frac{\lambda}{B_p}, \quad (2.24)$$

$$2\theta_{0,5}^h \approx 80^\circ \frac{\lambda}{A_p}, \quad (2.25)$$

а глубина рупора рассчитывается по соотношению (2.17). Коэффициент использования поверхности раскрыва снижается до 0,79 за счет квадратичного фазового распределения в плоскости Н (при  $\Phi_{\max}^h = -135^\circ$  для оптимального рупора) и дополнительно до 0,64 – за счет косинусоидального амплитудного распределения в плоскости Е.

Диаграмма направленности рупора в плоскости Н такая же, как у пирамидального рупора в этой плоскости (определяется теми же соотношениями). В плоскости Е диаграмма направленности такая же, как у открытого конца прямоугольного волновода, а ДН элементарного излучателя

$$F_1(\theta) = 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2\tilde{a}}\right)^2} \cdot \cos\theta. \quad (2.26)$$

В конических рупорных антеннах обычно используется основная волна круглого волновода  $H_{11}$  с линейной или с круговой поляризацией. Диаграмма направленности конического рупора на этой волне имеет один главный лепесток, ориентированный вдоль оси рупора:

$$F_e(\theta) = F_1(\theta) J_1(kA_k \sin \theta) / (kA_k \sin \theta), \quad (2.27)$$

$$F_h(\theta) = F_1(\theta) J_2(kA_k \sin \theta) / (kA_k \sin \theta)^2, \quad (2.28)$$

где  $J_n$  – функция Бесселя  $n$ -го порядка 1 рода.

Ширина ДН конического рупора в ортогональных плоскостях

$$2\theta_{0,5}^e \approx 60^\circ \frac{\lambda}{d}, \quad (2.29)$$

$$2\theta_{0,5}^h \approx 70^\circ \frac{\lambda}{d}. \quad (2.30)$$

При фазовой ошибке  $108-144^\circ$  глубина конического рупора определяется как

$$R_{\text{опт}} = \frac{d}{2,4\lambda} - 0,15\lambda. \quad (2.31)$$

### 1.5. Конструкции и принцип действия рупорно-линзовых антенн

С целью увеличения КНД рупорных антенн путем устранения квадратичной фазовой ошибки на раскрыве рупора используются линзы. При этом фазовое распределение поля на раскрыве рупора становится равномерным и  $KIP_\phi = 1$ . Для объяснения принципа работы линзы обратимся к рис. 2.2. Как видно, расстояние между вершиной рупора и точкой на раскрыве тем больше, чем дальше точка от центра раскрыва. Для того чтобы электромагнитная волна доходила до всех точек раскрыва за одно и то же время, необходимо:

- либо замедлить электромагнитную волну в рупоре и тем больше, чем ближе точка на раскрыве к его центру;
- либо ускорить электромагнитную волну в рупоре и тем больше, чем дальше точка на раскрыве от его центра.

Первая задача решается с помощью замедляющей линзы, вторая – с помощью ускоряющей линзы.

На рис. 2.7 показана рупорная антенна с замедляющей линзой, на рис. 2.8 – с ускоряющей линзой.

Замедляющая линза выпуклая. В ней фазовая скорость электромагнитной волны меньше, чем в воздухе (в полости рупора). Ускоряющая линза – вогнутая, в ней фазовая скорость электромагнитной волны больше, чем в воздухе. На рис. 2.7 и 2.8 показаны также сферический фронт волны в рупо-

ре; точка Р – вершина рупора; два луча, идущие из точки Р: луч РМN, проходящий через центр раскрыва рупора, и луч РМ<sub>1</sub> N<sub>1</sub>, проходящий к раскрыву не по оси рупора. Линза в раскрыве рупора имеет плоскую поверхность. Поэтому преломляющей поверхностью является внутренняя поверхность линзы. Луч РМ<sub>1</sub> N<sub>1</sub> преломляется при переходе из воздуха, которым заполнен рупор, в материал линзы.

На выходе линзы все лучи параллельны оси рупора, фронтом волны (поверхностью равных фаз) является плоскость, параллельная раскрыву рупора. Все точки этого раскрыва имеют одинаковые фазы (фазовое распределение на раскрыве равномерное). Как видно, геометрическая длина луча РМ<sub>1</sub>N<sub>1</sub> больше, чем луча РМN. Поэтому волну, идущую по короткому лучу РМN, надо замедлить на большем участке пути, чем волну, идущую по лучу РМ<sub>1</sub>N<sub>1</sub>. Поэтому замедляющая линза должна иметь максимальную толщину d в центре, т. е. должна быть выпуклой.

Если фазовая скорость волны в линзе больше, чем в воздухе, то волну, идущую по длинному лучу РМ<sub>1</sub>N<sub>1</sub>, надо ускорить на большем участке пути. Поэтому ускоряющая линза должна быть вогнутой, т. е. иметь максимальную толщину у краев раскрыва.

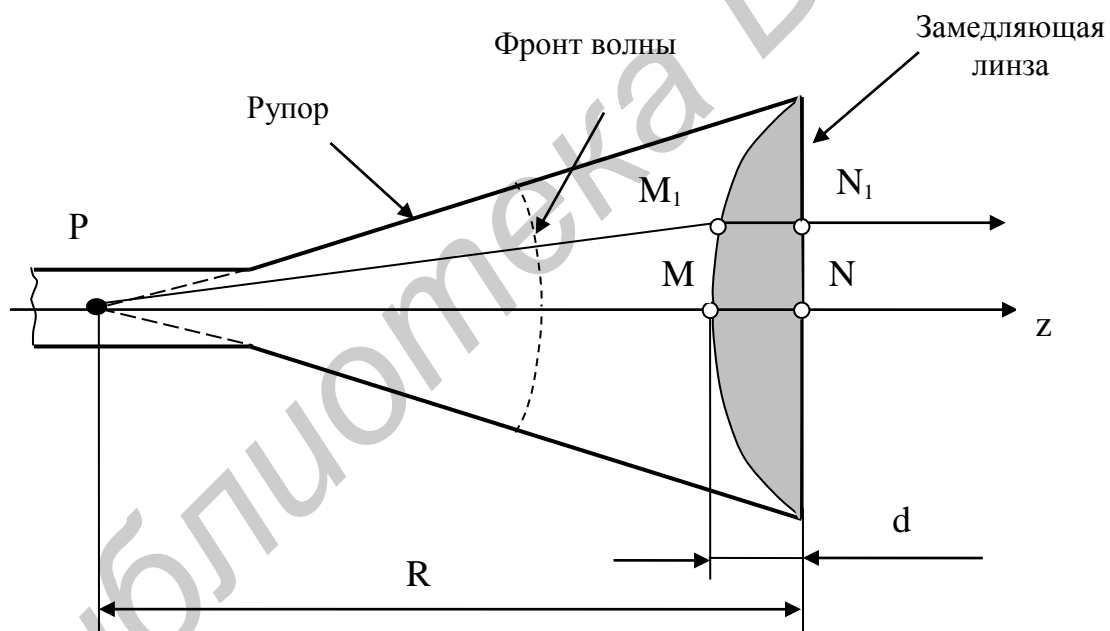


Рис. 2.7. Рупор с замедляющей линзой

Замедляющая линза обычно выполняется из высокочастотного диэлектрика. Фазовая скорость электромагнитной волны в материале линзы меньше скорости света в вакууме (воздухе) и определяется выражением  $V_{\Phi} = c/\sqrt{\epsilon}$ , где  $c$  – скорость света в вакууме,  $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала линзы. Отношение  $n = c/V_{\Phi} = \sqrt{\epsilon}$  называется *показателем преломления*. Величина показателя преломления  $n$  для замедляющей линзы выбирается в пределах 1,1...1,5. При больших значениях  $n$  коэффициент отражения от поверхности линзы получается слишком большим, что ведет к

росту отражения электромагнитной волны от поверхности линзы, уменьшению коэффициента усиления линзовой антенны и росту боковых лепестков.

Помимо диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , в качестве материала линзы используется так называемый искусственный диэлектрик – металоидиэлектрик. Такой материал представляет собой пенистый диэлектрик (например, пенистый полистирол – пенопласт) с  $\epsilon \approx 1$ , в который впрессованы металлические элементы в виде дисков, лент и т. д. Размеры этих элементов намного меньше длины волны, расстояние между ними значительно больше их размеров, но существенно меньше длины волны.

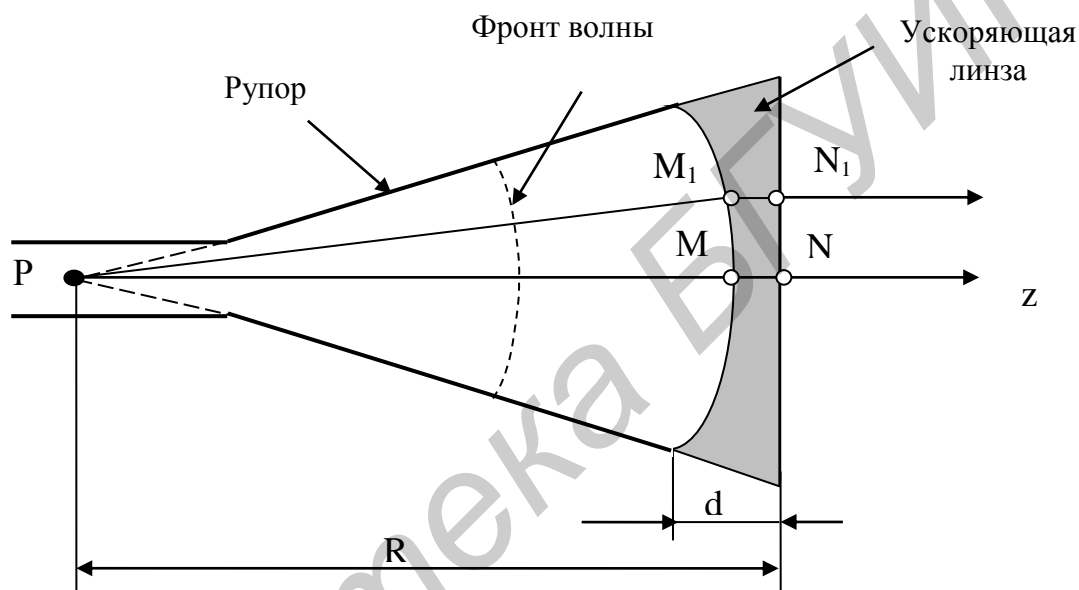


Рис. 2.8. Рупор с ускоряющей линзой

В ускоряющей линзе для получения показателя преломления  $n < 1$  используется то, что в прямоугольном волноводе с основной волной  $H_{10}$  фазовая скорость больше скорости света в свободном пространстве. На рис. 2.9 показано поперечное сечение волновода, поперечные размеры  $a$  и  $b$  и структура силовых линий векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  волны  $H_{10}$ . Фазовая скорость волны  $H_{10}$  не зависит от размера  $b$  и определяется выражением

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (2.32)$$

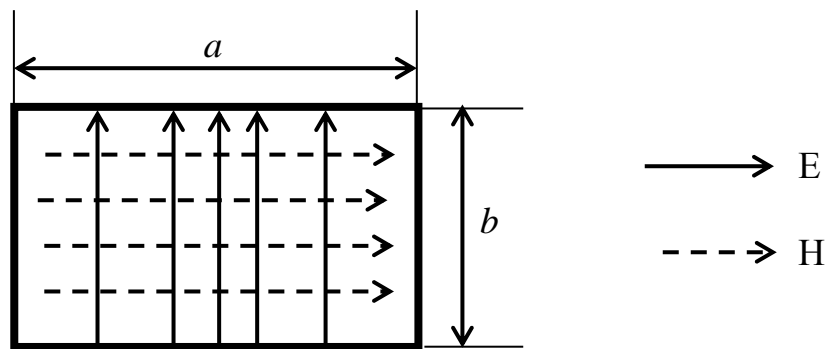


Рис. 2.9. Волна  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе

Поэтому этот размер можно увеличить и получить плоский волновод. Из таких волноводов можно набрать пакет, как показано на рис. 2.10. Этот пакет представляет собой среду, в которой для волны с вектором  $E$ , параллельным стороне  $B$ , фазовая скорость больше скорости света, а показатель преломления меньше единицы и равен

$$n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2} < 1. \quad (2.33)$$

Для уменьшения отражения от линзы показатель преломления ускоряющей линзы выбирается в пределах  $0,7 \dots 0,9$ .

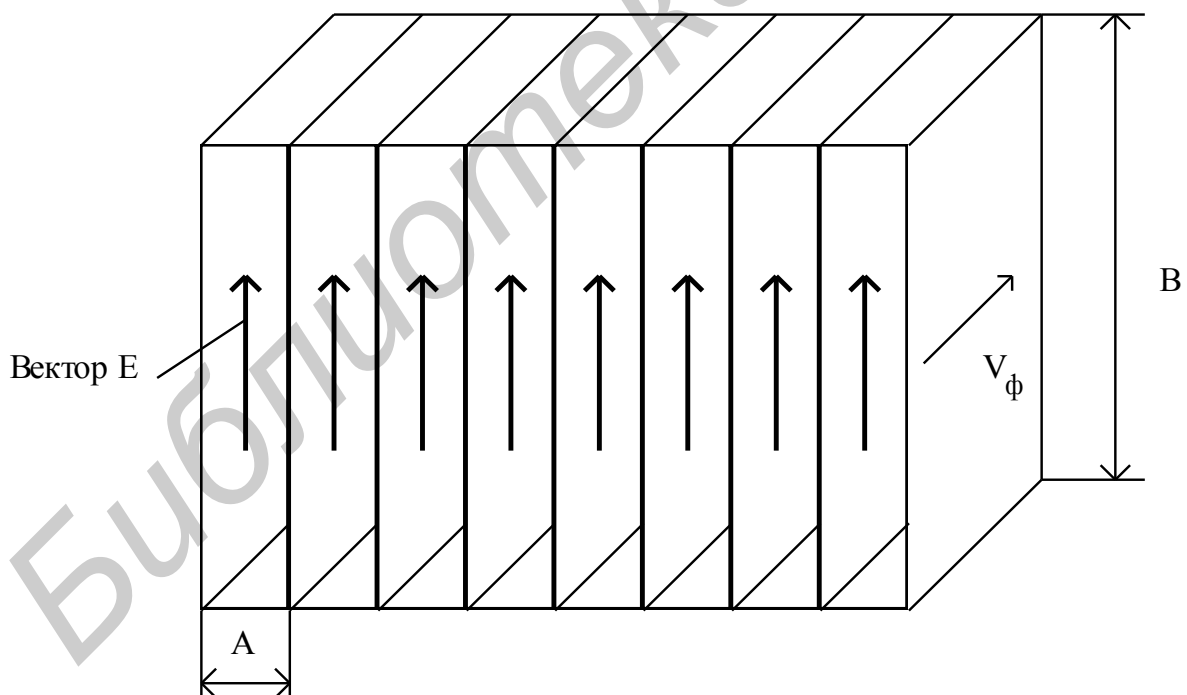


Рис. 2.10. Система прямоугольных волноводов с увеличенным размером стороны  $B$

Такую ускоряющую линзу можно выполнить в виде пластин, параллельных друг другу и параллельных вектору  $\vec{E}$  распространяющейся волны.

Такая линза называется металлопластинчатой. На рис. 2.11 показана цилиндрическая ускоряющая линза, предназначенная для фокусировки в плоскости  $E$  (плоскости  $xz$ ).

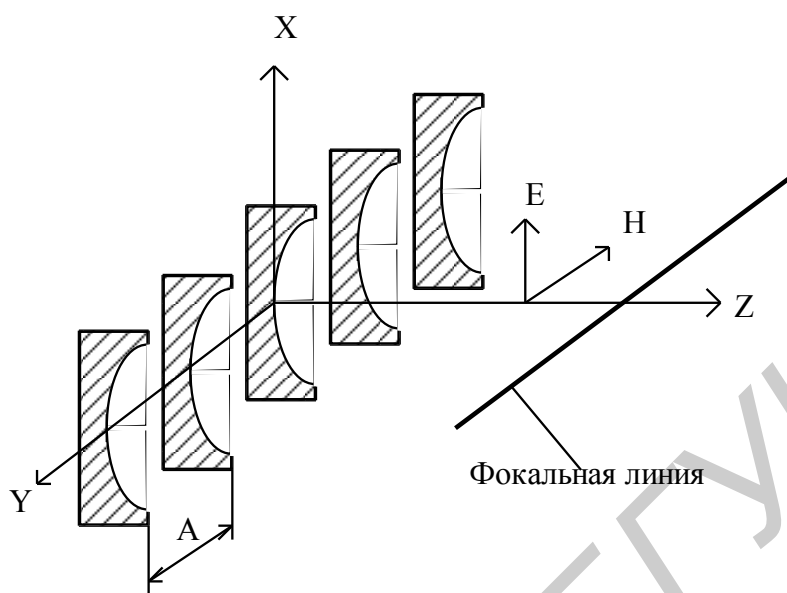


Рис. 2.11. Ускоряющая цилиндрическая линза для фокусировки в плоскости  $E$

На рис. 2.12 показана цилиндрическая ускоряющая линза для фокусировки излучения в плоскости  $H$  (плоскости  $yz$ ). Ширина пластин  $d$  возрастает от центра линзы к краям по закону эллипса.

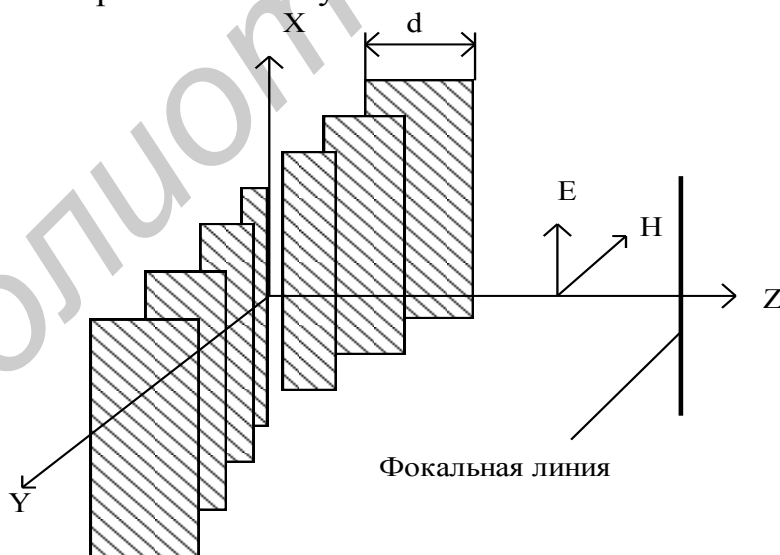


Рис. 2.12. Ускоряющая цилиндрическая линза для фокусировки в плоскости  $H$

Для фокусировки излучения в плоскостях  $E$  и  $H$  в конструкции, показанной на рис. 2.12, необходимо каждую пластину вырезать так, как показано



на рис. 2.11. В такой линзе форма раскрыва может быть прямоугольной, овальной или круглой.

В рупорной антенне фазовое распределение поля на раскрыве зависит от частоты. Поэтому линза компенсирует квадратичную фазовую ошибку (делает раскрыв синфазным) только на одной частоте, и профиль преломляющей поверхности рассчитывается на заданной частоте. На этой частоте КИП рупорной антенны снижается по сравнению с единицей только за счет неравномерного амплитудного распределения. Для косинусоидального в плоскости Н и равномерного в плоскости Е амплитудного распределения ширина главного лепестка определяется выражениями:

в плоскости Е

$$2\theta_{0,5} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{B_p}; \quad (2.34)$$

в плоскости Н

$$2\theta_{0,5} \approx 68^\circ \frac{\lambda}{A_p}. \quad (2.35)$$

Коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП}_a, \quad (2.36)$$

где  $\text{КИП}_a = 0,81$ .

Применение линз в рупорных антеннах позволяет увеличить КНД, уменьшить уровень боковых лепестков (до 1 % по мощности) или при той же направленности значительно уменьшить длину рупора (до 10 раз).

Рупорно-линзовые антенны дают широкие возможности формирования желаемой диаграммы направленности путем изменения профиля поверхностей линзы, величины коэффициента преломления и закона его изменения внутри линзы. К недостаткам РЛА следует отнести ухудшение согласования антенны с питающим фидером, увеличение веса и габаритов антенны, а также увеличение стоимости изготовления.

