

*Министерство образования Республики Беларусь*

Учреждение образования  
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра антенн и устройств СВЧ

Лабораторные работы  
по дисциплине "Распространение радиоволн и АФУ"

## Содержание

Характеристики и параметры антенн . . . . .	4
Методика измерения характеристик и параметров антенн . . . . .	11
<i>Лабораторная работа № 1. Исследование вибраторных и рамочных антенн . . . . .</i>	14
<i>Лабораторная работа № 2. Исследование рупорных и рупорно-линзовых антенн . . . . .</i>	28
<i>Лабораторная работа N 3. Исследование зеркальной антенны . . . . .</i>	44
<i>Лабораторная работа N 4. Исследование многощелевых антенн на прямоугольном волноводе и волноводно-стержневых антенн . . . . .</i>	52
Литература . . . . .	70

# 1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН И МЕТОДИКА ИХ ИЗМЕРЕНИЯ

## 1.1. Характеристики и параметры антенн

### 1.1.1. Общие свойства и назначение антенн

Антенна является необходимым элементом любой радиолинии и может работать в режимах передачи и приема.

В режиме передачи антенна:

преобразует электромагнитные волны, распространяющиеся в линии передачи, в электромагнитные волны, распространяющиеся в свободном пространстве;

создает в пространстве требуемое распределение плотности потока мощности с требуемой поляризацией.

В режиме приема антенна:

производит селекцию полезного сигнала по пространственным координатам, по частоте и поляризации;

преобразует волны, распространяющиеся в свободном пространстве, в волны, распространяющиеся в линии передачи.

В пространстве вокруг антенны выделяют три зоны – ближнюю, промежуточную и дальнюю. Это делается для того, чтобы упростить теоретический анализ свойств антенны и выделить главное в этих свойствах. Рис.1 иллюстрирует расположение зон относительно антенны.

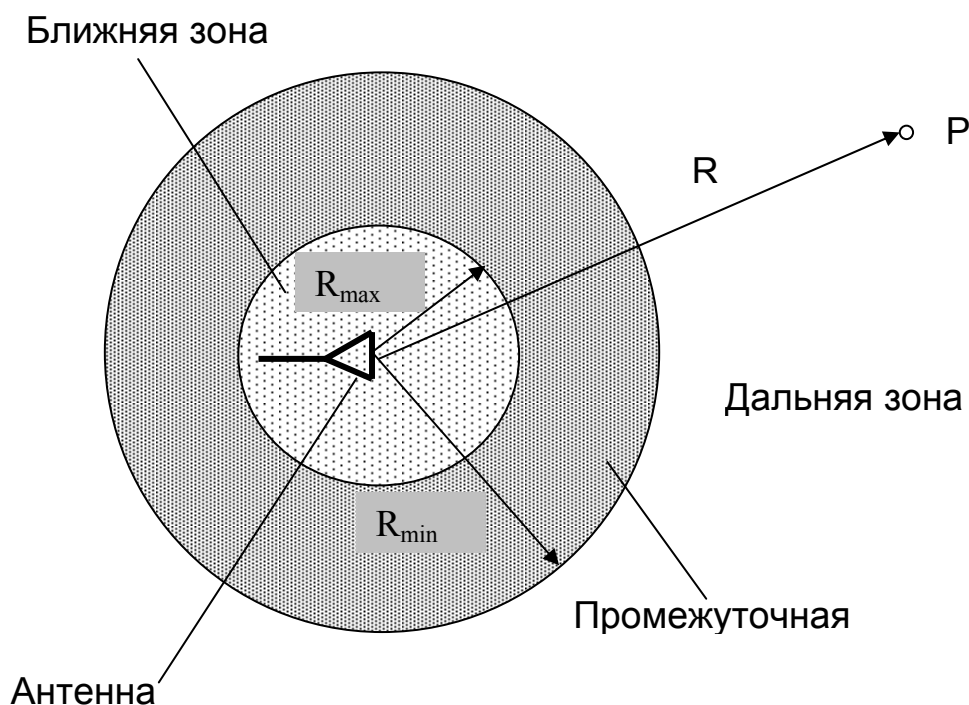


Рис.1. Зоны излучения

На рис.1 показана точка наблюдения P (точка, в которой рассматривается, или "наблюдается", поле) и расстояние R от антенны до этой точки. Меняя R, можно точку наблюдения переместить в любое положение ближней, промежуточной и дальней зон.