Помимо рассмотренных здесь замедляющих и ускоряющих линз существуют и другие способы коррекции фазовых ошибок на раскрыве рупора: применение зонированных ускоряющих и замедляющих линз; применение изгиба широкой стенки секториального рупора; замена одного длинного рупора решеткой, состоящей из коротких рупоров, запитанных синфазно; применение рупорно-параболических антенн и др.

## 1.6. Области применения и возможности рупорных антенн

Рупорные и рупорно-линзовые антенны находят применение в миллиметровом, сантиметровом и дециметровом диапазонах волн как самостоятельные антенны, как облучатели линз и зеркал и как элементы фазированных антенных решеток (ФАР). Они обладают следующими достоинствами:

- 1) простота конструкции;
- 2) высокий КПД;
- 3) хорошее согласование с питающим фидером;
- 4) широкополосность;
- 5) возможность независимого формирования ДН в Е- и Н-плоскостях;
- 6) высокая электрическая прочность.

Однако широкое применение рупорных антенн ограничено их существенным недостатком: при больших значениях КНД рупоры получаются громоздкими. Поэтому рупорные антенны без специальных устройств для коррекции фазовых ошибок целесообразно применять для создания ДН шириной на уровне половинной мощности не менее  $(8 - 9)^\circ$ . Однако на дециметровых волнах даже такие ДН получить довольно трудно, т. к. величина раскрыва при этом будет  $(6 - 9)\lambda$ , а длина рупора  $(18 - 27)\lambda$ .

Рупорные антенны с коррекцией фазовых ошибок можно использовать для создания весьма узких ДН (несколько градусов и менее) при приемлемых габаритах. Однако необходимо иметь в виду, что применение корректирующих устройств в рупоре усложняет антенну, КПД ее уменьшается, а согласование с питающим фидером ухудшается.

Рупорные и рупорно-линзовые антенны имеют линейную поляризацию, но с помощью простых устройств можно получить эллиптическую поляризацию.

Рупорные антенны являются широкополосными по согласованию, т. е. входное сопротивление с изменением частоты меняется слабо, однако при этом будут меняться электрические размеры, а, следовательно, ДН и КНД антенны. Поэтому рабочий диапазон рупорной антенны определяется допустимыми пределами изменения ДН и КНД.

Возможности основных типов волноводно-рупорных антенн даны в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Тип антенны	Открытые концы волноводов	Секториальные плоскостные оптимальные рупоры	Пирамидальный и конический оптимальные рупоры
Форма ДН	Однонаправленный широкий лепесток	Веерная	Однонаправленный узкий лепесток
Ширина ДН на уровне $0,1P - 2\theta_{0,1}$	$180^\circ \times 120^\circ$	–	–
на уровне $0,5P - 2\theta_{0,5}$	–	В плоскости расширения до $8^\circ$	до $8^\circ \times 8^\circ$
Уровень боковых лепестков, дБ	Боковые лепестки резко не выражены	– (14 – 9)	– (9 – 12)
КНД	2 – 5	6 – 50	10 – 400
Поляризация	Линейная	Линейная	Линейная

## 2. Измерительная установка и методические указания к работе

Для исследования рупорных и рупорно-линзовых антенн, измерения их параметров и диаграмм направленности используется измерительная установка, структурная схема которой показана на рис. 6 (с. 15). Источником высокочастотного сигнала для исследуемых антенн 3 является СВЧ-генератор на диоде Ганна трехсантиметрового диапазона волн 1 с подключенной к нему передающей рупорной антенной 2. Исследуемые антенны 3 выполнены на основе прямоугольного волновода трехсантиметрового диапазона волн с размерами поперечного сечения  $23 \times 10$  мм. Сигнал, принятый исследуемой антенной, подается на волноводную детекторную секцию 4 и далее на индикаторный прибор 5, представляющий собой многопредельный микроамперметр постоянного тока, снабженный системой блокировки («арретир»).

Детекторная секция представляет собой отрезок прямоугольного волновода сечением  $23 \times 10$  мм с установленным в нем СВЧ-детектором. Подвижный короткозамыкающий поршень на конце волновода служит для настройки детекторной секции при изменении частоты. Поскольку вольт-амперная характеристика детектора близка к квадратичной (если ток детектора не превышает величину  $25\text{--}30\ \mu\text{A}$ , сигнал на индикаторном приборе пропорционален мощности или квадрату напряженности электрического поля в приемной антенне).

В качестве исследуемых антенн в лабораторной работе используются:

- пирамидальные рупорные антенны с различными геометрическими размерами;

- рупорная антенна с замедляющими линзами;
- рупорная антенна с ускоряющими линзами;
- открытый конец прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения 23x10 мм.

Измерения характеристик и параметров антенн производятся в режиме приема.

### 3. Задание и порядок выполнения работы

1. Изучить настоящее методическое пособие, ознакомиться с измерительной установкой и конструкциями исследуемых антенн.

2. Собрать схему установки в соответствии с рис. 6 (С. 14), используя в качестве приемной антенны один из пирамидальных рупоров (с наибольшей площадью раскрыва).

3. Перед включением стенда установить регулятор напряжения диода Ганна генератора на нуль, аттенюатор, регулирующий уровень мощности генератора – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30  $\mu$  А.

4. Включить измерительную установку и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:

- установить напряжение питания диода Ганна (10–11) В по вольтметру на панели генератора;

- по шкале на волноводе генератора и градуировочному графику установить заданную частоту;

- включить индикаторный прибор в сеть, снять с арретира и подключить к нему выход детекторной секции;

- совместить оси передающей и приемной антенн с учетом поляризации поля и установить аттенюатором генератора такой уровень мощности, чтобы стрелка индикаторного прибора отклонялась во вторую половину шкалы;

- перемещая короткозамыкающий поршень детекторной секции, добиться максимального отклонения стрелки индикатора, регулируя при этом уровень мощности генератора с помощью аттенюатора таким образом, чтобы при установке антенны в направлении главного максимума ток детектора не превышал значения 30  $\mu$  А.

5. Измерить диаграммы направленности в плоскости Н двух рупорных антенн с разными размерами раскрыва. Для этого установить риску начала отсчета на стойке приемной антенны напротив деления 0° шкалы и снять зависимость тока индикатора от угла поворота  $\theta$  антенны вокруг оси стойки. Угол  $\theta$  изменять от 0° до 360°. Интервал изменения  $\theta$  выбирать самостоятельно в зависимости от скорости и характера изменения тока. При каждой смене

исследуемой антенны необходимо осуществлять подстройку детекторной секции с помощью короткозамыкающего поршня по максимуму тока детектора.

Результаты измерений занести в таблицу. Пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности.

6. Измерить КНД антенн методом сравнения с эталонной антенной. В качестве эталонной антенны использовать открытый конец прямоугольного волновода, а его КНД рассчитать теоретически.

7. Определить поляризацию заданных рупорных антенн. Измерить коэффициент эллиптичности.

8. Изменить поляризацию передающей и приемной антенн на  $90^\circ$  и снять диаграмму направленности заданной антенны в плоскости Е. Результаты измерений занести в таблицу, пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности.

9. Измерить диаграммы направленности и КНД заданных преподавателем рупорно-линзовых антенн без линзы и с линзой. Результаты измерений ДН свести в таблицы, пронормировать и построить в прямоугольной системе координат.

10. Снять диаграммы направленности открытого волновода в Е- и Н-плоскости, пронормировать и построить в прямоугольной системе координат.

11. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН исследованных антенн и сравнить с полученной экспериментально.

12. Исходя из размеров исследованных антенн, теоретически рассчитать КНД и сравнить с измеренными значениями.

#### **4. Содержание отчета**

1. Название и цель работы.
2. Структурная схема установки с указанием используемых измерительных приборов.
3. Перечень исследуемых антенн, их эскизы с указанием основных размеров.
4. Экспериментальные результаты измерений диаграмм направленности антенн, сведенные в таблицы, результаты измерений параметров.
5. Нормированные диаграммы направленности всех исследованных антенн, построенные в прямоугольной системе координат.
6. Результаты теоретических расчетов характеристик и параметров антенн.
7. Выводы по проделанной работе с оценкой полученных результатов и возможных погрешностей измерений.

*Примечание.* Результаты измерения ДН можно обработать на компьютере с использованием специальной программы. Описание программы находится на рабочем столе.

## 5. Контрольные вопросы

1. Определение и физический смысл основных параметров и характеристик антенн в режиме приема и режиме передачи.
2. Связь КНД и ширины главного лепестка ДН и уровня боковых лепестков.
3. Методика измерения диаграммы направленности коэффициента направленного действия, коэффициента эллиптичности.
4. Элемент Гюйгенса. Принцип работы апертурных антенн.
5. Конструкции и принцип работы рупорных антенн.
6. Внутренняя и внешняя задачи анализа рупорных антенн.
7. Амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве пирамидального рупора.
8. Амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве Е-секториального и Н-секториального рупоров.
9. Коэффициент направленного действия и коэффициент использования поверхности рупорной антенны.
10. Зависимость КНД и КИП антенны от угла раскрыва рупора.
11. Оптимальный рупор, критерий оптимальности, параметры ДН и КНД оптимального рупора.
12. Диаграмма направленности пирамидального рупора.
13. Направленные свойства секториальных и конических рупоров.
14. Способы коррекции фазовых ошибок на раскрыве рупора.
15. Назначение и принцип работы линзы в раскрыве рупора.
16. Устройство, принцип работы и параметры замедляющих линз различных типов.
17. Устройство, принцип работы и параметры ускоряющих линз.
18. Области применения, достоинства и недостатки рупорных и рупорно-линзовых антенн.

## 6. Методические материалы для подготовки к работе

### Литература

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М. : Высш. шк., 1988.
2. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.

3. Юрцев, О. А. Резонансные и апертурные антенны: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 2 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2001.

4. Драбкин, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974.

#### Электронные средства обучения

1. ЭУМКД «Антенны и устройства СВЧ».
2. Программа ПЭВМ «Rupor».

Библиотека БГУИР

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

### Цель работы

Изучить конструкцию и принцип работы однозеркальной антенны. Исследовать зависимость параметров диаграммы направленности и КНД от смещения облучателя по фокальной оси и в фокальной плоскости. Изучить принцип сканирования в зеркальной антенне. Изучить методику измерения ДН и КНД.

### 1. Общие теоретические сведения

Зеркальные антенны относятся к классу апертурных антенн, т. е. антенн, излучающих с раскрыва, и используются как средне- и высоконаправленные антенны в диапазонах миллиметровых, сантиметровых, дециметровых волн и в отдельных случаях – в диапазоне метровых волн.

Широкое использование зеркальных антенн объясняется простотой конструкции, высоким КПД, хорошими диапазонными свойствами, возможностью получения почти любого применяемого на практике типа диаграммы направленности, малой шумовой температурой и т. д.

Зеркальные антенны могут быть одно-, двух- или многозеркальными. Наиболее простой является однозеркальная антенна с отражателем в виде параболоида полного профиля.

#### 1.1. Однозеркальная антенна

Устройство и принцип работы однозеркальной антенны поясняет рис. 3.1. Основными элементами антенны являются зеркало 1 и облучатель 2. Зеркало представляет собой сплошную или сетчатую металлическую поверхность в виде параболоида вращения или параболического цилиндра, а в качестве облучателя обычно используется слабонаправленная антенна (открытый конец прямоугольного или круглого волноводов, рупорные, вибраторные, щелевые антенны, антенны бегущей волны, малоэлементные антенные решетки).

Параболическое зеркало образуется вращением параболы вокруг оси z. Такое зеркало называется параболоидом вращения полного профиля. В сферической системе координат (начало координат совпадает с фокусом параболоида) параболоид вращения определяется уравнением

$$R = \frac{2f}{1 + \cos \psi} \quad (3.1)$$



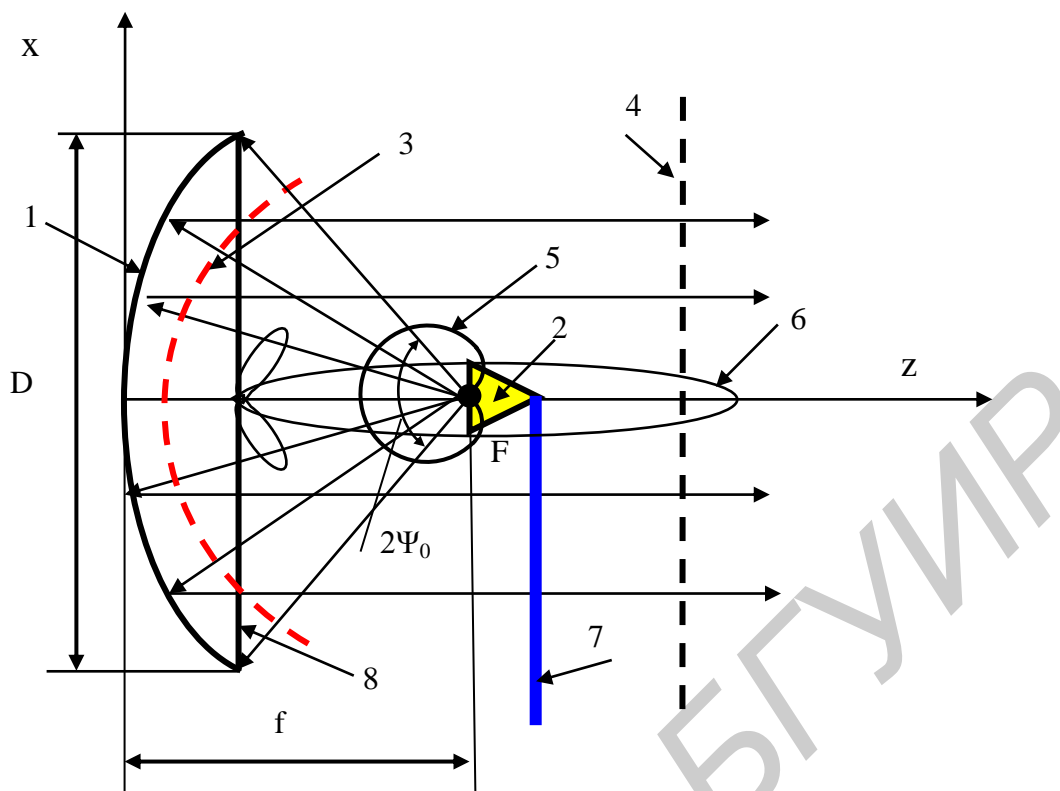


Рис. 3.1. Принцип работы зеркальной антенны:  
 1 – зеркало, 2 – облучатель, 3 – сферический фронт волны облучателя, 4 – плоский фронт отраженной волны, 5 – диаграмма направленности облучателя, 6 – ДН зеркальной антенны, 7 – линия передачи, 8 – плоскость раскрыва зеркала

Основные геометрические параметры параболоида вращения:  $D$  – диаметр зеркала,  $f$  – фокусное расстояние. Точка  $F$  – фокус параболоида. Ось  $z$ , проходящая через фокус  $F$  и вершину зеркала, называется фокальной осью. Часть плоскости, ограниченная кромкой параболоида, называется раскрывом зеркала  $s$ , а диаметр зеркала определяет угол раскрыва  $2\Psi_0$ .

В зависимости от соотношения радиуса  $R = D/2$  зеркала и фокусного расстояния  $f$  различают зеркала (рис. 3.2):

- мелкие (длиннофокусные), когда  $R = D/2 < 2f$  ( $\psi_0 < \pi/2$ ) – рис. 3.2, а;
- средние, когда  $R = D/2 = 2f$  ( $\psi_0 = \pi/2$ ) – фокус лежит в плоскости раскрыва (рис. 3.2, б);
- глубокие (короткофокусные), когда  $R = D/2 > 2f$  ( $\psi_0 > \pi/2$ ) – рис. 3.2, в.

В зеркальных антеннах используются оптические свойства радиоволн. Геометрические свойства параболы таковы, что лучи, направляемые из фокуса и отражаемые от параболы, становятся параллельными оси параболы, так что длина пути от фокуса до параболы и затем до линии раскрыва, проходящей через края параболы, одинакова для любого угла  $\Psi$ . Таким образом, в раскрыве параболической антенны образуется синфазная поверхность и из-

лучение антенны становится остронаправленным. В результате увеличивается коэффициент направленного действия (КНД), причем он пропорционален площади раскрыва зеркала  $S$ .

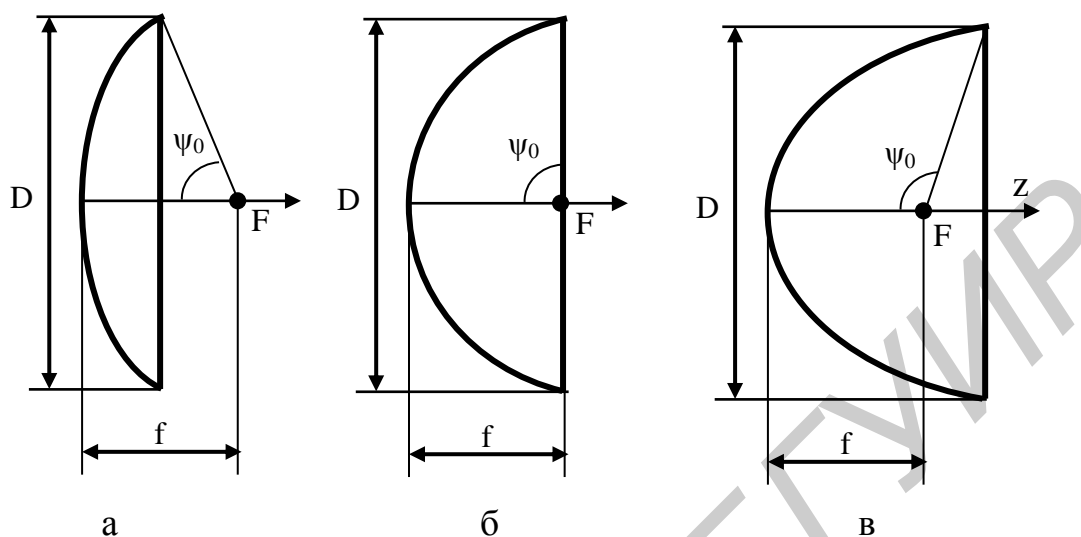


Рис. 3.2. Зеркала различной глубины:

а – мелкое (длиннофокусное); б – среднее; в – глубокое (короткофокусное)

При таком пояснении принципа действия зеркальной антенны не учитывается дифракция поля на кромке зеркала, форма диаграммы направленности облучателя, затенение зеркала облучателем и ряд других факторов. Более точно можно пояснить принцип действия зеркальной антенны, рассматривая распределение амплитуд и фаз поля на раскрыве зеркала после отражения от его поверхности (рис. 3.3).

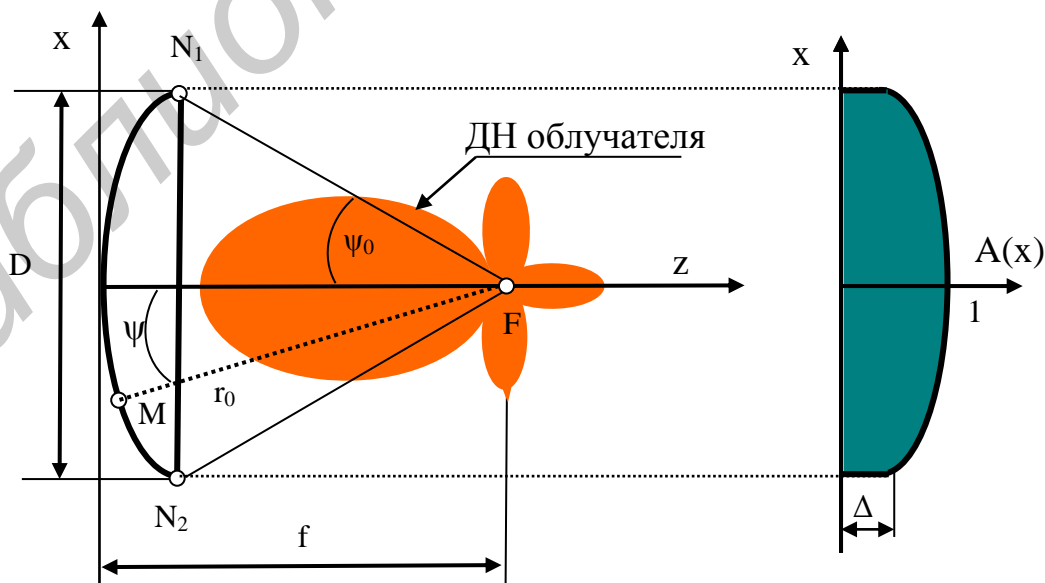


Рис. 3.3. Диаграмма направленности облучателя и амплитудное распределение на раскрыве зеркала

На рис. 3.3 показано параболическое зеркало, точка фокуса  $F$ , угол раскрытия зеркала относительно фокуса  $2\psi_0$ , ДН облучателя  $F_{об}(\psi)$ , сферические координаты точки  $M$  на поверхности зеркала  $r$  и  $\psi$  с началом в точке фокуса  $F$ , распределение нормированной амплитуды поля на раскрытии зеркала  $A(x)$ . ДН облучателя имеет максимум, ориентированный на вершину зеркала, поэтому в центре раскрытия поле, отраженное от зеркала, максимально и равно  $E_{max}$ . В других точках раскрытия поле имеет значение  $E(x) < E_{max}$ . Под нормированным амплитудным распределением поля на раскрытии  $A(x)$  понимается отношение  $E(x)/E_{max}$ . Очевидно, в центре раскрытия при  $x = 0$  нормированная амплитуда  $A(x) = 1$ . На кромке зеркала уровень поля минимален, его нормированное значение на рис. 3.3 обозначено символом  $\Delta$  ( $\Delta$  – уровень подставки в амплитудном распределении). В зависимости от ширины главного лепестка ДН облучателя величина  $\Delta$  находится в интервале  $0 \dots 1$ .