Ближняя зона – это область пространства вокруг антенны, расстояние до дальней границы которой –  $R_{\max}$  значительно меньше размеров антенны.

Дальняя зона – это область пространства вокруг антенны, расстояние до ближней границы которой –  $R_{\min}$  значительно больше размеров антенны. Дальняя зона простирается до бесконечности. Между ближней и дальней зонами располагается промежуточная зона. Будем считать, что антенна работает в режиме передачи, а в точке наблюдения расположена приемная антенна (индикатор напряженности поля). Поле антенны в ближней и дальней зонах имеет следующие характерные особенности.

1. Поле в ближней зоне равно сумме реактивного и активного полей. С ростом расстояния R амплитуды активного и реактивного полей уменьшаются:

в реактивном поле – пропорционально  $\frac{1}{R^2}$ , в активном – пропорционально  $\frac{1}{R}$ .

Амплитуда реактивного поля существенно превосходит амплитуду активного поля.

2. В реактивном поле вектора  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  взаимно перпендикулярны и сдвинуты по фазе на угол, равный  $90^\circ$ . В результате сдвига по фазе средний за период колебания поток мощности равен нулю: половину периода колебания вектор плотности потока мощности направлен от антенны, вторую половину периода – к антенне. Кроме того, мощность циркулирует по поверхности сфер  $R=\text{const}$ , половину периода в одном направлении, половину периода в обратном направлении. Таким образом, ближняя зона является накопителем энергии электромагнитного поля.

3. В активном поле вектора  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  взаимно перпендикулярны и перпендикулярны направлению распространения волны (радиусу R). Сдвиг по фазе между векторами  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  равен нулю. Поэтому средний за период колебания поток мощности отличен от нуля, и активное поле переносит мощность от антенны через ближнюю и промежуточную зоны в дальнюю зону.

Соотношение амплитуд реактивного и активного полей в разных зонах иллюстрируется графиком рис.2.

4. Активное поле представляет собой сферическую волну. Амплитуды

векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  связаны соотношением  $\frac{E_m}{H_m} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} = \rho$ ;  $\mu_a, \epsilon_a, \rho$ –

абсолютные магнитная и диэлектрическая проницаемости и волновое (характеристическое) сопротивление свободного пространства, в котором находится антенна и точка наблюдения P.