Свойством параболического зеркала является постоянство суммы расстояний от точки фокуса  $F$  до точки  $M$  на поверхности зеркала и от точки  $M$  до точки  $N$  на раскрытии зеркала при любых углах  $\psi$  (см. рис. 3.3). В результате во всех точках раскрытия фазы поля оказываются одинаковыми и поля всех элементов раскрытия (элементов Гюйгенса) складываются в фазе в точке дальней зоны, расположенной на оси зеркала. Происходит фокусировка излучения облучателя в узкий луч, ширина которого тем меньше, чем больше диаметр зеркала. Главный максимум ДН зеркала ориентирован перпендикулярно фронту плоской волны, отраженной от поверхности зеркала, т. е. раскрытию зеркала. КНД зеркала возрастает пропорционально площади раскрытия зеркала  $S$ .

**Коэффициент направленного действия** зеркальной антенны определяется выражением

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП} \cdot K_p, \quad (3.2)$$

где  $S$  – площадь раскрытия зеркала;  
 $\lambda$  – длина волны;

$K_p$  – коэффициент перехвата мощности, определяемый выражением

$$K_p = \frac{P_3}{P_{об}}, \quad (3.3)$$

где  $P_{об}$  – мощность, излученная облучателем;

$P_3$  – мощность, излученная облучателем и попавшая на зеркало.

КИП – коэффициент использования поверхности – параметр, определяемый взаиморасположением облучателя и зеркала. Численно это есть отношение плотности потока мощности в направлении главного максимума ДН зеркала при произвольном амплитудном и фазовом распределении поля на раскрытии к плотности потока мощности при равномерном амплитудном и фазовом распределениях. Очевидно, во втором случае плотность потока мощности будет больше, так как при этом все элементы Гюйгенса на раскры-

ве возбуждены с одинаковыми амплитудами и фазами и поля их складываются синфазно в дальней зоне на оси зеркала. Для такого раскрыва КИП = 1. При всех других амплитудных и фазовых распределениях поля на раскрыве КИП < 1.

Произведение КИП · К<sub>р</sub> называется коэффициентом эффективности зеркальной антенны – К<sub>эф</sub>. Чем больше ширина главного лепестка ДН облучателя, тем больше уровень поля на краю раскрыва зеркала Δ, и тем более равномерно распределение амплитуд на раскрыве и больше КИП. Однако при этом увеличивается часть мощности, излучаемой облучателем, которая попадает за пределы раскрыва зеркала, и уменьшается коэффициент перехвата мощности. В связи с этим при увеличении Δ величина К<sub>эф</sub> сначала растет за счет увеличения КИП, а затем, достигнув максимума, уменьшается за счет уменьшения К<sub>р</sub>. Так же меняется и КНД при увеличении Δ. Это иллюстрируется графиками на рис. 3.4.

Величина Δ<sub>опт</sub>, соответствующая максимуму КНД, зависит от отношения фокусного расстояния f к диаметру зеркала D. Обычно применяются зеркала с величиной f / D = 0,3...0,6. В этом случае Δ<sub>опт</sub> = 0,25...0,35.

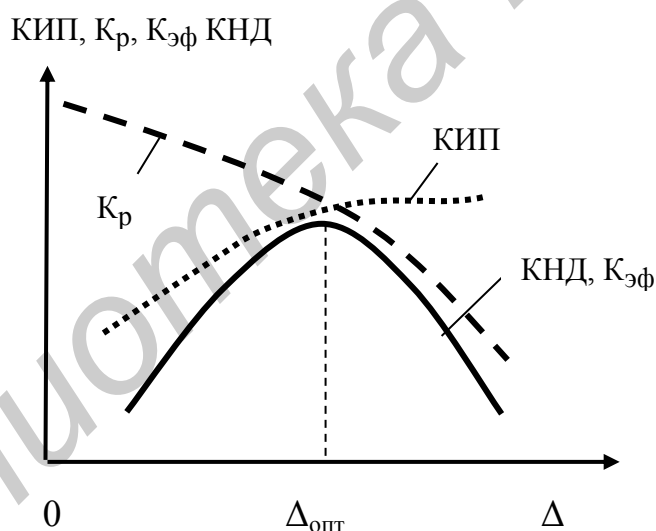


Рис. 3.4. Зависимость КНД от амплитудного распределения поля на раскрыве зеркала

При оптимальной величине Δ ширина главного лепестка ДН определяется выражением

$$2\theta_{0,5} = (60...70)^\circ \frac{\lambda}{D}. \quad (3.4)$$

Максимальный уровень боковых лепестков составляет –23...–24 дБ.

**Примечание.** При известном значении уровня боковых лепестков  $F_{\text{бм}}$ , его значение в децибелах определяется по формуле  $F_{\text{бм}} (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg F_{\text{бм}}$ .

*Диаграмма направленности* зеркальной антенны определяется общим выражением

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta)F_2(\theta, \varphi), \quad (3.5),$$

где  $F_1(\theta) = (1 + \cos\theta)/2$  – диаграмма направленности элементарного излучателя Гюйгенса;

$F_2(\theta, \varphi)$  – множитель системы излучателей, определяемый амплитудным и фазовым распределением на раскрыве зеркала.

При неравномерном амплитудном распределении поля на круглом раскрыве и осесимметричной ДН облучателя расчет множителей системы можно выполнить по следующей приближенной формуле:

$$F_2(\theta) = \Delta \Lambda_1(\Psi) + \frac{1 - \Delta}{n + 1} \Lambda_{n+1}(\Psi), \quad (3.6)$$

где  $\Delta$  – уровень подставки в амплитудном распределении на краю раскрыва зеркала;

$n = 1, 2, 3$  – определяет скорость спада амплитудного распределения от центра раскрыва к краю;

$$\Psi = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta;$$

$\Lambda_1(\Psi)$ ,  $\Lambda_{n+1}(\Psi)$  – лямбда-функции порядка  $m = 1$  и  $m = n + 1$

Параметры зеркальной антенны зависят от положения облучателя относительно фокуса. При смещении облучателя из фокуса меняются амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве зеркала. В большей степени на параметры зеркальной антенны влияет фазовое распределение. Рассмотрим, к каким изменениям параметров антенны ведет смещение облучателя из фокуса.

1. *Смещение облучателя в фокальной плоскости.* Фокальной называется плоскость, проходящая через фокус и параллельная плоскости раскрыва. На рис. 3.5 показана зеркальная антенна, в которой облучатель смещен вдоль оси  $x$  на величину  $x_0$ .

В этом случае расстояние  $R_1$  от точки расположения облучателя до верхнего края зеркала (точки  $N_1$ ) меньше, чем расстояние  $R_2$  от точки расположения облучателя до нижнего края зеркала (точки  $N_2$ ). Поэтому фаза поля на раскрыве в точке  $N_2$  отстает, а в точке  $N_1$  – опережает фазу поля в центре раскрыва. Фазовое распределение на раскрыве становится близким к линейному (см. рис. 3.5). В результате главный максимум ДН зеркала отклоняется в сторону уменьшения фазы на раскрыве, т. е. в сторону, противоположную смещению облучателя. На рис. 3.5 показан угол отклонения облучателя  $\alpha$  и угол отклонения главного максимума ДН зеркала  $\beta$  от фокальной оси.

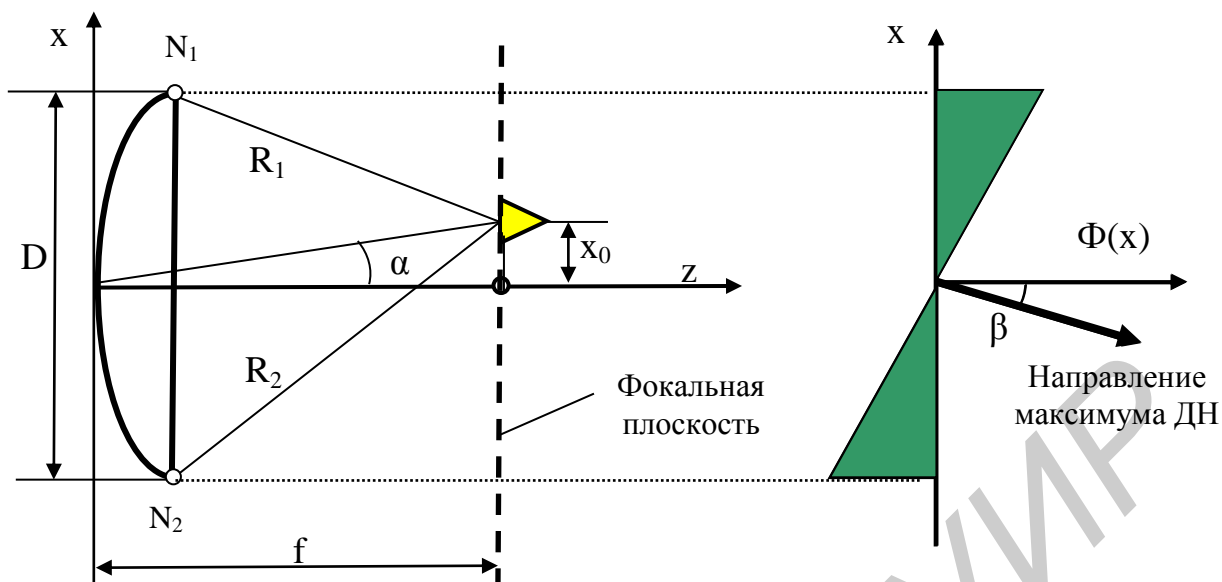


Рис. 3.5. Смещение облучателя из фокуса в фокальной плоскости

Отношение  $\beta/\alpha$  называется коэффициентом редукии  $K_{ред}$ . Этот коэффициент меньше единицы, т. к. при смещении облучателя в фокальной плоскости на раскрыве появляется не только линейное фазовое распределение, но и кубическое, которое приводит к противоположному смещению главного максимума ДН зеркала и возрастанию боковых лепестков. Однако если  $\beta$  не более 2...3 значений ширины главного лепестка ДН зеркала, величина  $K_{ред}$  близка к единице. Перемещение ДН антенны в пространстве за счет смещения облучателя называется электромеханическим сканированием.

2. Смещение облучателя вдоль фокальной оси. На рис. 3.6 показано смещение облучателя вдоль фокальной оси (оси  $z$ ) на величину  $z_0$ .

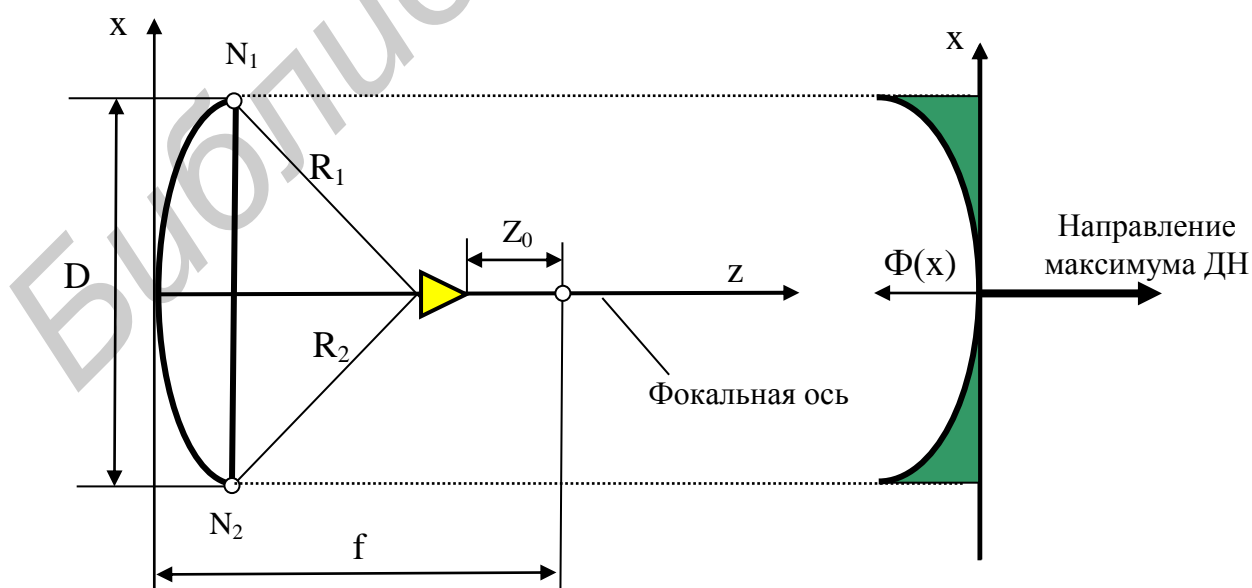


Рис. 3.6. Смещение облучателя вдоль фокальной оси

При этом в точках  $N_1$  и  $N_2$  фазы поля на раскрыве будут одинаковыми, но будут отставать от фазы поля в центре раскрыва и фазовое распределение на раскрыве будет близко к квадратичному. В результате КИП и КНД уменьшатся, главный лепесток ДН расширится, направление главного максимума в пространстве не изменится, уровень боковых лепестков возрастет.

## 1.2. Зеркальные антенны с отражателями в виде вырезок из параболоида вращения

В зеркальной антенне с параболоидом полного профиля облучатель расположен в максимуме поля волны, отраженной от зеркала. Это приводит к тому, что часть мощности волны, отраженной от зеркала, попадает в облучатель и в линию, возбуждающую облучатель. В результате ухудшается согласование облучателя с линией передачи. Это явление называется реакцией зеркала на облучатель. Одним из способов уменьшения реакции зеркала является применение в качестве зеркала несимметричной вырезки из параболоида вращения. Кроме того, вырезки из параболоида вращения используются для формирования диаграмм направленности с разной шириной главного лепестка в двух ортогональных плоскостях. На рис. 3.7 показана несимметричная внеосевая вырезка (заштрихована).

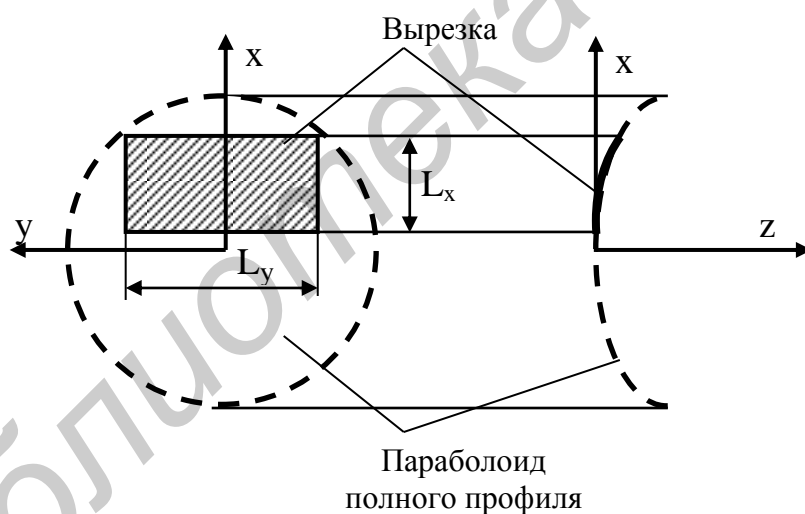


Рис. 3.7. Несимметричная внеосевая вырезка из параболоида вращения

На рис. 3.8 показана симметричная осевая вырезка из параболоида вращения. На рис. 3.9 показан ход лучей в зеркальной антенне с несимметричной внеосевой вырезкой из параболоида вращения и диаграмма направленности облучателя.

Форма контура вырезки может быть прямоугольной, эллиптической, овальной. Обычно она соответствует постоянному на контуре уровню поля облучателя. Для обеспечения максимума КНД этот уровень выбирается либо приблизительно 0,3 от максимума в центре раскрыва, либо  $-10$  дБ по отно-

шению к максимуму. На рис. 3.7 и 3.8 показаны размеры вырезки вдоль осей X и Y –  $L_x$  и  $L_y$ .

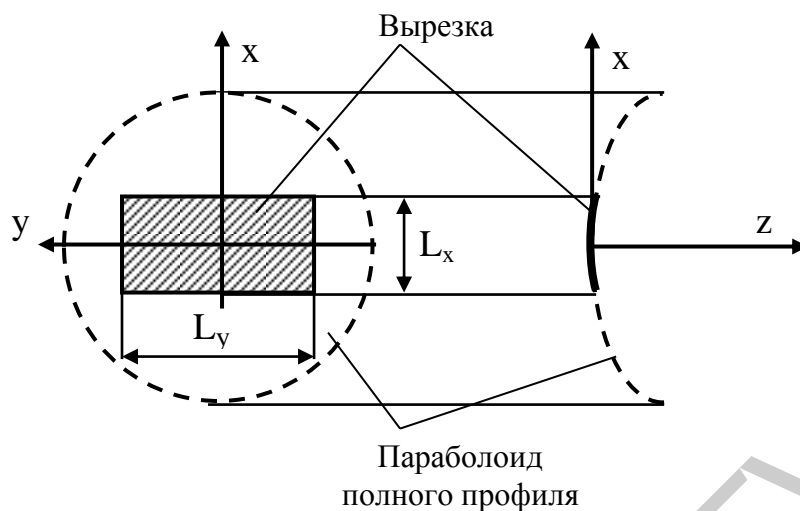


Рис. 3.8. Симметричная вырезка из параболоида вращения

На рис. 3.9 показаны точка O – вершина параболоида и точка F – фокус параболоида. Как видно, все лучи волны, отраженной от зеркала, проходят мимо облучателя.

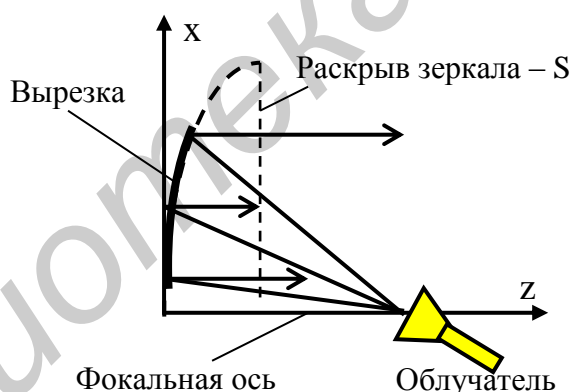


Рис. 3.9. Ход лучей в антенне с внеосевой вырезкой из параболоида вращения

На раскрытие зеркал в виде вырезок из параболоида вращения (поверхность S на рис. 3.9) фазовое распределение равномерное, амплитудное распределение делается комбинированным, спадающим к краям зеркала до уровня  $\Delta$ , и, по возможности, симметричным относительно центра раскрытия. Это достигается выбором ширины главного лепестка диаграммы направленности облучателя и ориентацией главного максимума диаграммы направленности относительно фокальной оси зеркала. Поскольку расстояния от фокуса до нижней и верхней кромок вырезки разные, не удастся сделать амплитудное распределение точно симметричным относительно центра раскрытия.



Асимметрия амплитудного распределения приводит к некоторому расширению главного лепестка диаграммы направленности антенны и к росту боковых лепестков. Несимметричные вырезки обычно используются, если размер раскрыва не превосходит  $(50 - 60)\lambda$ .

Вырезки из параболоида вращения применяются, если ширина главного лепестка в двух плоскостях различается не более чем в 4–5 раз.

### 1.3. Параболоцилиндрическая антенна (ПЦА)

ПЦА используется, если ширина главного лепестка в двух плоскостях различается более чем в 4–5 раз. В такой антенне в качестве зеркала применяется параболический цилиндр. Схематически антенна показана на рис. 3.10.

Параболический цилиндр образуется при параллельном перемещении прямой (образующей параболического цилиндра) по параболе (направляющей параболического цилиндра). Плоскость  $yz$  на рис. 3.10 называется плоскостью образующей – в ней цилиндр не имеет криволинейного профиля. Плоскость  $xz$  называется плоскостью направляющей, или плоскостью профиля. В этой плоскости профиль цилиндра параболический. В отличие от параболоида вращения параболический цилиндр имеет фокальную линию, а не точку фокуса. На рис. 3.10 показаны:  $f$  – фокусное расстояние цилиндра (фокусное расстояние параболы – направляющей цилиндра);  $L_x$ ,  $L_y$  – размеры раскрыва цилиндра в плоскости профиля и в плоскости образующей.

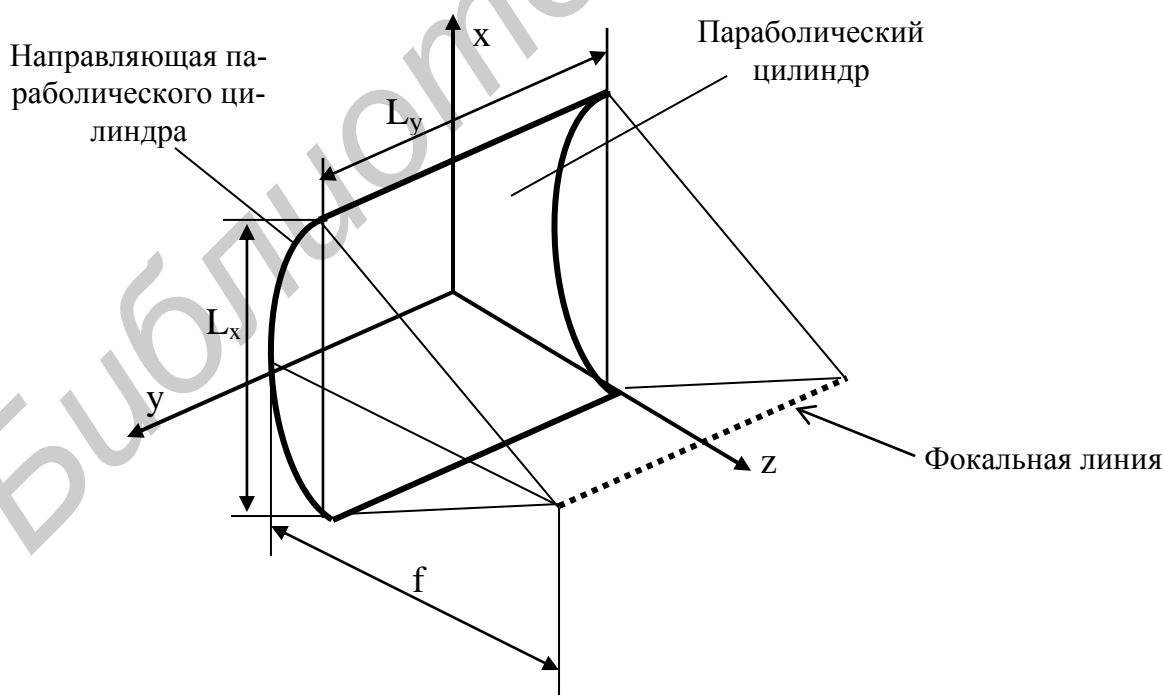


Рис. 3.10. Параболический цилиндр

В качестве облучателя цилиндра используются линейные антенны (антенные решетки, секториальные рупорные антенны), излучающие волны с цилиндрическим фронтом. Причем в плоскости образующей ( $yz$ ) зеркало (параболический цилиндр) не изменяет диаграмму направленности облучателя и только изменяет направление главного максимума на  $180^\circ$ . В плоскости профиля ( $xz$ ) происходит трансформация цилиндрического фронта волны облучателя в плоский. В результате на раскрыве зеркала фазовое распределение становится равномерным, если облучатель расположен на фокальной линии.

Амплитудное распределение в плоскости профиля делается комбинированным, спадающим к краям раскрыва до уровня  $\Delta$  путем подбора размеров облучателя. В плоскости образующей амплитудное распределение такое же, как на облучателе вдоль оси  $y$ .

В целом амплитудно-фазовое распределение – разделяющееся по осям  $x$  и  $y$ . Поэтому диаграмма направленности в плоскости  $yz$  такая же, как у облучателя в этой плоскости, с максимумом, ориентированным вдоль оси  $z$  (за счет отражения от зеркала). В плоскости  $xz$  диаграмма направленности такая же, как у линейной антенны длиной  $L_x$  с комбинированным амплитудным и равномерным фазовым распределениями.

Пересчет диаграммы направленности облучателя в плоскости  $xz$  в амплитудное распределение на раскрыве зеркала в этой плоскости производится аналогично зеркальной антенне с параболоидом полного профиля с учетом того, что в цилиндрической волне облучателя амплитуда поля в зависимости от расстояния  $r$  меняется по закону  $1/\sqrt{r}$ .

Параболоцилиндрические антенны для уменьшения реакции зеркала на облучатель также делаются с внеосевыми вырезками.

Сканирование в параболоцилиндрических антеннах осуществляется в плоскости образующей ( $yz$ ) за счет использования в линейном облучателе вдоль оси  $y$  линейного фазового распределения.

#### 1.4. Двухзеркальные антенны

Однозеркальная антенна имеет существенный недостаток, который проявляется особенно ощутимо, если фокусное расстояние значительно больше длины волны. Недостаток заключается в том, что к облучателю необходимо подводить возбуждающую линию большой волновой длины, идущую к передатчику или к приемнику. При больших волновых размерах антенны эта линия получается большой длины, находится в поле волны, отраженной от зеркала, затеняет часть раскрыва, на ней происходит рассеяние поля, что ведет к росту боковых лепестков. Кроме того, в сканирующих зеркальных антеннах перемещение облучателя относительно фокуса требует перемещения и линии, что ведет к усложнению конструкции антенны. Для устранения этого недостатка используют двухзеркальные антенны.

**Двухзеркальная антенна Кассегрена** состоит из трех основных элементов: главного зеркала (рефлектора) – параболоида вращения полного профиля, вспомогательного зеркала (контррефлектора) – гиперboloида полного профиля и облучателя. В качестве облучателя используются рупорные антенны, антенны бегущей волны, антенные решетки.

На рис. 3.11 показан ход лучей в антенне. Принцип работы антенны заимствован из оптики и заключается в следующем. Гиперboloид имеет два фокуса. Дальний фокус (точка  $F_1$ ) совмещается с фазовым центром облучателя, излучающего сферическую волну. Ближний фокус совмещается с фокусом параболоида (точка  $F$ ). Волна, излученная облучателем, отражается от гиперboloида и падает на поверхность параболоида. Причем лучи волны, отраженной от гиперboloида, идут как бы из ближнего фокуса гиперboloида, т. е. из фокуса параболоида. Поэтому после отражения от поверхности параболоида лучи становятся параллельными его фокальной оси и на раскрытие параболоида (поверхности  $S$ ) устанавливается равномерное фазовое распределение поля, как в однозеркальной антенне с облучателем в ее фокусе. В двухзеркальной антенне линия передачи, возбуждающая облучатель, не находится в поле волны, отраженной от параболоида, и существенно короче, чем в однозеркальной антенне. Зеркальные антенны с большими волновыми размерами (диаметр параболоида  $D > 50\lambda$ ), как правило, строятся по двухзеркальной схеме Кассегрена. В такой антенне сканирование осуществляется наклоном гиперboloида и не связано с перемещением линии передачи или части ее.

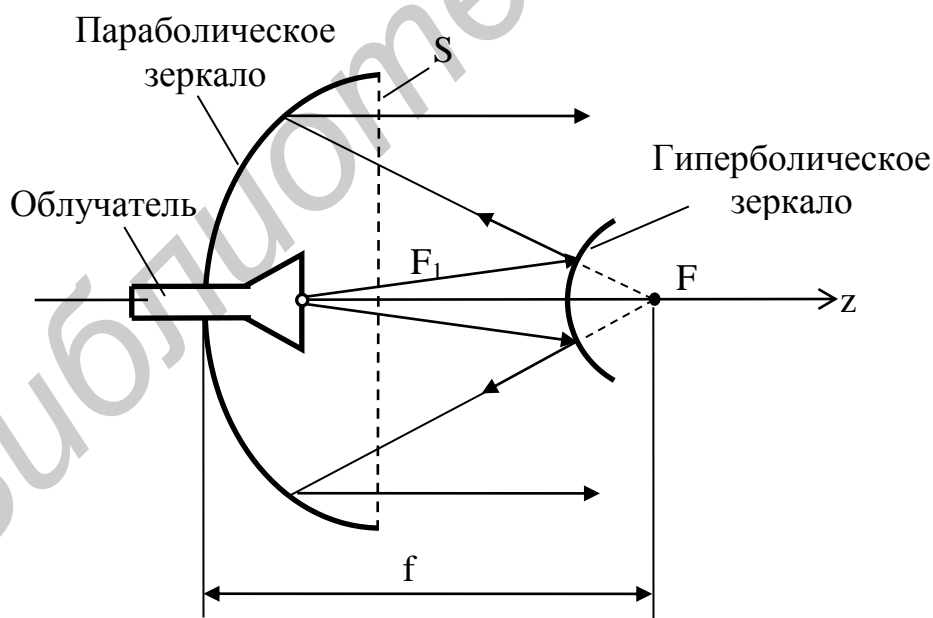


Рис. 3.11. Антенна Кассегрена

**Двухзеркальная антенна Грегори** отличается от антенны Кассегрена только конструкцией вспомогательного зеркала (рис. 3.12). В качестве его

используется эллипсоид вращения полного профиля. Эллипсоид имеет два фокуса. Ближний (точка  $F_1$ ) совмещается с фазовым центром облучателя, дальний (точка  $F_2$ ) – с фокусом параболоида.

На рис. 3.12 пунктиром показан эллипсоид вращения полностью, а его часть, используемая в качестве вспомогательного зеркала, выделена жирной линией.

Лучи сферической волны, излученной облучателем, после отражения от эллипсоида проходят через его ближний фокус, т. е. через фокус параболоида. Следовательно, на раскрытие параболоида фазовое распределение будет равномерным.

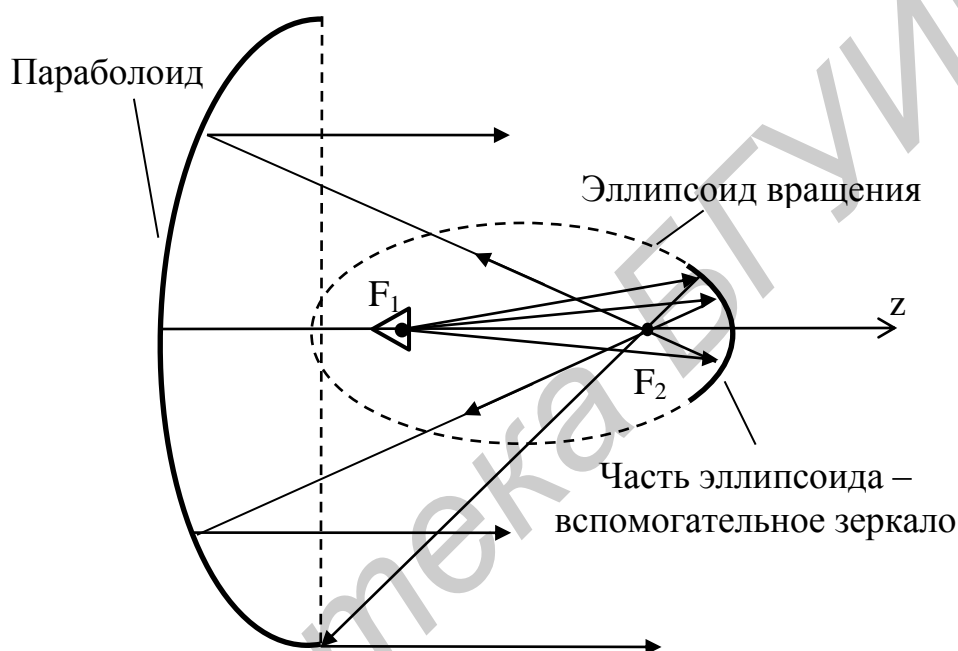


Рис. 3.12. Двухзеркальная антенна Грегори

Продольный размер антенны, построенной по схеме Грегори, больше, чем антенны, построенной по схеме Кассегрена. Поэтому практически всегда двухзеркальная антенна строится по схеме Кассегрена.

### 1.5. Облучатели зеркальных антенн

В качестве облучателей зеркал, выполненных в виде параболоидов вращения, применяют слабонаправленные антенны, обладающие однонаправленным излучением (в сторону зеркала). При этом облучатель должен создавать в пределах угла раскрытия зеркала сферическую или близкую к ней волну.

Диаграмма направленности облучателя должна обеспечивать требуемое амплитудное распределение в раскрытии при малом переизлучении энергии через края зеркала, по возможности обладать осевой симметрией и мини-

мальным уровнем боковых и задних лепестков. Структура излучаемого облучателем поля должна быть такова, чтобы было незначительным поле с поперечной поляризацией. Желательно иметь малые размеры облучателя, чтобы уменьшить его экранирующее действие (теневой эффект) на поле, излучаемое зеркалом; элементы крепления облучателя также не должны существенно искажать отраженное зеркалом поле.

Диапазонные свойства параболической антенны в основном зависят от облучателя, поэтому от него требуется широкая полоса пропускаемых частот как по направленным свойствам, так и по входному сопротивлению.

Большое значение имеет электрическая прочность облучателя, которая должна быть достаточной для пропуска полной рабочей мощности радиосистемы без опасности пробоя.

Некоторые из наиболее распространенных конструкций облучателей параболических антенн показаны на рис. 3.13–3.16.

*Вибраторный облучатель*, питаемый от коаксиальной линии (рис. 3.13, а) используется обычно в дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазона и состоит из активного вибратора и контррефлектора в виде диска. Переход от коаксиальной линии к симметричному вибратору осуществляется с помощью симметризирующего стакана (см. л. р. №1). Фазовый центр облучателя находится между вибратором и контррефлектором, а диаграмма направленности близка к осесимметричной. При необходимости одновременной работы на двух ортогональных поляризациях или создания круговой поляризации используются крестообразные (турникетные) вибраторы.

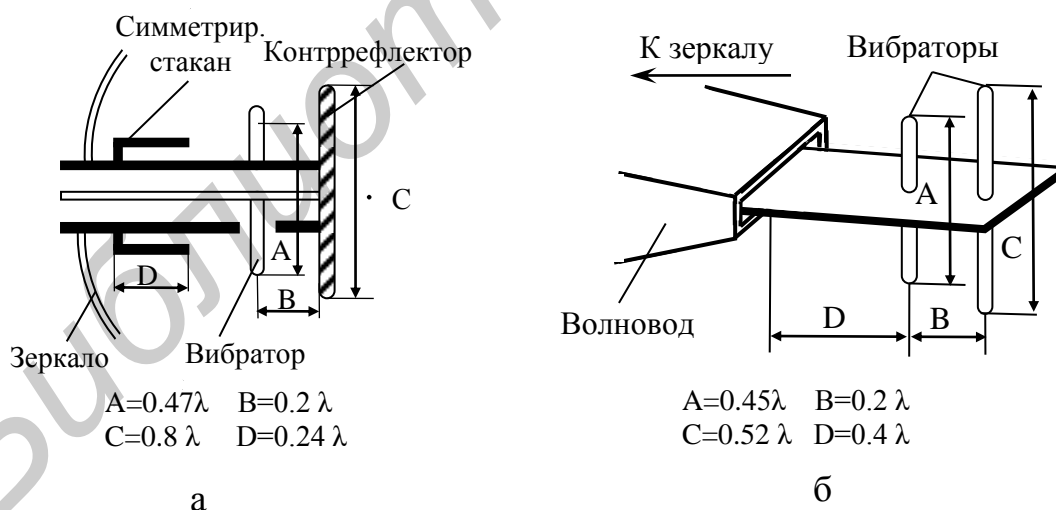


Рис. 3.13 Вибраторные облучатели, питаемые коаксиальным фидером (а) и прямоугольным волноводом (б)

Вибраторы, питаемые с помощью волноводов, – волноводно-вибраторные облучатели (рис. 3.13, б) применяют на волнах короче 10 см. Вибраторы укрепляются на металлической пластине, которая перпендику-

лярна вектору  $E$  волны в волноводе и таким образом не влияет на его излучение. Вибраторы возбуждаются полем, выходящим из открытого конца волновода. Ближний к раскрытию волновода вибратор берется несколько короче полуволны, а дальний – несколько длиннее полуволны. Этим обеспечивается однонаправленное излучение на зеркало. Фазовый центр облучателя расположен между вибраторами. Размер узкой стенки волновода уменьшается к концу для того, чтобы ослабить затенение зеркала облучателем.

Общим недостатком вибраторных облучателей является узкополосность, связанная с резонансными свойствами вибраторов.

*Щелевые облучатели* параболических антенн применяются на сантиметровых волнах при небольших мощностях излучения. В качестве примера на рис. 3.14 показан двухщелевой облучатель Катлера. Он представляет собой прямоугольный волновод, который заканчивается прямоугольным резонатором с двумя щелями, излучающими волну в сторону зеркала. Для согласования волновода с облучателем используется плавный переход и реактивный настроечный штырь. Расстояние между щелями подбирается с таким расчетом, чтобы ДН облучателя была одинаковой в  $E$ - и  $H$ -плоскостях, отсутствовали боковые лепестки, а главный лепесток был достаточно широким.

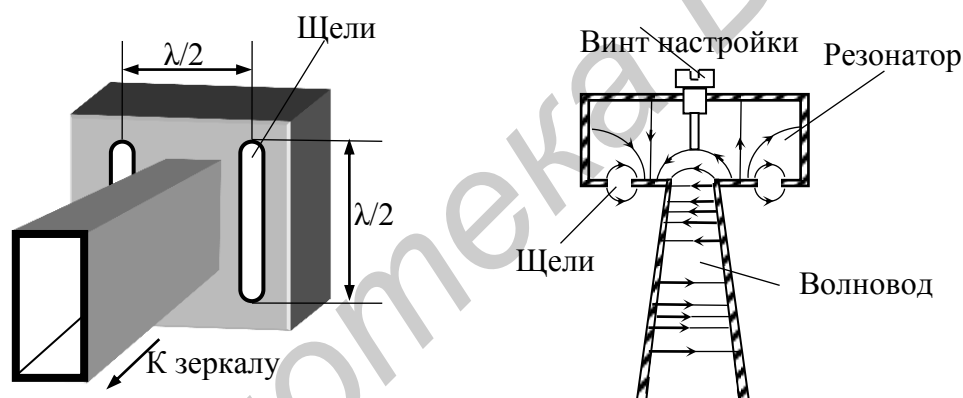


Рис. 3.14. Двухщелевой облучатель

Двухщелевой облучатель имеет хорошую сферическую фазовую характеристику направленности и низкий уровень обратного излучения. Поперечные размеры облучателя малы, что обеспечивает малое затенение. Недостатки такого облучателя – ограниченная мощность, которую можно пропустить через него без электрического пробоя между краями щелей, а также его узкая рабочая полоса частот (около 3 %).

*Волноводные и рупорные облучатели* представляют собой либо открытый конец волновода для мелких зеркал, либо небольшой рупор (пирамидальный либо конический) для глубоких, присоединяемый к волноводу (рис. 3.15, а, б).

Такие облучатели просты по конструкции и обладают целым рядом достоинств, благодаря которым они получили наиболее широкое распространение в современных зеркальных антеннах СВЧ-диапазона.

1. Рупорные облучатели с прямоугольным раскрывом позволяют получать требуемую ширину ДН путем подбора величины раскрыва и угла при вершине рупора.