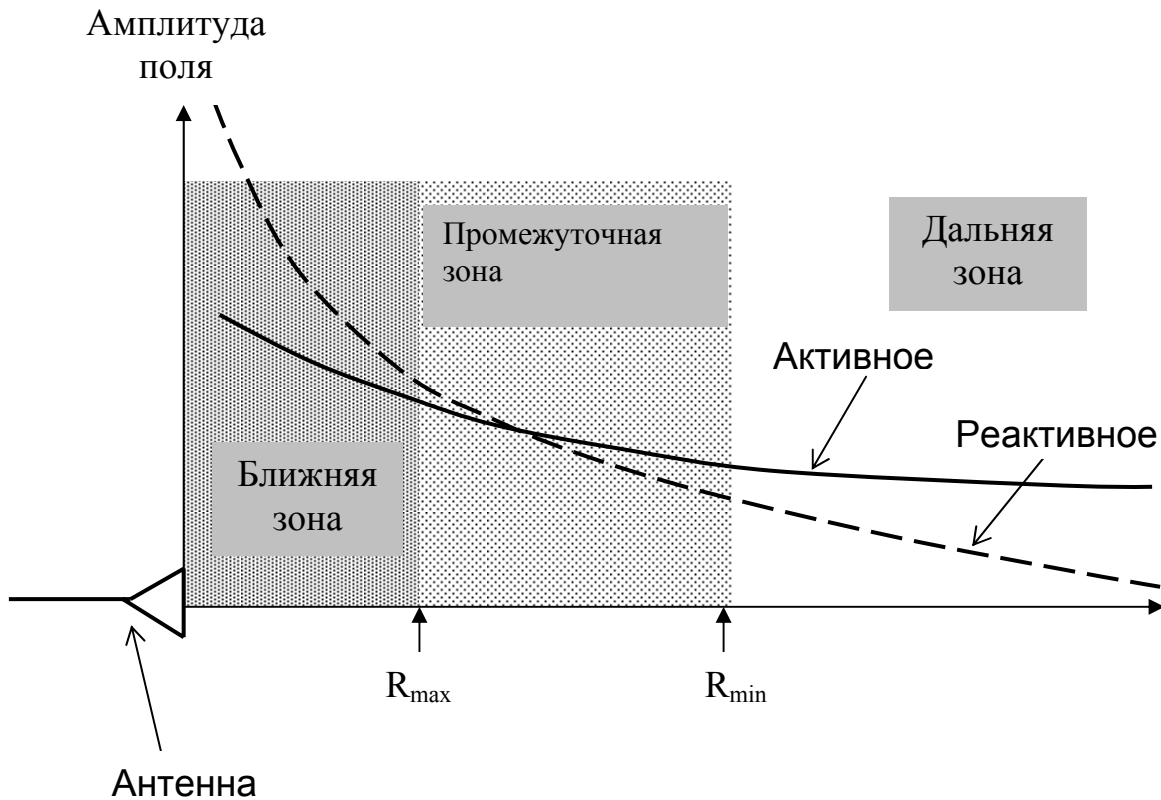


Рис.2. Зависимость активного и реактивного поля от расстояния

Если антенна и точка наблюдения находятся в воздухе,  
 $\mu_a = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\epsilon_a = \frac{1}{36} 10^{-9}$  Ф/м;  $\rho = 120\pi = 377$  Ом.

5. В дальней зоне амплитуды векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в активном поле существенно больше по сравнению с реактивным полем.

В теории антенн показано, что рассмотренными свойствами обладает поле в ближней и дальней зонах, если  $R_{\max}$  (расстояние до дальней границы ближней зоны) и  $R_{\min}$  (расстояние до ближней границы дальней зоны) удовлетворяют условиям:

$$R_{\max} \leq \frac{L}{2} \left[ \frac{1}{2} + \left( \frac{L}{\lambda} \right)^{\frac{1}{3}} \right], \quad R_{\min} \geq \frac{2L}{\lambda^2},$$

где  $L$  – максимальный линейный размер антенны,  $\lambda$  – длина волны.

### 1.1.2. Характеристики и параметры антенны в режиме передачи

Характеристиками называются некоторые величины, описывающие свойства антенны и зависящие от угловых координат точки наблюдения в дальней зоне – в режиме передачи или от угловых координат источника поля – в режиме приема. Параметры антенны не зависят от угловых координат. Основные характеристики антенны: диаграмма направленности (ДН), фазовая диаграмма (ФД), поляризационная диаграмма (ПД). Основные параметры: коэффициент направленного действия (КНД), коэффициент усиления (КУ), входное сопротивление ( $Z_{вх}$ ).

Характеристики и параметры по-разному определяются в режиме передачи и приема, но их численные значения в этих двух режимах работы антенны совпадают. Рассмотрим режим передачи.

Пусть антенна расположена в начале декартовой ( $X, Y, Z$ ) и сферической ( $R, \theta, \varphi$ ) систем координат (рис.3).