2. Использование в качестве облучателя конического рупора с гофрированной внутренней поверхностью (рис. 3,15, в) совместно с установкой в его раскрыве диэлектрической линзы специального профиля позволяет довести КИП зеркальной антенны до значений, близких к 0,9.

3. Волноводные и рупорные облучатели имеют линейную поляризацию, однако с помощью простых устройств можно получить эллиптическую поляризацию.

4. Рупорные облучатели являются широкополосными по согласованию, т. е. входное сопротивление с изменением частоты меняется мало. Однако, необходимо учитывать, что с изменением частоты будут меняться электрические размеры, а следовательно, ДН и КНД антенны.

5. Рупорные облучатели характеризуются также низким уровнем боковых лепестков, высоким значением КПД и максимальной мощности, пропускаемой антенной системой.

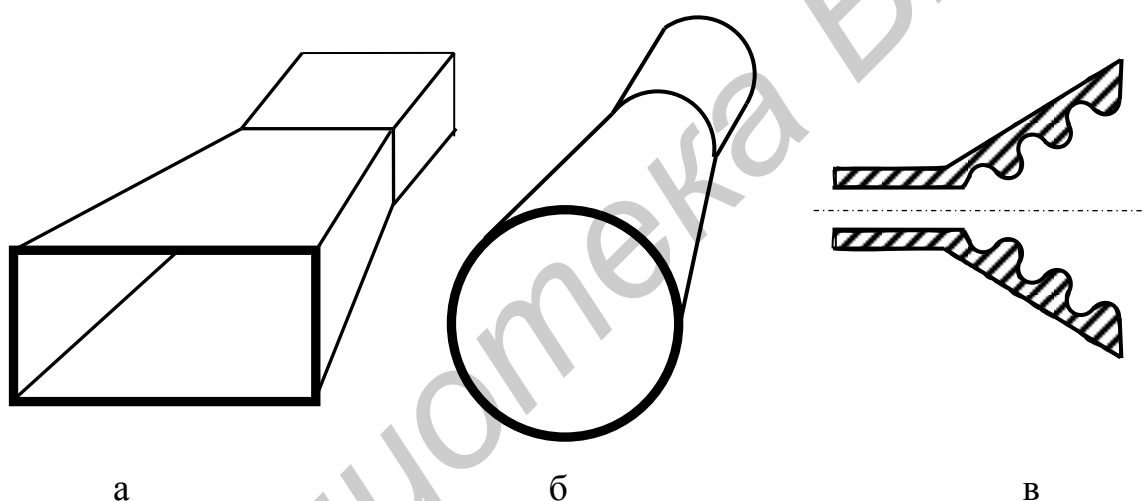


Рис. 3.15. Рупорные облучатели

Недостатками рупорных облучателей являются сравнительно большое затенение зеркала как самим рупором, так и поддерживающими его конструкциями и питающим волноводом, а также некоторая несферичность фазовых характеристик направленности, приводящая к дополнительным фазовым ошибкам на раскрыве зеркала.

*Линейные облучатели* используются для зеркальных антенн в виде параболических цилиндров (см. рис. 3.10) и представляют собой линейные антенны с длиной, равной длине образующей зеркала. В плоскости  $xz$  диаграмма направленности таких облучателей должна обеспечивать необходимое амплитудное распределение в раскрыве параболического цилиндра. Кроме того, в раскрыве облучателя должно формироваться специальное амплитудно-фазовое распределение вдоль оси  $y$ , обеспечивающее необходимую форму

диаграммы направленности всей антенны в плоскости уз. В качестве линейных облучателей могут использоваться волноводные многощелевые решетки, секториальные рупоры, вибраторные линейные решетки или сегментно-параболические антенны.

## 2. Измерительная установка и методические указания к работе

Структурная схема лабораторной установки показана на рис. 6 (С. 15). Источником высокочастотного сигнала для исследуемой антенны 3 является СВЧ-генератор на диоде Ганна трехсантиметрового диапазона волн 1 с подключенной к нему передающей рупорной антенной 2. В качестве исследуемой антенны 3 используется однозеркальная антенна с облучателем в виде Е-секториального рупора на основе прямоугольного волновода 23x10 мм. Диаметр зеркала  $D = 500$  мм, фокусное расстояние  $f = 150$  мм, размеры раскрыва облучателя – 23x18 мм.

Сигнал, принятый исследуемой антенной, подается на волноводную детекторную секцию 4 и далее на индикатор 5 (микроамперметр постоянного тока). Детекторная секция представляет собой отрезок прямоугольного волновода с установленным в нем СВЧ-детектором. Подвижный короткозамыкающий поршень на конце волновода служит для настройки детекторной секции на частоту генератора. Поскольку вольт-амперная характеристика детектора близка к квадратичной (если ток детектора не превышает величину 25–30 мкА), сигнал на индикаторном приборе пропорционален мощности или квадрату напряженности электрического поля в приемной антенне.

Конструкция исследуемой антенны позволяет:

- снять зеркало и измерить ДН облучателя;
- сместить зеркало вдоль фокальной оси (см. рис. 3.6), не меняя положения облучателя;
- повернуть зеркало вокруг оси  $x$ , не меняя положения облучателя, что приближенно эквивалентно смещению облучателя в фокальной плоскости.

Измерение характеристик и параметров зеркальной антенны производится в режиме приема.

## 3. Задание и порядок выполнения работы

1. Изучить настоящее методическое пособие, ознакомиться с измерительной установкой и конструкцией исследуемой антенны. Сделать эскиз антенны с указанием основных размеров.

2. Перед включением стенда установить регулятор напряжения диода Ганна генератора на нуль, аттенюатор, регулирующий уровень мощности генератора – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30 мкА.

3. Включить измерительную установку в сеть и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:



- установить напряжение питания диода Ганна 10–11 В по вольтметру на панели генератора;
- по шкале на волноводе генератора и градуировочному графику установить заданную частоту;
- включить индикаторный прибор в сеть и подключить к нему выход детекторной секции, открыть аттенюатор генератора;
- совместить оси передающей и приемной антенн с учетом поляризации поля, отрегулировать положение антенн в пространстве по максимуму показаний индикатора и установить аттенюатором генератора такой уровень мощности, чтобы стрелка микроамперметра отклонялась во вторую половину шкалы;
- с помощью короткозамыкающего поршня детекторной секции добиться максимального отклонения стрелки индикатора, регулируя при этом уровень мощности генератора таким образом, чтобы при установке антенны в направлении главного максимума ток детектора не превышал значения 30 мА;
- смещая зеркало вдоль фокальной оси и ориентируясь по показаниям индикатора, установить облучатель в фокус.

4. Измерить диаграмму направленности антенны при установке облучателя в фокус. Для этого установить риску начала отсчета на стойке исследуемой антенны напротив деления  $0^\circ$  шкалы и снять зависимость тока индикатора от угла поворота антенны вокруг оси стойки. Интервал изменения угла выбирать в зависимости от скорости и характера изменения тока.

Результаты измерений занести в таблицу. Пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности.

5. Исследовать вопросы сканирования в зеркальной антенне, для чего снять зависимость угла  $\beta$  от  $\alpha$  (см. рис. 3.5). Угол  $\alpha$  изменять в пределах  $0 \dots 9^\circ$  с интервалом  $3^\circ$ . Построить график зависимости коэффициента редукции  $K_{\text{ред}} = \beta/\alpha$  от угла  $\alpha$ .

6. Снять диаграммы направленности антенны при смещении облучателя из фокуса вдоль фокальной оси для трех значений  $z_0 = 0,5\lambda; 1,0\lambda; 1,5\lambda$  (см. рис. 3.6). Результаты измерений занести в таблицу. Пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграмм направленности.

7. Снять зеркало и измерить ДН облучателя зеркальной антенны. Построить ДН облучателя в полярной системе координат.

8. Используя данные выполнения пп. 4, 7, определить КНД зеркальной антенны методом сравнения. В качестве эталонной антенны взять облучатель, а его КНД рассчитать по выражению (3.1), приняв  $K_{\text{ИП}} = 0,8; K_p = 1$ . При измерении токов эталонной и исследуемой антенн мощность генератора должна быть неизменной.

9. Измерить коэффициент эллиптичности зеркальной антенны, определить ее поляризацию.

10. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН зеркальной антенны при установке облучателя в фокус и сравнить с полученной экспериментально.

11. Теоретически рассчитать КНД зеркальной антенны по формуле (3.1), полагая  $K_{IP} = 0,8$  и  $K_p = 0,9$ . Сравнить рассчитанное значение КНД с полученным экспериментально.

12. Сделать выводы по всем пунктам задания: о виде ДН зеркальной антенны и облучателя, о зависимости ДН и КНД от размеров антенны и положения облучателя относительно фокуса и т. д.

#### 4. Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Структурная схема установки, перечень использованных приборов, схематические рисунки исследованных антенн.
3. Экспериментальные графики ДН в прямоугольных координатах, результаты измерения и приближенной теоретической оценки параметров ДН и КНД.
4. Выводы по всем пунктам работы.

*Примечание.* Результаты измерения ДН можно обработать на компьютере с использованием специальной программы. Описание программы находится на рабочем столе.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Назначение и классификация антенн. Зоны электромагнитного поля антенн.
2. Определение и физический смысл основных параметров и характеристик антенн в режиме приема и режиме передачи.
3. Методика измерения характеристик и параметров антенн.
4. Принцип работы апертурных антенн. Элемент Гюйгенса. ДН и КНД элемента Гюйгенса.
5. Устройство, принцип работы и свойства однозеркальной антенны.
6. Внутренняя и внешняя задачи при определении характеристик и параметров антенн.
7. Амплитудное и фазовое распределения на раскрыве зеркала при установке облучателя в фокус.
8. Диаграмма направленности зеркальной антенны. Оценка уровня боковых лепестков.
9. Коэффициент направленного действия. Зависимость КНД, КИП,  $K_p$ ,  $K_{эфф}$  от уровня подставки в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.
10. Влияние положения облучателя относительно фокуса зеркала на характеристики и параметры антенны.

11. Зеркальные антенны с отражателями в виде вырезов из параболоида вращения. Принцип работы, достоинства и недостатки, области применения.
12. Параболоцилиндрическая зеркальная антенна. Конструкция, свойства, области применения.
13. Устройство, принцип работы двухзеркальной антенны Кассегрена.
14. Устройство, принцип работы двухзеркальной антенны Грегори.
15. Требования, предъявляемые к облучателям зеркальных антенн.
16. Типы облучателей зеркальных антенн. Устройство, принцип работы, достоинства и недостатки, применение различных типов облучателей.

## **6. Методические материалы для подготовки к работе**

### Литература

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М. : Высш. шк., 1988.
2. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.
3. Юрцев, О. А. Резонансные и апертурные антенны: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 2 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2001.
4. Дабкин, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Дабкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974.

### Электронные средства обучения

1. УМКД «Антенны и устройства СВЧ».
2. Программа ПЭВМ «Reflekt».

## **ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ И ВОЛНОВОДНО-СТЕРЖНЕВЫХ АНТЕНН**

### **Цель работы**

Изучить конструкции и принцип работы резонансной и нерезонансной многощелевых антенн (МЩА) на прямоугольном волноводе.

Исследовать зависимость диаграммы направленности резонансной МЩА от способа возбуждения щелей; вопросы сканирования в нерезонансной МЩА.

Изучить конструкции и принцип работы волноводно-стержневых антенн. Исследовать зависимость диаграммы направленности и КНД волноводно-стержневой антенны от коэффициента замедления.

### **1. Общие теоретические сведения**

#### **1.1. Щелевые антенны**

Щелевые антенны относятся к классу резонансных антенн и находят применение в диапазоне СВЧ как самостоятельные излучатели, как облучатели зеркал и как элементы антенных решеток с высокой направленностью. Излучающие щели могут выполняться на стенках волноводов, резонаторов, жестких коаксиальных фидеров. Возможно размещение щелей на плоской проводящей поверхности, возбуждение которой в этом случае может осуществляться с помощью коаксиального фидера или двухпроводной линии, подсоединяемых непосредственно к краям щели. Возможность выполнения щелевых антенн заподлицо с металлической поверхностью наряду с простой питания делает их чрезвычайно удобными для применения на скоростных летательных объектах.

В целом щелевые антенны отличаются большим разнообразием конструкций, способов возбуждения и согласования щелей и соответственно широкими возможностями формирования заданных типов характеристик антенн.

##### ***1.1.1. Свойства одиночной щели в металлическом экране***

Одиночная щелевая антенна представляет собой отверстие в металлическом экране, например, в стенке волновода или резонатора, через которое происходит излучение. В зависимости от назначения одиночные щелевые антенны могут быть различной формы: прямоугольные, круглые, V-образные, гантельные, крестообразные и др.

На рис. 4.1, а изображена щелевая антенна в виде одиночной щели прямоугольной формы, а также фрагмент экрана – часть стенки волновода, в котором распространяется какая-либо волна. Показаны также силовые линии электрического  $E_{щ}$  и магнитного  $H_{щ}$  полей в щели и линии тока проводимости на экране, возбуждаемые полем волновода.

Принцип работы щелевой антенны можно пояснить следующим образом. Токи проводимости, текущие по экрану и представляющие собой поток электронов, прерываются щелью. Поэтому в течение половины периода колебаний поля отрицательные и положительные заряды накапливаются на противоположных краях щели, что показано на рис. 4.1, а. Между этими зарядами возникает переменное электрическое поле  $E_{щ}$ . Изменение этого поля во времени приводит к появлению магнитного поля на щели  $H_{щ}$ . Поле на щели является источником поля для внешнего пространства по отношению к полости волновода.

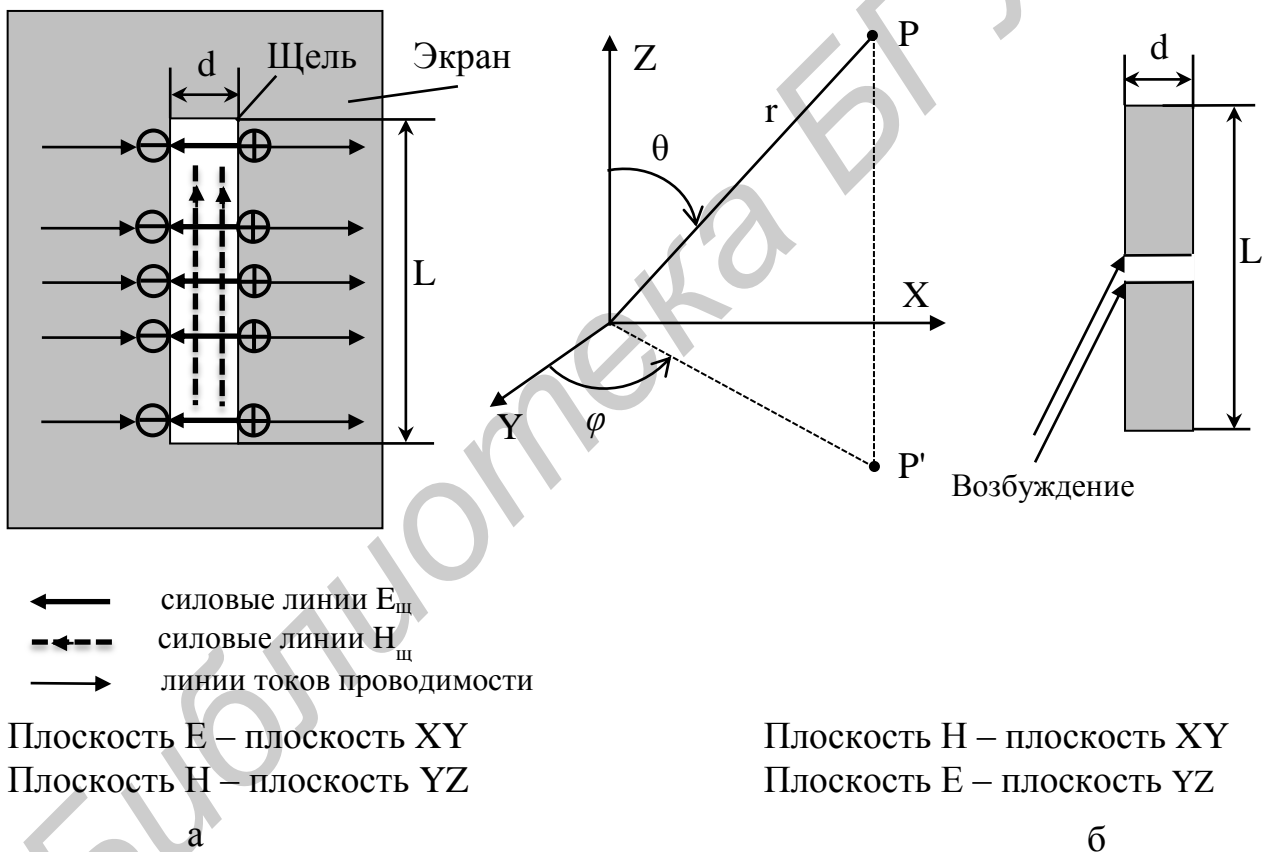


Рис. 4.1. Щелевой излучатель (а) и дополнительный вибратор (б)

При анализе характеристик и параметров щелевой антенны используется принцип перестановочной двойственности уравнений Максвелла. Известно, что граничные условия для касательных составляющих векторов E и H на щели и на дополнительном к щели вибраторе таких же размеров (рис. 4.1, б) меняются местами, если сделать перестановку следующего вида  $E \leftrightarrow H$ ,  $\epsilon \leftrightarrow \mu$ . Следовательно, поле излучения щели, прорезанной в бесконеч-

ном экране, определяется выражениями, полученными для поля излучения вибратора, если в них сделать указанную выше перестановку.

Из сказанного вытекает, что плоскости E и H поля щели и дополнительного вибратора меняются местами, т. е. ДН щели в плоскости E такая же, как у вибратора в плоскости H, а в плоскости H такая же, как у вибратора в плоскости E. На рис. 4.1 показаны щелевой (магнитный) и электрический вибраторы, а также прямоугольная и связанная с ней сферическая системы координат.

На основании выражения (1.6), полученного для ДН электрического вибратора, можно записать, что в плоскости H ( $\varphi = \text{const}$ ) ненормированная ДН щели длиной  $L = 2l$  определяется как

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)}{\cos\theta}. \quad (4.1)$$

В плоскости E щель излучает ненаправленно и нормированная диаграмма направленности  $F(\varphi) = 1$ .

Обычно применяются полуволновые щели, в которых  $L = 0,5\lambda$ . ДН полуволновой щели в плоскостях E и H, прорезанной в бесконечном экране, показана на рис. 4.2. Учтено, что щель излучает в верхнее полупространство, т. к. прорезается в стенке волновода или резонатора.

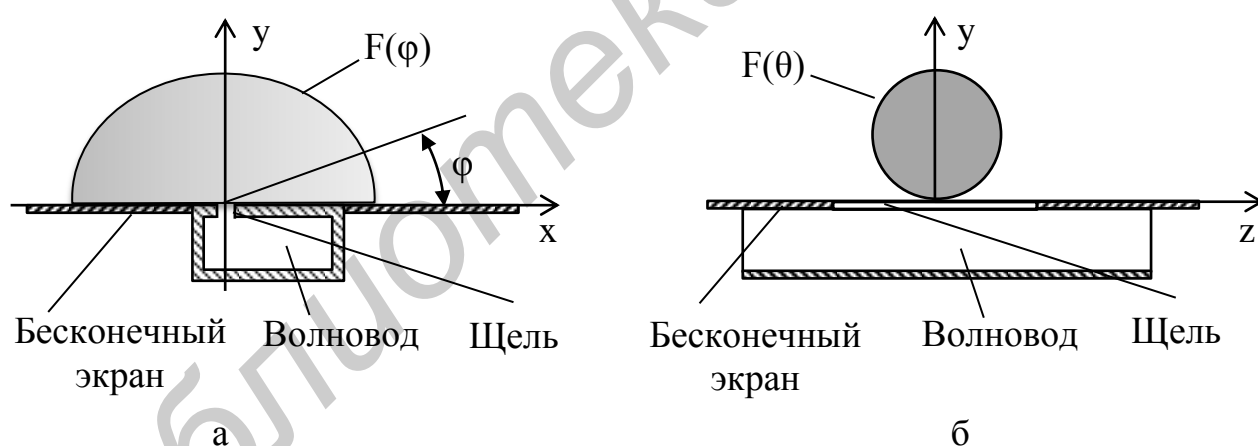


Рис. 4.2. ДН щели в плоскости E (а) и в плоскости H (б)

Поскольку реально размер экрана не бесконечен, ДН щели меняется, особенно в плоскости E. Главный лепесток в плоскости E становится более узким и появляется обратное излучение, создаваемое токами, затекающими за экран.

КНД одиночной щели, излучающей во все пространство, такой же, как у полуволнового вибратора, и равен 1,64. Щель, излучающая в полупространство, имеет КНД в два раза больше (примерно 3), т. к. плотность потока мощности по сравнению с щелью, излучающей во все пространство, в два раза больше.

На основе принципа перестановочной двойственности получено следующее выражение, связывающее входное сопротивление щели  $Z_{\text{вх.щ}}$  и входное сопротивление дополнительного вибратора  $Z_{\text{вх.в}}$ :

$$Z_{\text{вх.щ}} = \frac{(60\pi)^2}{Z_{\text{вх.в}}}. \quad (4.2)$$

Полуволновая щель имеет входное сопротивление (проводимость) емкостного характера. Поэтому для настройки в резонанс полуволновая щель, как и вибратор, должна быть укорочена. С увеличением ширины щели ее резонансная длина уменьшается, входная проводимость падает, а полоса пропускания растет.

### **1.1.2. Волноводные щелевые антенны**

Волноводно-щелевые антенны являются одним из наиболее распространенных типов щелевых антенн и представляют собой решетки из многих излучающих щелей, питаемых общим волноводом. Чаще всего используются полуволновые резонансные щели, располагаемые различным образом на широкой или узкой стенках обычного прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$ .

Распространение электромагнитной волны в волноводе приводит к появлению электрического тока проводимости  $J_{\text{пр}}$  на внутренних поверхностях стенок и тока смещения  $J_{\text{см}}$  между широкими стенками волновода. Суммарная мгновенная структура распределения токов на стенках волновода является суперпозицией продольных и поперечных токов и для волны  $H_{10}$  имеет вид изображенный на рис. 4.3. Как видно, продольные составляющие токов проводимости имеют место только на широких стенках волновода. Поперечные составляющие тока имеют место как на широких, так и на узких стенках. Согласно принципу непрерывности электрического тока в тех точках, где оканчиваются векторные линии  $J_{\text{пр}}$ , начинаются продолжающие их линии  $J_{\text{см}}$ , существующие внутри волновода и параллельные оси  $u$ .

Возбуждение щели в волноводе происходит, если она своей широкой стороной пересекает поверхностные токи, текущие по внутренним стенкам (щели 1–5 на рис. 4.3).

Основные типы излучающих и неизлучающих щелей показаны на рис. 4.3. Поперечная щель 1 на широкой стенке возбуждается продольными токами, причем интенсивность ее излучения уменьшается при смещении центра щели от середины широкой стенки.

Продольная щель 2 пересекает поперечный ток, если только она сдвинута относительно середины широкой стенки. Ее излучение возрастает с приближением щели к краю широкой стенки и полностью отсутствует при ее расположении в центре.

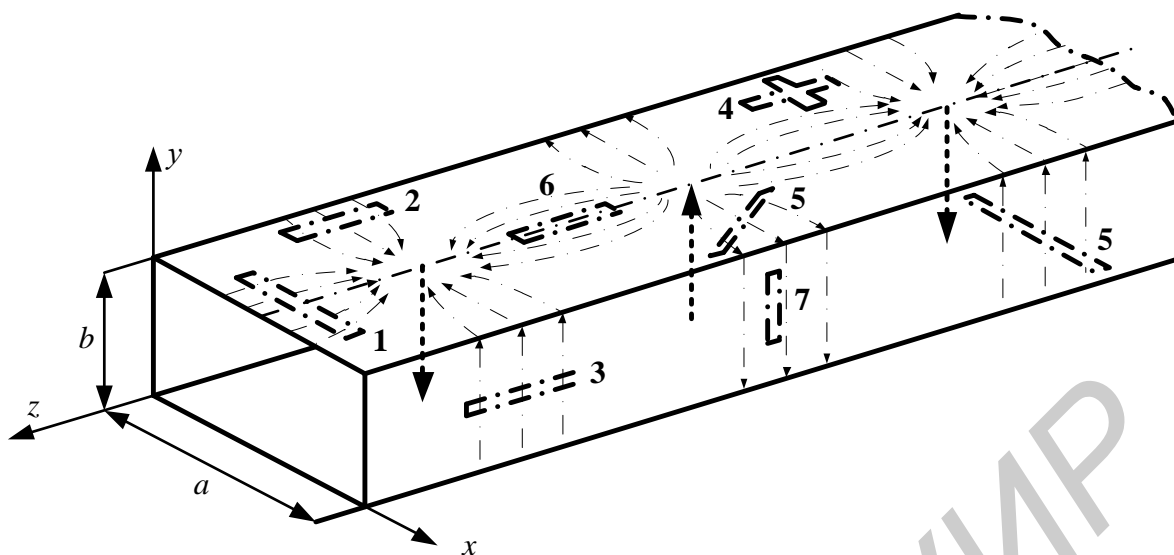


Рис. 4.3. Распределение токов и расположение щелей на стенках волновода

Располагая продольные щели с разной стороны осевой линии волновода, можно изменить фазу излученного поля на  $180^\circ$  за счет изменения направления поверхностного тока. Излучающей является также продольная щель 3 в узкой стенке, причем интенсивность ее излучения не зависит от ее положения по координате  $y$ .

Рассмотренные линейные щели 1, 2, 3 излучают поле линейной поляризации с вектором  $E$ , перпендикулярным большой стороне щели. При необходимости излучения волн круговой поляризации используют крестообразные щели 4, получаемые совмещением центров щелей 1 и 2. Используются в антенной технике и наклонные щели 5, интенсивность излучения которых зависит как от их положения на стенках, так и от угла наклона.

Щели 6, 7, прорезанные параллельно линиям поверхностных токов, электромагнитное поле не излучают, однако также находят применение в технике СВЧ.

Волноводы с прорезанными в стенках излучающими щелями могут работать как в режиме бегущей волны, так и в режиме стоячей волны, и если волновод закорочен на конце, например, подвижным короткозамыкающим поршнем, то интенсивность излучения щели зависит также от расстояния между центром щели и стенкой поршня. Максимальное излучение продольных щелей 2, 3 получается при расстоянии от их середины до плоскости короткого замыкания, кратном нечетному числу  $\lambda_v/4$ . Поперечная щель 1 излучает наибольшую мощность, когда расстояние до поршня кратно  $\lambda_v/2$ .

Так как одиночная щель, прорезанная в стенке прямоугольного волновода, имеет слабо выраженные направленные свойства, то для увеличения направленности применяют многоэлементные волноводно-щелевые антенны.



### 1.1.3. Резонансная многощелевая антенна

Резонансная многощелевая антенна представляет собой линейную антенную решетку, в которой щели возбуждаются синфазно. Антенна показана на рис. 4.4.

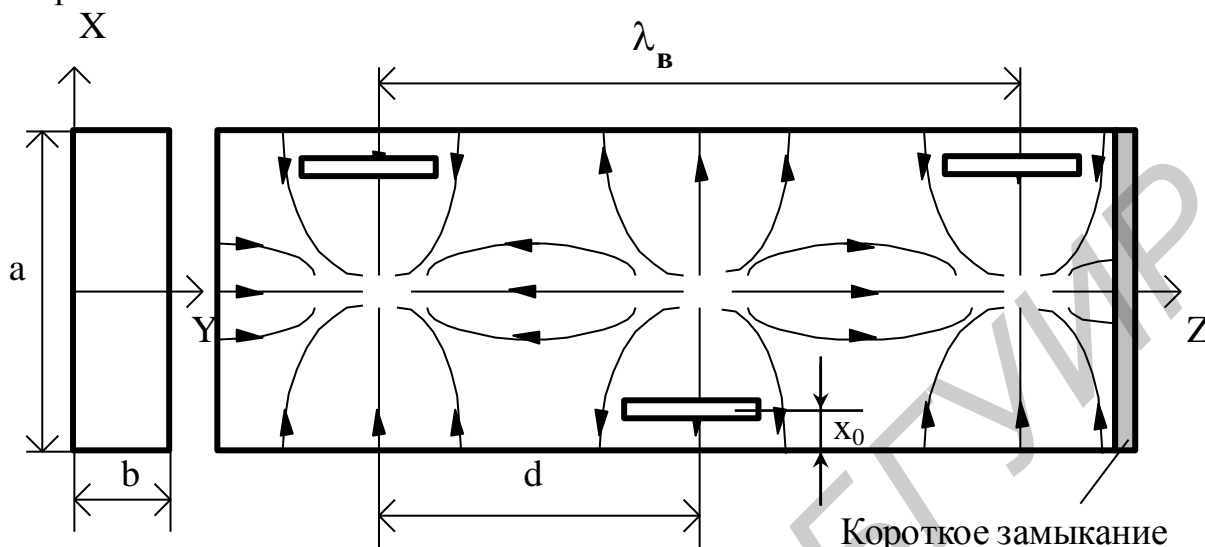


Рис. 4.4. Резонансная многощелевая антенна

На рис. 4.4 число щелей  $N = 3$  (в общем случае  $N$  может быть произвольным), щели прорезаны на широкой стенке волновода продольно и расположены относительно оси волновода в шахматном порядке. Слева волновод возбуждается, справа – замкнут накоротко. Поэтому в волноводе существует режим стоячей волны. Расстояние между соседними щелями, расположенными с одной стороны оси волновода, равно длине волны в волноводе  $\lambda_v$ , следовательно, эти щели возбуждаются синфазно. Щели, расположенные с другой стороны оси волновода, смещены относительно первых щелей на половину длины волны в волноводе и пересекаются токами того же направления, т. е. все щели возбуждаются синфазно. В результате поля всех щелей складываются синфазно в направлении оси  $y$ , т. е. главный максимум ДН ориентирован перпендикулярно плоскости расположения щелей. Чем больше щелей, тем уже главный лепесток ДН и больше КНД. Расстояние между соседними щелями  $d = 0,5\lambda_v < \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве. Такой способ возбуждения щелей называется  **$\pi$ -способом**, поскольку дополнительный сдвиг по фазе, равный  $\pi$  и требующийся для синфазного возбуждения соседних щелей, получается за счет расположения их по разные стороны оси волновода.

Уровень первого бокового лепестка при этом близок к 22 %. С целью уменьшения уровня боковых лепестков используют спадающее к концам антенны амплитудное распределение. Для этого расстояние от щели до узкой стенки  $x_0$  делается минимальным для средней щели и плавно увеличивается к краям антенны (щели приближаются к осевой линии волновода).

Если прорезать щели только с одной стороны оси волновода, то для синфазного возбуждения необходимо положить их на расстоянии друг от друга, равном  $\lambda_b$ . В этом случае расстояние  $d = \lambda_b > \lambda$  и в пространстве возникают еще два направления, симметрично расположенных относительно оси  $y$ , в которых поля всех щелей складываются синфазно (точнее, со сдвигом по фазе, равным  $2\pi$ ). В этом случае ДН имеет три главных лепестка, что недопустимо, т. к. приводит к существенному снижению КНД. Такой способ возбуждения щелей называется **2 $\pi$ -способом**.

Недостатком резонансной МЩА является ее узкополосность по согласованию с волноводом. Это связано с тем, что каждая щель подводимую к ней мощность частично излучает, частично пропускает к следующей щели, а частично отражает. При синфазном возбуждении щелей и расстоянии между соседними щелями, равном  $d = 0,5\lambda_b$ , волны, отраженные от всех щелей, на входе волновода складываются синфазно. При этом образуется большая отраженная волна. В этом случае согласование возможно только в узкой полосе частот.

#### ***1.1.4. Нерезонансная многощелевая антенна***

Нерезонансная многощелевая антенна отличается от резонансной тем, что соседние щели прорезаются на расстоянии друг от друга или несколько меньшем, или несколько большем половины длины волны в волноводе. В результате волны, отраженные от всех щелей, на входе волновода расфазировываются и суммарная отраженная волна уменьшается. В этом случае возможно согласование антенны в более широком диапазоне частот, чем в резонансных МЩА. Для того чтобы все щели возбуждались с одинаковыми амплитудами, короткое замыкание на конце волновода заменяется согласованной нагрузкой. Применение согласованной нагрузки устраняет отраженную волну и лепесток ДН, соответствующий этой волне.

Поскольку в нерезонансной МЩА щели возбуждаются несинфазно, направление главного максимума оказывается отклоненным от нормали к оси решетки в направлении распространения волны по волноводу, если  $d > \lambda_b/2$ , или в противоположную сторону при  $d < \lambda_b/2$ . Угол отклонения зависит от частоты, что используется при построении антенных решеток с *частотным сканированием*.

Основным недостатком нерезонансных МЩА является эффект «нормали», заключающийся в резком рассогласовании антенны с питающим волноводом на частоте, при которой шаг решетки  $d$  становится равным  $\lambda_b/2$  и излучение должно быть направлено по нормали к оси антенны. При таком шаге отражения от отдельных щелей уже не компенсируют друг друга, а складываются синфазно, что приводит к почти полному отражению энергии от входа антенны.

### 1.1.5 Направленные свойства волноводно-щелевых антенн

Диаграмма направленности волноводно-щелевой антенны имеет веерообразную форму, т. е. имеет значительную ширину в плоскости, перпендикулярной оси волновода (плоскость E), и сжата в плоскости, проходящей через ось волновода (плоскость H).

Резонансная МЩА является линейной антенной решеткой с синфазным возбуждением щелей, а нерезонансная МЩА – линейной антенной решеткой с линейным фазовым распределением вдоль линии расположения щелей.

Диаграмма направленности и резонансной, и нерезонансной МЩА определяется следующим выражением:

$$F(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_c(\theta), \quad (4.3)$$

где  $F_1(\theta)$  – ДН одной щели;

$F_c(\theta)$  – множитель системы излучателей.

В качестве ДН элемента системы  $F_1(\theta)$  можно использовать ДН одиночной щели в соответствующей плоскости (4.1). Для полуволновой продольной щели (плоскость H)

$$F_1(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}, \quad (4.4)$$

где угол  $\theta$  отсчитывается от нормали к антенне. Для поперечных щелей (плоскость E)

$$F_1(\theta) = 1. \quad (4.5)$$

Множитель системы  $F_c(\theta)$  определяется общей электрической длиной антенны, числом щелей, расстоянием между ними, АФР вдоль антенны и не зависит от типа щелей и питающего фидера.

Множитель системы линейной антенной решетки, состоящей из N щелей, определяется выражением

$$F_c(\theta) = \frac{\sin(N\Psi)}{N \sin(\Psi)}, \quad (4.6)$$

$$\Psi = \frac{kd}{2} \left( \sin \theta + \frac{\Phi_0}{kd} \right), \quad (4.7)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число свободного пространства;

$\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;

$d$  – расстояние между соседними щелями;

$\Phi_0$  – разность фаз между соседними щелями;

$N$  – общее число щелей.

Для резонансной МЩА при  $\pi$ -способе питания  $d = \frac{\lambda_B}{2}, \Phi_0 = 0$ . При  $2\pi$ -способе возбуждения  $d = \lambda_B, \Phi_0 = 0$ . В нерезонансной МЩА в волноводе используется режим бегущей волны, поэтому при  $\pi$ -способе возбуждения  $\Phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_B}d + \pi$ , а величина  $d$  отлична от  $\frac{\lambda_B}{2}$ .

Как уже отмечалось, при  $d > \lambda$  в пространстве может быть несколько главных лепестков. Направление их главных максимумов обозначается символом  $\theta_{mv}$ , где  $v = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$  – номер главного максимума. Направления главных максимумов в пространстве определяются формулой

$$\sin \theta_{mv} = \frac{\lambda}{d}v - \frac{\Phi_0}{kd}. \quad (4.8)$$

Если выполняется условие

$$\frac{\lambda}{d} \leq \frac{N-1}{N \cdot (1 + |\sin \theta_{m0}|)}, \quad (4.9)$$

где  $\theta_{m0}$  – направление нулевого главного максимума, соответствующего  $v = 0$ , в пространстве будет только один главный лепесток.

Ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности определяется следующим приближенным выражением:

$$\theta_{0,5} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{L \cos \theta_{m0}}, \quad (4.10)$$

где  $L = (N - 1)d$  – длина МЩА.

Точный расчет КНД волноводно-щелевых антенн представляет собой довольно сложную задачу. Для ориентировочных расчетов можно пользоваться выражением

$$D_{\max} \approx 3,2N. \quad (4.11)$$

Коэффициент полезного действия МЩА с поглощающей нагрузкой на конце при большом числе щелей довольно высок и имеет значение около 0,9–0,95.

## 1.2. Волноводно-стержневые антенны

### 1.2.1. Общие свойства, принцип работы

Волноводно-стержневая антенна относится к классу антенн бегущей волны. Антенны бегущей волны (АБВ) – это линейные или плоские антенны, формирующие осевую или коническую (тороидальную) диаграмму направленности (ДН). Рассмотрим устройство и принцип работы линейной АБВ.

Антенна бегущей волны (рис. 4.5) состоит из двух элементов – возбуждителя и направителя. *Возбудитель* представляет собой открытый конец линии передачи – прямоугольного, круглого, коаксиального волноводов с фланцем или без фланца или с небольшим рупором. *Направитель* – это отрезок открытой линии передачи с замедленной волной. Длина направителя –  $L$ .

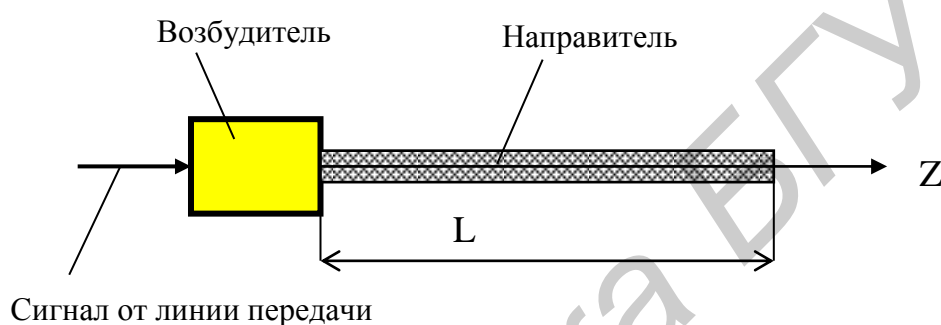


Рис. 4.5. Антенна бегущей волны

На рис. 4.6–4.8 показаны примеры АБВ.

1. Рис. 4.6 – диэлектрическая стержневая АБВ, в которой возбуждителем является открытый конец круглого волновода, направителем – отрезок круглого диэлектрического волновода.

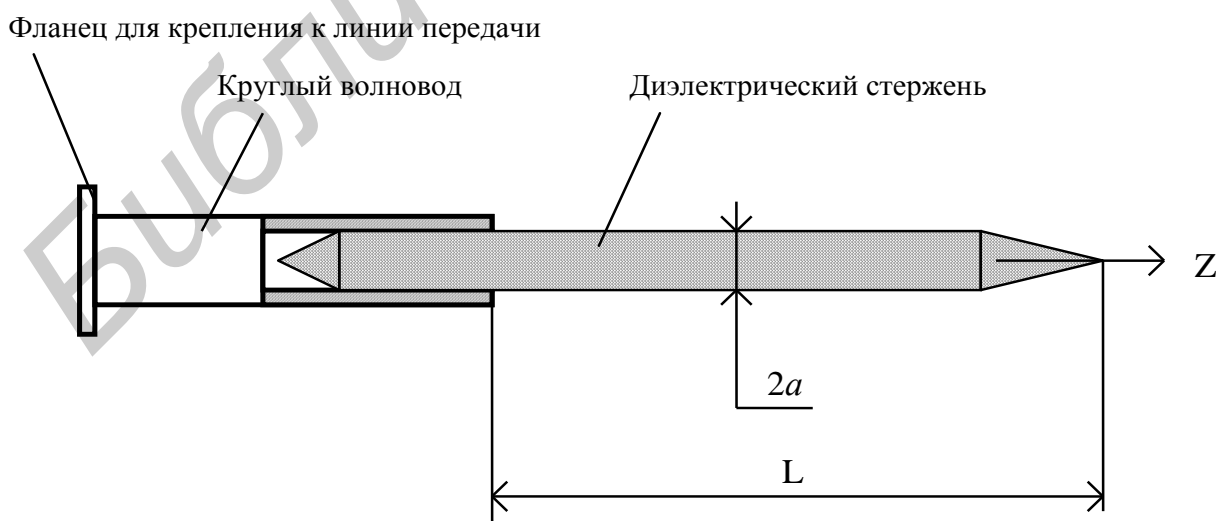


Рис. 4.6. Диэлектрическая стержневая АБВ

2. Рис. 4.7 – ребристо-стержневая АБВ; в ней возбуждатель – небольшой конический рупор, возбуждаемый круглым волноводом, направитель – отрезок открытого волновода в виде металлического стержня с периодически расположенными металлическими шайбами.