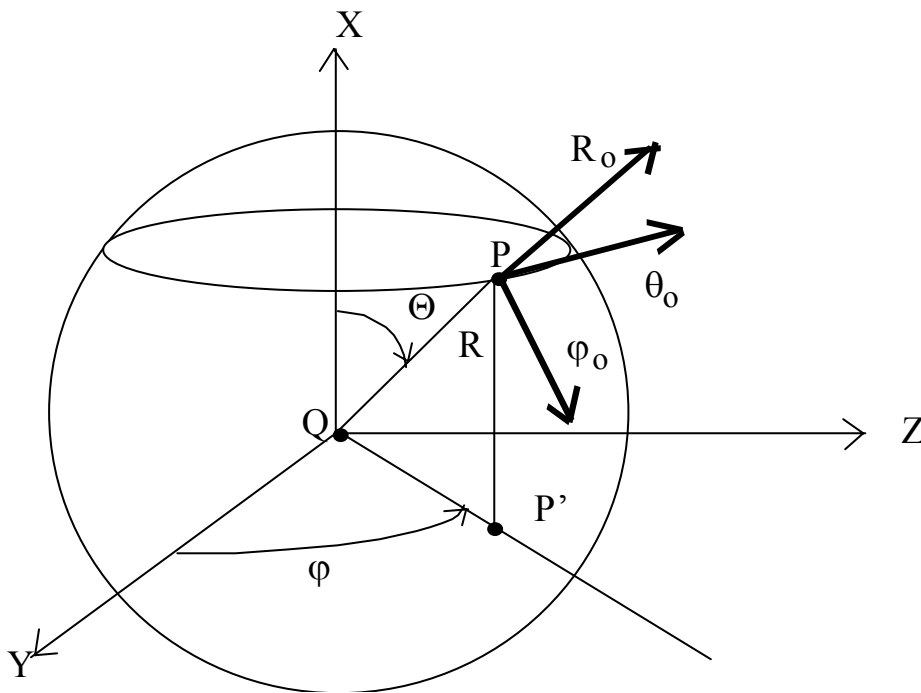


Рис.3. Сферическая система координат

На рисунке:

в точке Q расположена антенна, P – точка наблюдения, находящаяся в дальней зоне, P' – проекция точки P на плоскость XY;

$R, \theta, \varphi$  – сферические координаты точки P ( $R_{\min} < R < \infty, 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \varphi \leq 2\pi$ ;

$R_o, \theta_o, \varphi_o$  – единичные вектора сферической системы координат.

Антенна создает в точке P поле, описываемое векторами  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ . Эти вектора

характеризуются направлением, амплитудами и начальными фазами, которые зависят от угловых координат  $\theta, \varphi$  точки  $P$ . Поскольку вектора  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  однозначно связаны друг с другом (их направления в пространстве, амплитуды и фазы), характеристики антенны определяют по вектору  $\vec{E}$ .

В общем случае вектор  $\vec{E}$  с течением времени вращается вокруг радиус-вектора  $R$  и за период колебаний его конец описывает эллипс, т.е. излучаемая антенной волна эллиптически поляризована. Амплитуда вектора  $\vec{E}$  при этом меняется от  $E_{\min}$  до  $E_{\max}$ . Отношение  $E_{\min}/E_{\max}$  называется коэффициентом эллиптичности и обозначается символом  $K_{\vartheta}$ . Эллипс, который описывается концом вектора  $\vec{E}$ , называется эллипсом поляризации. Плоскость эллипса поляризации перпендикулярна направлению распространения волны, т.е. радиус-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  $K_{\vartheta}=1$ , и линейной, когда  $K_{\vartheta}=0$ .

*Диаграммой направленности* называется зависимость амплитуды вектора  $\vec{E}$  поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения  $P$ , т.е. зависимость  $E(\theta, \varphi)$ . Диаграмма направленности обозначается символом  $f(\theta, \varphi)$ .

Диаграмму направленности нормируют, т.е. 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  $\varphi$ :  $\varphi=0$  и  $\varphi=90^\circ$ .

На рис.4, 5 показаны типичные ДН в прямоугольных и полярных координатах. Как видно, ДН имеет лепестковый характер, что является следствием интерференции полей, излучаемых различными элементами (частями) антенны. Различают главный лепесток (ГЛ) и боковые лепестки (БЛ). Параметры ДН:

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

$\Theta_m$  – направление главного максимума в пространстве;

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

При линейной поляризации рассматриваются ДН в двух плоскостях – в плоскости  $E$  и плоскости  $H$ . Плоскостью  $E$  называется плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{E}$  и направление главного максимума ДН.