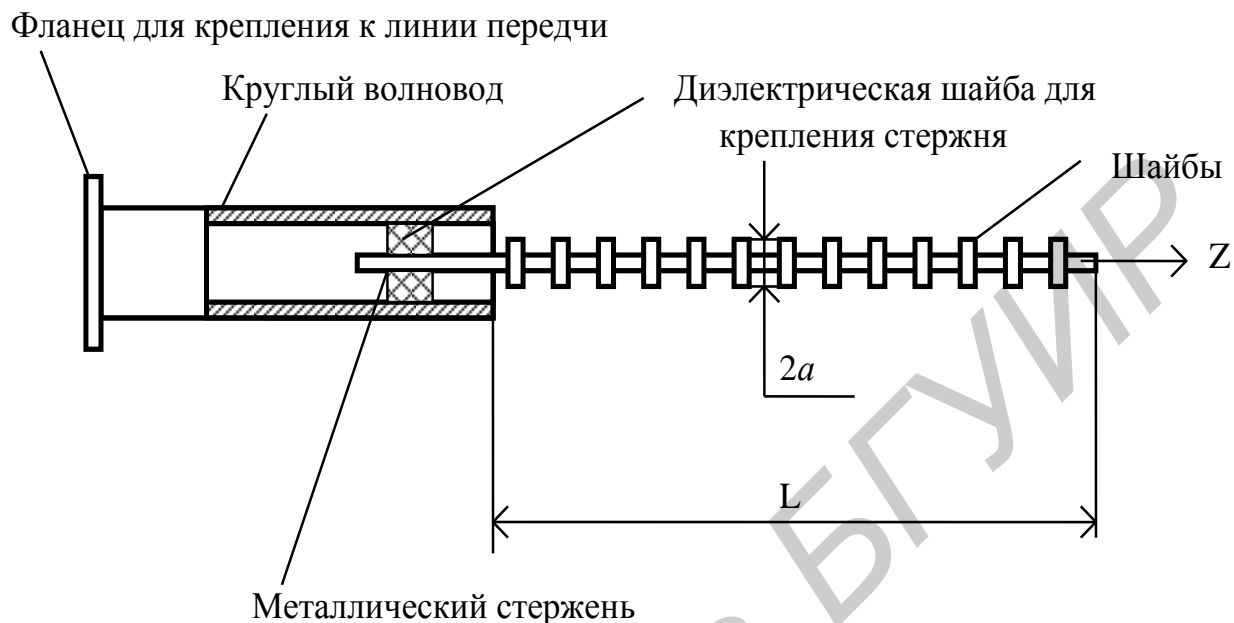


Рис. 4.7. Ребристо-стержневая АБВ

3. Рис. 4.8 – спиральная антенна, в которой возбуждатель – открытый конец коаксиальной линии с плоским фланцем (металлическим диском), направитель – спиральная линия (проводник, свернутый в спираль).

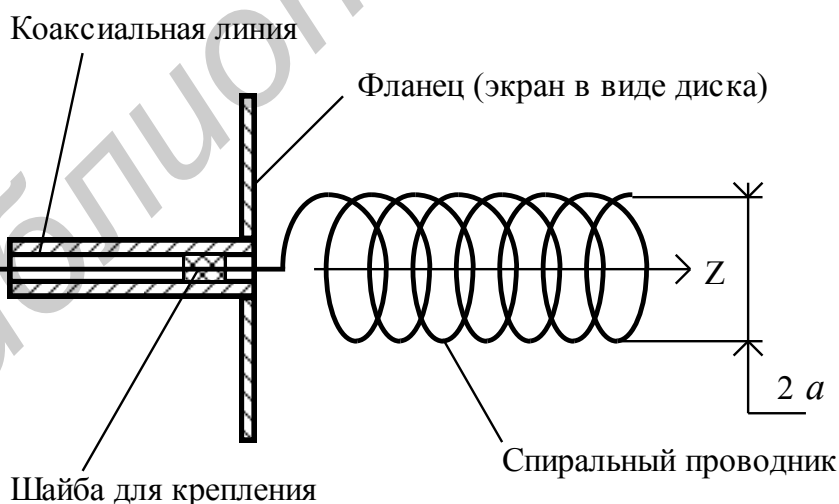


Рис. 4.8. Спиральная антенна

Тип диаграммы направленности, коэффициент направленного действия (КНД), поляризация зависят от типа волны, возбуждаемой в направителе. В свою очередь, тип волны в направителе зависит от типа волны в возбуждателе

(питающем волноводе), поперечных размеров направителя и частоты. Далее форму поперечного сечения направителя в линейной АБВ будем считать круглой с радиусом  $a$ , что показано на рис. 4.7, 4.8.

В качестве примеров ДН на рис. 4.9, 4.10 показаны так называемые осевая и коническая диаграммы направленности. Осевая ДН формируется, например, в антеннах, изображенных на рис. 4.6, 4.7, при возбуждении в круглом волноводе основной волны  $H_{11}$ . При линейной поляризации этой волны поляризация поля антенны в точке дальней зоны, расположенной в направлении главного максимума ДН, линейная, при круговой поляризации волны  $H_{11}$  – круговая.

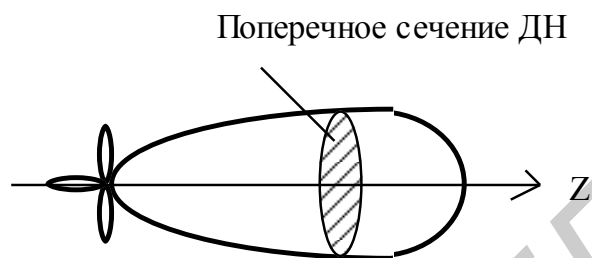


Рис. 4.9. Осевая диаграмма направленности

В антенне (см. рис. 4.8) осевая ДН формируется при возбуждении в коаксиальной линии основной волны типа Т и при радиусе направителя, равном  $a = \frac{\lambda}{2\pi}$ , где  $\lambda$  – длина волны.

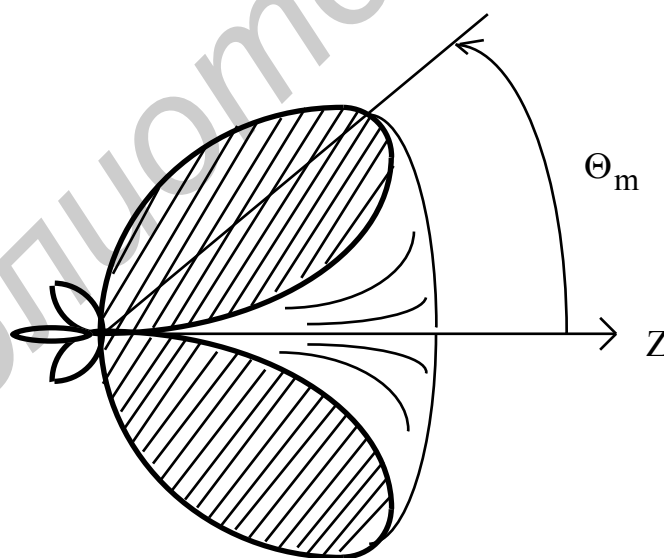


Рис. 4.10. Коническая диаграмма направленности

На рис. 4.10 показаны половина конической ДН (дальняя от читателя) и сечение ее продольной плоскостью. Коническая ДН формируется антеннами, показанными на рис. 4.6, 4.7, при возбуждении в круглом волноводе волн

$H_{0n}$  и  $E_{0n}$ . В спиральной антенне коническая ДН формируется, если радиус спирали удовлетворяет условию  $a = \frac{n\lambda}{2\pi}$ , где  $n = 2, 3, 4, \dots$ .

Антенны бегущей волны относятся к классу слабо- и средненаправленных антенн, их КНД не более 30–40. Используются АБВ в качестве облучателей зеркальных, линзовых антенн, антенных решеток с пространственной схемой распределения мощности, в качестве излучающих элементов антенных решеток и в качестве самостоятельных антенн. АБВ применяются в диапазонах миллиметровых, сантиметровых волн и в коротковолновой части дециметрового диапазона.

Помимо цилиндрических направителей в АБВ используются плоские линейные и плоские дисковые направители.

Все антенны бегущей волны являются широкополосными по критерию стабильности значений характеристик и параметров при изменении частоты, особенно по критерию согласования с линией передачи. Диапазонные свойства АБВ оцениваются коэффициентом перекрытия по частоте  $K_f = f_{\max}/f_{\min}$ , где  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  – верхняя и нижняя частота рабочего диапазона. Разработаны конструкции АБВ, в которых этот коэффициент достигает 10 и более. Поляризация поля излучения АБВ в зависимости от конструкции направителя и типа волны в нем может быть линейной, круговой или управляемой.

### ***1.2.2. Амплитудно-фазовое распределение возбуждения***

Амплитудно-фазовое распределение (АФР) возбуждения в АБВ – это распределение амплитуд и фаз поля в направителе вдоль оси  $z$  – для АБВ (см. рис. 4.6, 4.7) или тока – в АБВ (см. рис. 4.8). Характер АФР определяется принципом работы антенны. Рассмотрим АФР, считая, что конец направителя согласован со свободным пространством. Такое согласование достигается, например, в антеннах, изображенных на рис. 4.6, 4.7, сужением конца направителя (показано только на рис. 4.6). Свободный конец спиральной линии (см. рис. 4.8) сам по себе хорошо согласован со свободным пространством.

Принцип работы АБВ заключается в следующем. Возбудитель возбуждает в направителе замедленную (поверхностную) волну с фазовой скоростью  $V_{\phi}$ , меньше скорости света в свободном пространстве  $c$ . Такая волна канализируется направителем вдоль оси  $z$  и слабо затухает за счет излучения. При этом каждый элемент направителя длиной  $dz$  одновременно является элементом открытой линии и излучателем. Кроме того, возбудитель частично излучает сферическую волну. Бегущая вдоль направителя замедленная волна слабо отражается от конца направителя в силу его согласованности со свободным пространством. Но конец направителя является неоднородностью, поэтому на нем происходит дифракция замедленной электромагнитной волны, и часть ее мощности переходит в пространственную сферическую волну, излучаемую концом направителя. Амплитуды сферических волн, излучаемых



началом и концом направителя, должны быть существенно меньше амплитуды замедленной волны, что достигается, как уже отмечалось, согласованием конца направителя и конструкцией возбuditеля (применением фланцев, небольших рупоров). Замедленная волна распространяется вдоль направителя со слабым затуханием, и приближенно ее амплитуду можно считать постоянной на всей длине направителя. Фаза в бегущей волне в зависимости от координаты  $z$  меняется по линейному закону (уменьшается). На рис. 4.11 показаны: условно АБВ; нормированное к максимуму амплитудное распределение  $A(z)$  и фазовое распределение  $\Psi(z)$ . Причем  $\Psi(z) = -\beta z$ , где коэффициент фазы  $\beta$  связан с фазовой скоростью соотношением  $\beta = \frac{\omega}{V_\phi}$ ,  $\omega$  – частота волны.

Сферические волны, излучаемые началом и концом направителя, в зависимости от расстояния быстро затухают (в сферической волне по закону  $1/z$ , в ближней зоне еще быстрее). Фазовая скорость их равна скорости света в свободном пространстве, коэффициент фазы  $k = \omega/c$ . На начальном и конечном участках направителя происходит интерференция замедленной и пространственной волн, и распределение амплитуд и фаз несколько отличается от показанного на рис. 4.11. Однако на большей части длины направителя (0,8–0,9 от  $L$ ) устанавливается АФР, близкое к показанному на рис. 4.11. Поэтому в приближенных расчетах можно считать амплитудное распределение по длине направителя равномерным  $A(z) = 1$ , а фазовое – линейным  $\Psi(z) = -\beta z$ . Такое АФР и примем для дальнейшего анализа характеристик и параметров АБВ.

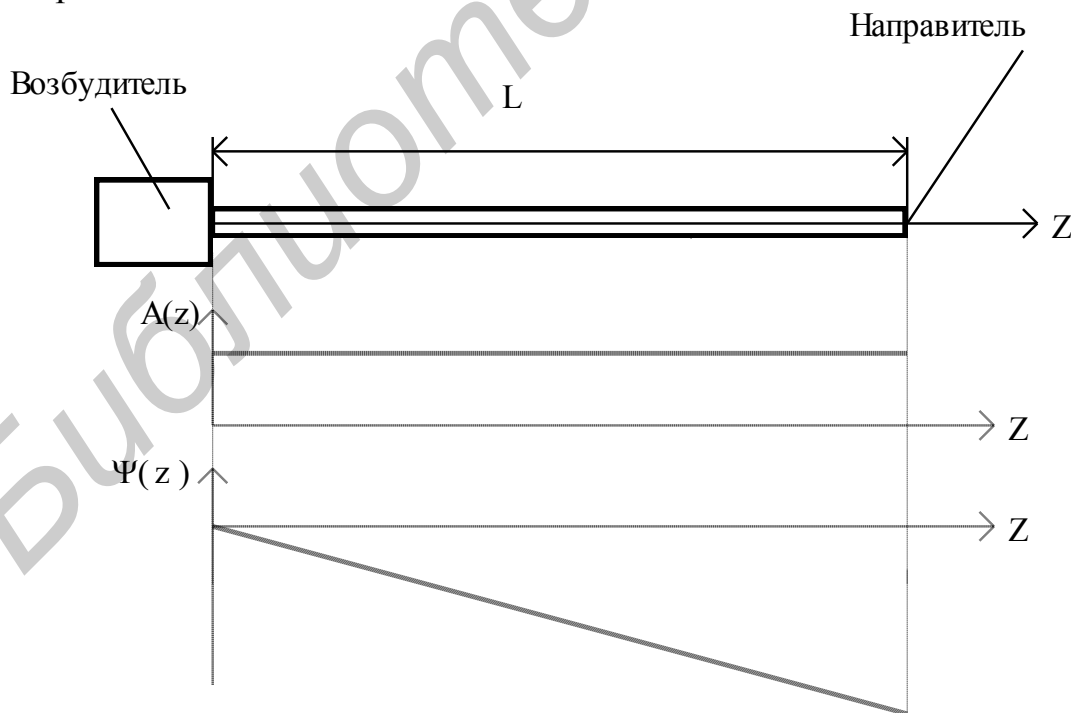


Рис. 4.11. Амплитудное  $A(z)$  и фазовое  $\Psi(z)$  распределения возбуждения в АБВ

### 1.2.3. Диаграмма направленности и КНД линейной антенны бегущей волны

Линейная АБВ – это линейная антенна с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределениями возбуждения. Диаграмма направленности определяется выражением

$$F(\theta, \varphi) = F_1^{e,h}(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta), \quad (4.12)$$

где  $F_1^{e,h}(\theta, \varphi)$  – диаграмма направленности элементарного излучателя антенны в плоскостях E и H;

$F_c(\theta)$  – множитель системы.

На рис. 4.12 показаны: антенна бегущей волны; система сферических координат  $r, \theta, \varphi$  точки наблюдения P в дальней зоне. Элементарным излучателем является отрезок направителя длиной  $dz$ .

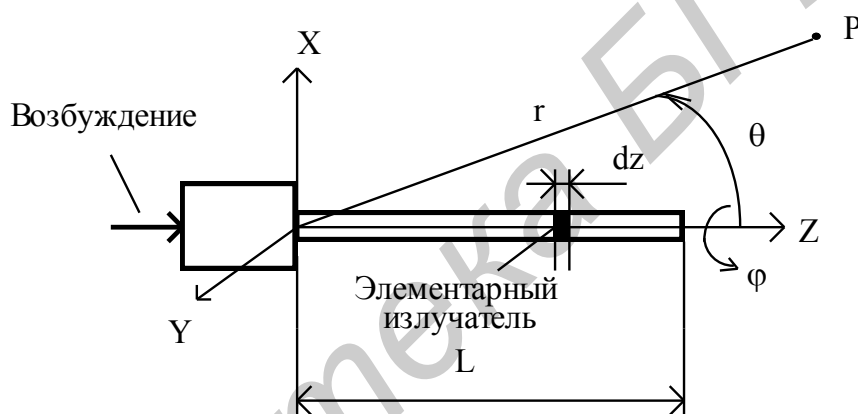


Рис. 4.12. Антенна бегущей волны в системе координат

Множитель системы:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (4.13)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\cos \theta - K_3), \quad (4.14)$$

где  $K_3 = \frac{c}{V_\phi}$  – коэффициент замедления волны в направителе.

Диаграмма направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H зависит от конструкции направителя.

Если направитель имеет круглую форму поперечного сечения с радиусом  $a$  и в нем возбуждается волна, обеспечивающая осевую ДН, при условии  $a < (0,2-0,3)\lambda$ , что обычно в АБВ выполняется, ДН элементарного излучателя определяется следующими приближенными выражениями:

– в плоскости E

$$F_1^e(\theta) = J_0(ka \cdot \sin\theta) \cdot \cos\theta, \quad (4.15)$$

– в плоскости H

$$F_1^h(\theta) = J_0(ka \cdot \sin\theta), \quad (4.16)$$

где  $J_0$  – функция Бесселя нулевого порядка от аргумента  $(ka \cdot \sin\theta)$ ,

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число свободного пространства.

На рис. 4.13 показаны ненормированные множитель системы и диаграмма направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H. Диаграмма направленности элементарного излучателя в плоскости E затемнена, в плоскости H показана тонкой линией, множитель системы – жирной линией. Излучение элементарного излучателя в направлении отрицательных значений  $z$  (в направлении, противоположном распространению замедленной волны в направителе) подавляется множителем системы, который имеет максимум в направлении оси  $+z$ . Параметры ДН сильно зависят от волновой длины направителя и коэффициента замедления и слабо – от радиуса направителя, если  $a < (0,2-0,3)\lambda$ .

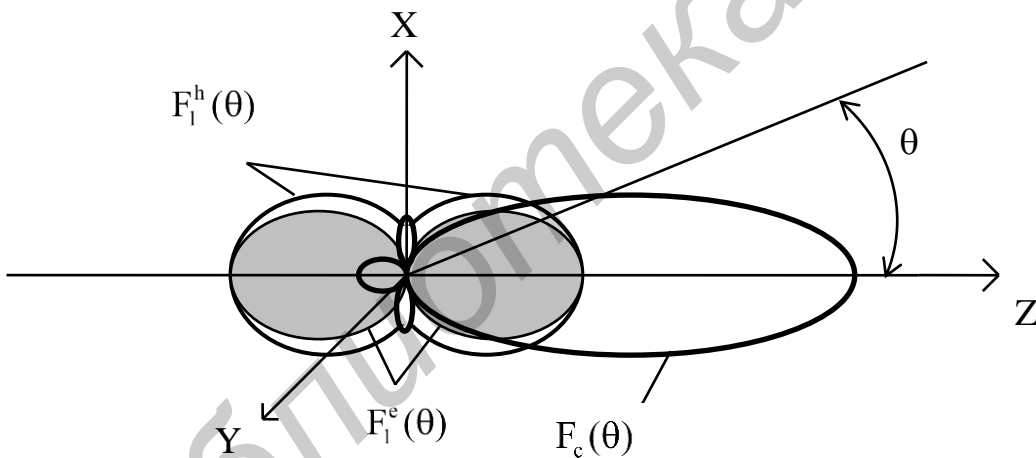


Рис. 4.13. Диаграммы направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H и множитель системы АБВ

При коэффициенте замедления  $K_3 = 1$  ширина главного лепестка диаграммы направленности определяется выражением

$$2\theta_{0,5} \approx 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}. \quad (4.17)$$

Максимальный боковой лепесток приблизительно равен 21 %. Коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 4 \frac{L}{\lambda}. \quad (4.18)$$

При оптимальном коэффициенте замедления, обеспечивающем максимум КНД антенны и равном  $K_3 = 1 + \frac{\lambda}{2L}$ , ширина главного лепестка ДН определяется выражением

$$2\theta_{0,5} \approx 61^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}. \quad (4.19)$$

При этом уровень максимального бокового лепестка составляет 34 %, коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 7,2 \frac{L}{\lambda}. \quad (4.20)$$

Указанные параметры диаграммы направленности и значения КНД получены в результате анализа множителя системы линейной антенны с линейным фазовым и равномерным амплитудным распределением и не учитывают направленных свойств элементарного излучателя. Некоторое затухание замедленной волны при распространении ее вдоль направителя уменьшает КНД, ведет к расширению главного лепестка и росту боковых лепестков ДН. С другой стороны, учет направленных свойств элементарного излучателя приводит к обратным эффектам. Поэтому приведенные выше соотношения для параметров ДН и КНД оказываются достаточно точными в инженерных оценочных расчетах.