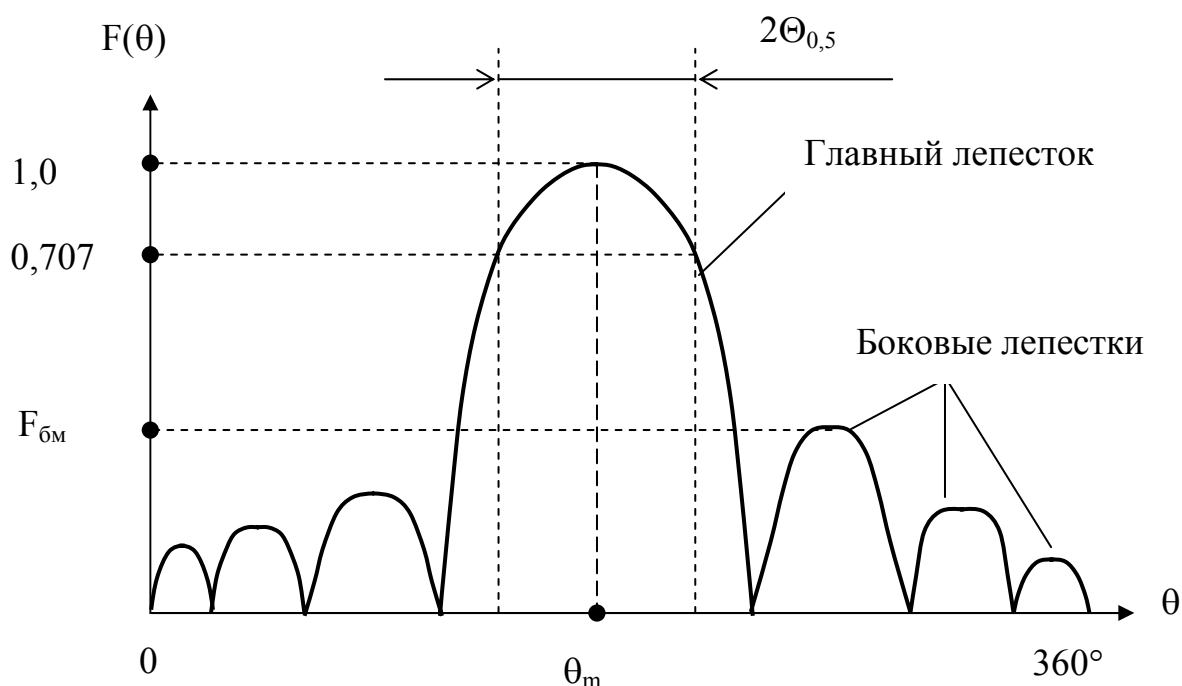


Рис.4. Диаграмма направленности в прямоугольных координатах

Параметры ДН в плоскости Е обозначаются символами:  $2\Theta_{0,5}^e$ ,  $\Theta_m^e$ ,  $F_{0m}^e$ .

Плоскостью Н называется плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{N}$  и направление главного максимума ДН. Параметры ДН в плоскости Н обозначаются символами:  $2\Theta_{0,5}^h$ ,  $\Theta_m^h$ ,  $F_{0m}^h$ .

*Фазовой диаграммой* называется зависимость фазы вектора  $\vec{E}$  поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения Р.

Фазовую диаграмму изображают в прямоугольных или полярных координатах, а значение фазы отсчитывают от значения ее в направлении главного максимума ДН.

*Поляризационной диаграммой* называется зависимость поляризационных параметров поля антенны в дальней зоне (коэффициента эллиптичности  $K_e$  и угла преимущественной поляризации  $\gamma$ ) от угловых координат точки наблюдения Р.

*Коэффициент направленного действия* – 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 Р дальней зоны поле одинаковой напряженности. В зависимости от конструкции антенны КНД в направлении



главного максимума может иметь значение от нескольких единиц до нескольких миллионов. Чем уже главный лепесток ДН и меньше уровень боковых лепестков, тем больше КНД.

Приближенно  $KНД = \frac{25000 \dots 35000}{(2\Theta_{0,5}^e)^0 (2\Theta_{0,5}^h)^0}$ . Значение ширины главного

лепестка в плоскостях Е и Н подставляется в градусах.

*Входное сопротивление антенны* определяется соотношением

$$Z_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}},$$

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

Входное сопротивление необходимо знать для согласования антенны с линией передачи.

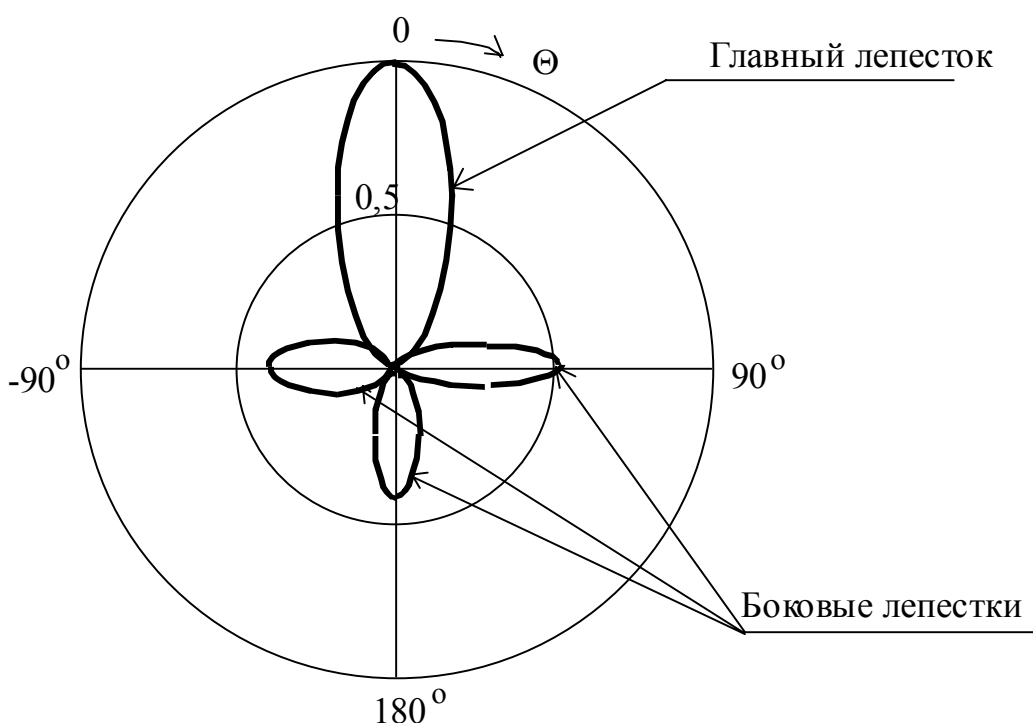


Рис.5. Диаграмма направленности в полярных координатах

### 1.1.3. Характеристики и параметры антенны в режиме приема

Пусть на рис.3 рассматриваемая антенна расположена в точке Q и работает в режиме приема. В точке P расположен источник радиоизлучения (какая-то передающая антенна). Амплитуда и фаза напряжения (тока) на входе антенны, создаваемого падающей на антенну электромагнитной волной и излучаемой из точки P дальней зоны, зависит от угловых координат  $\theta$ ,  $\varphi$  точки P.

*Диаграмма направленности* антенны в режиме приема – это зависимость напряжения или тока на входе антенны (или напряженности поля в линии

передачи, подключенной к антенне) от угловых координат точки Р (источника радиоизлучения).

Аналогично определяется *фазовая диаграмма*.

Если рассматриваемая антенна ориентирована так, чтобы ее главный максимум ДН был направлен на точку Р (на радиоисточник), антенна примет максимальный сигнал, на входе антенны будет мощность  $P_{на}$ . Если заменить рассматриваемую антенну на гипотетическую ненаправленную, принимаемая мощность уменьшится и станет равной  $P_{нна}$ .

*Коэффициент направленного действия* в режиме приема равен отношению  $\frac{P_{на}}{P_{нна}}$ .