Коэффициент замедления в антенне бегущей волны выбирается в пределах

$$1 < K_3 < K_{3,\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}. \quad (4.21)$$

При  $K_3 = 1$  волна, распространяющаяся в направителе, перестает быть замедленной (поверхностной), и антенна не работает как антенна бегущей волны. Мощность возбудителя в основном переходит в сферическую волну.

При  $K_3 \geq K_{3,\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}$  боковые лепестки получаются слишком большими.

Таким образом, при проектировании АБВ необходимо знать, как реализовать нужный коэффициент замедления. Этот вопрос решается для каждого конкретного типа АБВ.

### 1.2.4. Диэлектрическая стержневая антенна бегущей волны

Варианты антенн показаны на рис. 4.14, 4.15. Возбудитель показанных антенн представляет собой открытый конец круглого волновода с основной волной  $H_{11}$ , снабженный небольшим металлическим фланцем (экраном) в виде круглого диска для увеличения эффективности возбуждения антенны. Вместо диска может применяться небольшой конический рупор. В приближенных расчетах антенны фланец и рупор не учитываются.

На рис. 4.14 диаметр направителя равен  $2a$ , на рис. 4.15 максимальный диаметр –  $2a_{\max}$  и минимальный –  $2a_{\min}$ . Эти диаметры рассчитываются для обеспечения необходимого коэффициента замедления. При этом используются результаты решения задачи по анализу собственных волн в диэлектрическом цилиндрическом бесконечном волноводе. Показано, что основной волной в таком волноводе является гибридная волна  $HE_{11}$  с критической длиной волны, стремящейся к бесконечности. Эта волна и используется в антеннах бегущей волны.

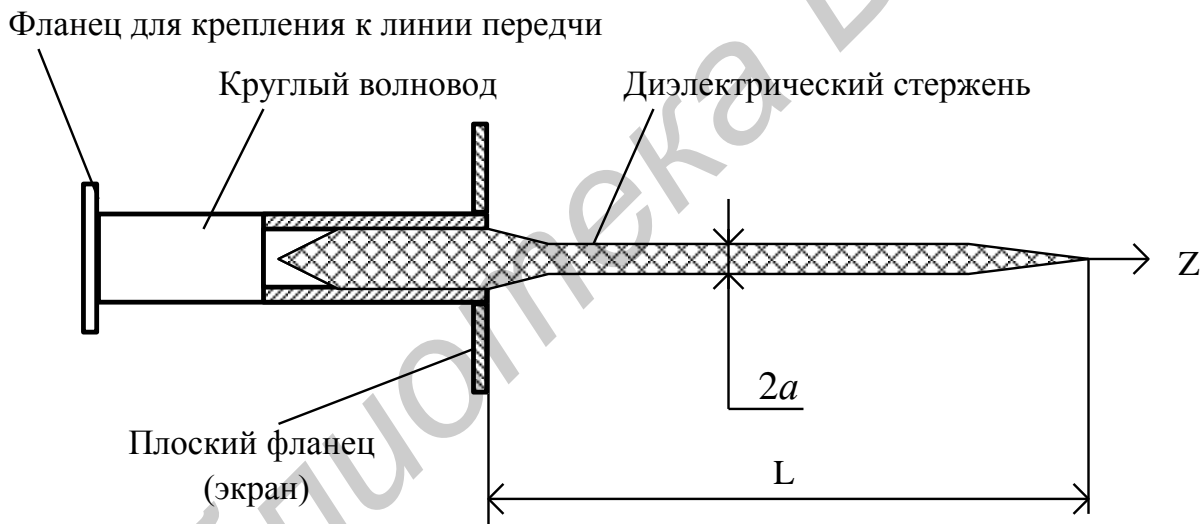


Рис. 4.14. Антенна бегущей волны с цилиндрическим диэлектрическим направителем

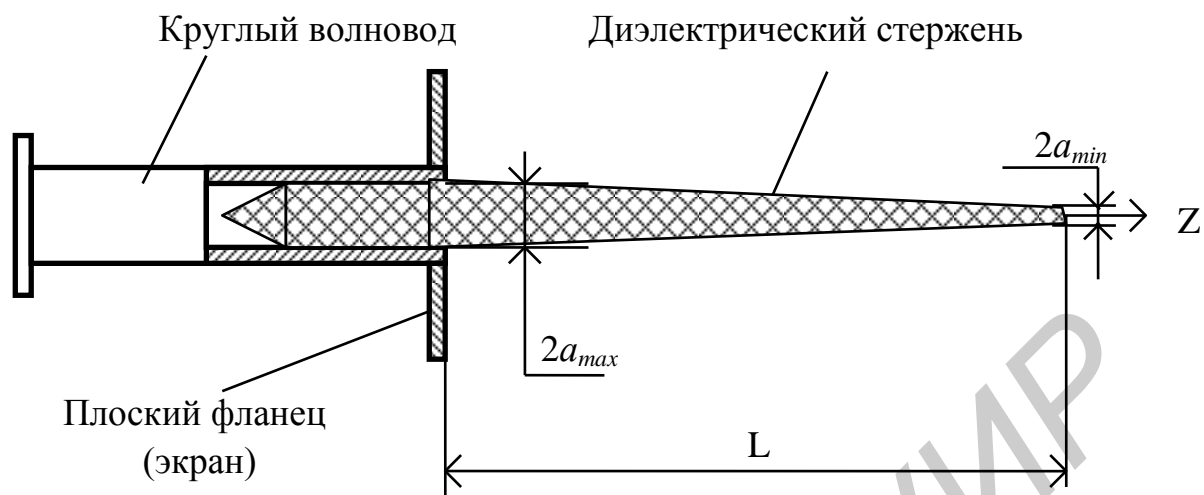


Рис. 4.15. Антенна бегущей волны с коническим диэлектрическим направителем

Структура силовых линий векторов  $E$  и  $H$  волны  $HE_{11}$  в диэлектрическом стержне (диэлектрическом волноводе) показана на рис. 4.16.

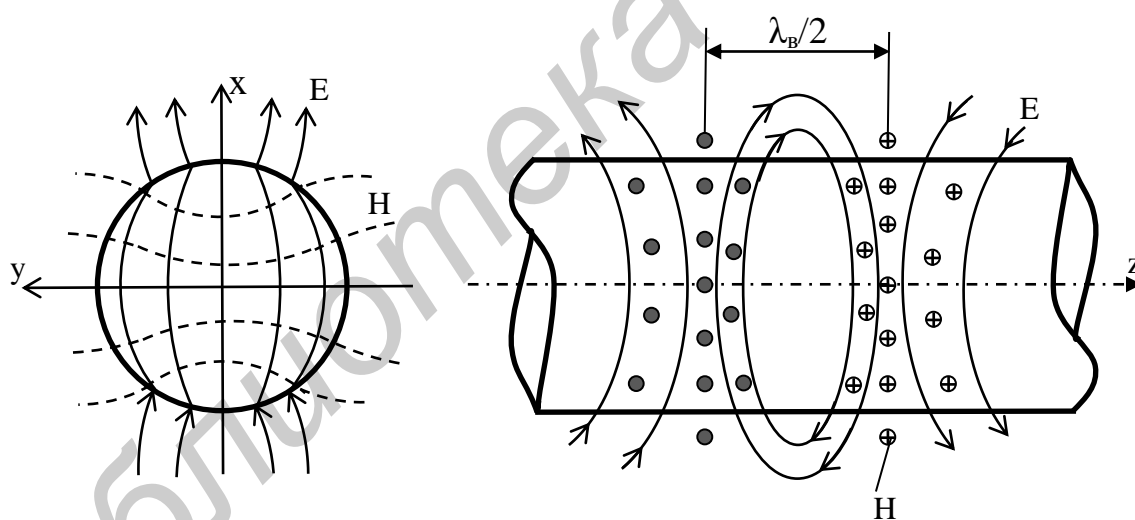


Рис. 4.16. Структура силовых линий электрического и магнитного полей волны  $HE_{11}$  в диэлектрическом волноводе

Силовые линии электрического и магнитного полей в пределах поперечного сечения напоминают структуру силовых линий волны  $H_{11}$  в круглом волноводе, но в отличие от этой волны выходят за пределы поперечного сечения (переходят в воздух) и замыкаются сами на себя через продольную со-

ставляющую. Векторы  $E$  и  $H$  имеют продольные составляющие, поэтому волна относится к типу  $HE$ .

Если относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика волновода  $\epsilon > 1$ , волна  $HE_{11}$  по отношению к скорости света в воздухе замедляется, т. е. имеет  $V_\phi < c$ . Однако эта фазовая скорость больше, чем скорость света в однородном безграничном диэлектрике с проницаемостью  $\epsilon$ , которая равна  $c/\sqrt{\epsilon}$ . Таким образом, фазовая скорость замедленной волны  $HE_{11}$  в диэлектрическом волноводе находится в пределах  $c/\sqrt{\epsilon} < V_\phi < c$ , а коэффициент замедления  $K_3 = c/V_\phi$  – в пределах  $1 < K_3 < \sqrt{\epsilon}$ . Степень приближения  $K_3$  к левой или правой границе указанного интервала зависит от отношения  $2a/\lambda$  и  $\epsilon$ . Чем больше  $2a/\lambda$  и значение  $\epsilon$ , тем ближе  $K_3$  к величине  $\sqrt{\epsilon}$ . Качественная зависимость коэффициента замедления от величины  $2a/\lambda$  показана на рис. 4.17.

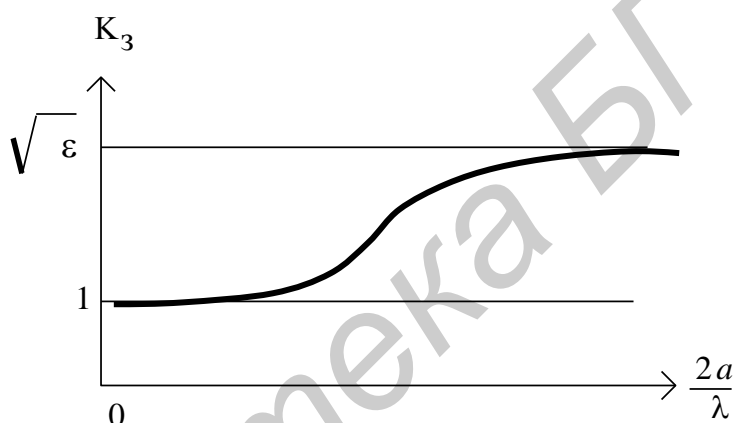


Рис. 4.17. Зависимость коэффициента замедления от волнового диаметра направителя

Волна  $HE_{11}$  возбуждается в направителе, если в круглом волноводе возбуждателя возбуждена волна  $H_{11}$ . Если возбуждатель выполнен на прямоугольном волноводе, в нем должна быть возбуждена волна  $H_{10}$ .

Для исключения в направителе высших типов волн его диаметр должен удовлетворять условию

$$2a \leq 0,6\lambda\sqrt{\epsilon-1}. \quad (4.22)$$

Согласование направителя с возбуждателем и со свободным пространством достигается приданием конической формы начальному и конечному участку, или применением конического направителя. В таком направителе диаметр  $2a_{\max}$  делается равным диаметру круглого волновода при выполнении условия (4.22), диаметр  $2a_{\min}$  рассчитывается так, чтобы средний диаметр направителя  $2a = a_{\max} + a_{\min}$  обеспечивал требуемый коэффициент замедления (обычно близкий к оптимальному). Расчет диаграммы направленности АБВ с

коническим направителем производится так же, как для АБВ с цилиндрическим направителем с диаметром, равным среднему  $2a = a_{\max} + a_{\min}$ .

При линейной поляризации волны  $H_{11}$  в круглом волноводе поле электрической стержневой антенны в дальней зоне в направлении главного максимума (в направлении оси антенны) также будет линейно поляризовано. В этом случае диаграмма направленности в плоскостях Е и Н определяется выражениями (4.12–4.14).

## 2. Измерительная установка и методические указания к работе

Измерение характеристик и параметров антенн производится в режиме приема с помощью установки, структурная схема которой показана на рис. 6 (с.15). В состав установки входят генератор на диоде Ганна трехсантиметрового диапазона волн 1 и вспомогательная передающая рупорная антенна 2, создающие поле в точке расположения исследуемой приемной антенны 3. В качестве приемника используется волноводная детекторная секция (ДС) 4, перестраиваемая на частоте подвижным короткозамыкающим поршнем. К выходу ДС по постоянному току подключается индикатор 5 – многопредельный микроамперметр постоянного тока. Вольт-амперная характеристика детектора близка к квадратичной (при условии, что ток детектора не превышает величину 25–30 мкА), поэтому показания индикатора пропорциональны мощности или квадрату напряженности поля в приемной антенне.

Включение и настройка измерительной установки производится в следующей последовательности:

1) перед включением установить регулятор напряжения диода Ганна генератора на нуль; аттенюатор, регулирующий уровень мощности генератора, – на максимум затухания;

2) включить индикаторный прибор в сеть, снять его с блокировки, подключить к нему выход детекторной секции и установить предел измерения тока 15 или 30 мкА;

3) включить генератор, установить напряжение питания диода Ганна 10–11 В по вольтметру на панели генератора;

4) по шкале на волноводе генератора и градуировочному графику установить заданную частоту;

5) совместить оси передающей и приемной антенн с учетом поляризации поля и установить аттенюатором генератора такой уровень мощности, чтобы стрелка индикатора отклонялась во вторую половину шкалы;

6) короткозамыкающим поршнем настроить детекторную секцию на частоту генератора и окончательно установить уровень мощности генератора, чтобы при установке исследуемой антенны в направлении главного максимума ток детектора не превышал значения 30 мкА.

В данной лабораторной работе исследуются резонансные и нерезонансные многощелевые антенны с различным числом щелей и электрические стержневые антенны.



### 3. Задание и порядок выполнения работы

1. Изучить настоящее методическое пособие, ознакомиться с измерительной установкой, выполнить эскизы исследуемых антенн с указанием основных размеров.

2. Установить на стойку резонансную МЦА с учетом поляризации поля, включить измерительную установку и настроить ее на заданную частоту в соответствии с методическими указаниями. Положение короткозамыкающего поршня МЦА выбирается по максимуму показаний индикатора.

3. Измерить диаграммы направленности антенны для  $\pi$ - и  $2\pi$ -способов возбуждения щелей. Для этого установить риску начала отсчета угла на стойке исследуемой антенны напротив деления  $0^\circ$  шкалы и снять зависимость тока индикатора от угла поворота антенны вокруг оси стойки. Интервал изменения угла выбирать в зависимости от скорости и характера изменения тока. Для реализации  $2\pi$ -способа возбуждения необходимо один ряд щелей в широкой стенке волновода закрыть специальной пластиной.

4. Определить поляризацию резонансной МЦА: положение плоскости E и измерить коэффициент эллиптичности. Для этого поворачивать передающую антенну вокруг продольной оси и фиксировать показания индикатора.

5. Установить на стойку нерезонансную МЦА, подстроить детекторную секцию и измерить диаграмму направленности антенны.

6. Измерить зависимость отклонения направления главного максимума ДН от нормали к оси волновода антенны при изменении частоты генератора в заданном диапазоне. При каждом изменении частоты необходима подстройка детекторной секции.

7. Измерить диаграмму направленности и КНД заданных волноводно-стержневых антенн. КНД измерить методом сравнения. В качестве эталонной антенны использовать открытый конец прямоугольного волновода. Его КНД рассчитать по формуле  $\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \text{СКИП}$ , где S – площадь раскрытия волновода, КИП = 0,81.

8. Обработать результаты измерений ДН и построить графики ДН в прямоугольной системе координат. Определить ширину главного лепестка по уровню половинной мощности в направлении главного максимума ДН антенн.

9. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН резонансной и нерезонансной щелевых антенн и сравнить с полученными экспериментально значениями.

10. По результатам измерения КНД волноводно-стержневых антенн определить, в какой из исследованных антенн коэффициент замедления ближе к оптимальному значению. Для этой антенны рассчитать ширину главного лепестка ДН и КНД и сравнить с полученными экспериментально.

11. Сделать выводы по всем пунктам работы:
  - о виде ДН резонансной и нерезонансной МЩА при  $\pi$ - и  $2\pi$ -способах возбуждения;
  - о зависимости направления главного максимума ДН нерезонансной МЩА от частоты;
  - о поляризации поля МЩА;
  - о зависимости ДН и КНД волноводно-стержневой антенны от коэффициента замедления.

#### 4. Содержание отчета

1. Название и цель лабораторной работы.
2. Структурная схема измерительной установки с указанием использованных измерительных приборов.
3. Эскизы исследованных антенн с указанием основных размеров.
4. Экспериментальные результаты исследования характеристик антенн, сведенные в таблицы.
5. Нормированные диаграммы направленности всех исследованных антенн, построенные в декартовой системе координат. Другие характеристики и параметры антенн, полученные экспериментальным и расчетным путем.
6. Выводы по всем пунктам проделанной работы, дающие оценку полученным результатам и возможным погрешностям измерений.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Назначение и классификация антенн. Зоны электромагнитного поля антенн.
2. Определение и физический смысл основных параметров и характеристик антенн в режиме приема и в режиме передачи.
3. Методика измерения характеристик и параметров антенн.
4. Принцип работы щелевой антенны. Элементарный излучатель щелевой антенны.
5. Диаграмма направленности, КНД и поляризация полуволновой щели в экране.
6. Способы расположения излучающих щелей на стенках прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$ .
7. Конструкция, принцип работы и свойства резонансной МЩЛ на прямоугольном волноводе.
8. Конструкция, принцип работы, характеристики и параметры нерезонансной многощелевой антенны.
9. Частотное сканирование в нерезонансной многощелевой антенне.
10. Достоинства и недостатки, области применения волноводно-щелевых антенн.

11. Устройство, принцип работы диэлектрической стержневой антенны.
12. Типы антенн бегущей волны.
13. Амплитудно-фазовое распределение возбуждения в АБВ.
14. Диаграмма направленности и КНД линейной антенны бегущей волны.
15. Коэффициент замедления волны в направителе, его связь с параметрами направленности антенны бегущей волны.
16. Структура поля, тип волны в направителе диэлектрической стержневой антенны.
17. Достоинства и недостатки, области применения диэлектрических стержневых антенн.

## **6. Методические материалы для подготовки к работе**

### Литература

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988.
2. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.
3. Юрцев, О. А. Резонансные и апертурные антенны: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника» / О. А. Юрцев. В 3-х ч. Ч.2. – Минск : БГУИР, 2001.
4. Юрцев, О. А. Антенны бегущей волны, антенные решетки, антенны коротких, средних и длинных волн: метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 3 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2001.
5. Драбкин, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974.

### Электронные средства обучения

1. ЭУМКД «Антенны и устройства СВЧ».

## Содержание

ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ.....	3
<i>Лабораторная работа №1</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН.....	18
<i>Лабораторная работа №2</i> ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНЫХ И РУПОРНО-ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН .....	41
<i>Лабораторная работа №3</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ.....	64
<i>Лабораторная работа №4</i> ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЦЕЛЕВЫХ АНТЕНН НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ И ВОЛНОВОДНО- СТЕРЖНЕВЫХ АНТЕНН.....	84

*Учебное издание*

**Кухарев Александр Васильевич**  
**Кижлай Игорь Николаевич**  
**Кирильчук Валерий Борисович и др.**

***АНТЕННЫ.***  
***ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редакторы *Т. П. Андрейченко, Е. И. Герман*  
Корректор *Е. Н. Батурчик*  
Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоля*

Подписано в печать 10.09.2013. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 6,51. Уч.-изд. л. 5,5. Тираж 200 экз. Заказ 314.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.  
220013, Минск, П. Бровки, 6