## 1.2. Методика измерения характеристик и параметров антенн

В лаборатории измеряются ДН, ПД, КНД. Рассмотрим методику их измерения.

На рис.6 показана структурная схема лабораторной установки, используемой во всех лабораторных работах при исследовании антенн.

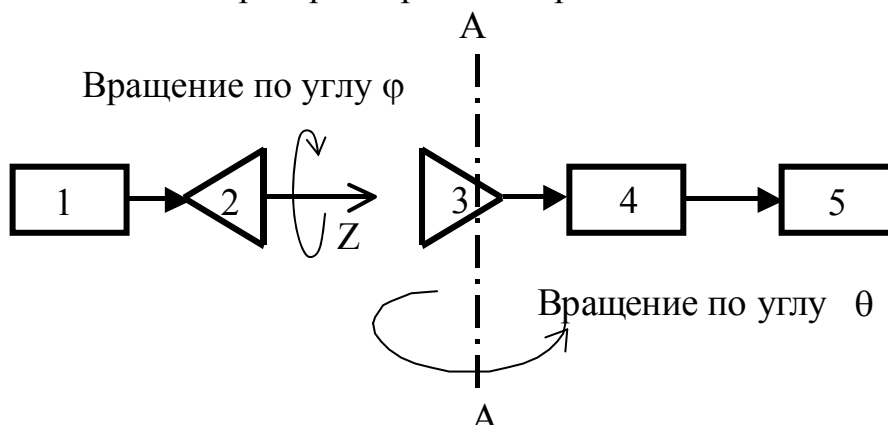


Рис.6. Структурная схема лабораторной установки

На рисунке обозначено: 1 – генератор высокочастотного сигнала; 2 – вспомогательная передающая антенна (антенна, расположенная в точке Р на рис 3), имеющая линейную поляризацию; 3 – исследуемая антенна, работающая в режиме приема; 4 – детекторная секция; 5 – индикаторный прибор.

Исследуемая антенна поворачивается вокруг вертикальной оси А-А. Это эквивалентно изменению угла  $\theta$  радиоисточника (точки Р на рис.3). Вспомогательная антенна 2 может поворачиваться вокруг оси Z, что эквивалентно изменению угла  $\phi$  радиоисточника на рис.3.

### 1.2.1. Измерение диаграммы направленности

Диаграмма направленности исследуемой антенны измеряется в режиме приема.

Вольтамперная характеристика детекторной секции близка к квадратичной. Поэтому сигнал на индикаторе пропорционален квадрату напряженности электрического поля в линии передачи, т.е. уровню ненормированной диаграммы направленности  $f(\theta)$  исследуемой антенны. Следовательно, при вращении исследуемой антенны вокруг вертикальной оси (по углу  $\theta$ ) показание индикаторного прибора  $I(\theta)$  изменяется по закону  $f^2(\theta)$ , и ненормированная ДН исследуемой антенны определяется соотношением

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

Нормированная ДН

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

где  $I_{\max}$  – ток в индикаторном приборе, соответствующий главному максимуму ДН.

### 1.2.2. Измерение коэффициента направленного действия

Измерение КНД производится в режиме приема в следующей последовательности:

измеряется сигнал по индикаторному прибору, соответствующий главному максимуму ДН исследуемой антенны –  $I_{\text{иа}}$ ;

исследуемая антенна заменяется на эталонную с известным коэффициентом направленного действия –  $\text{КНД}_{\text{эа}}$ ;

измеряется сигнал по индикаторному прибору, соответствующий приему на эталонную антенну –  $I_{\text{эа}}$ ;

рассчитывается КНД исследуемой антенны по формуле

$$\text{КНД} = \text{КНД}_{\text{эа}} \frac{I_{\text{иа}}}{I_{\text{эа}}}.$$

### 1.2.3. Измерение коэффициента эллиптичности

Для измерения  $K_{\text{э}}$  исследуемой антенны 3 (см. рис.6) необходимо поворачивать передающую антенну 2 вокруг оси Z. При этом показания на индикаторном приборе меняются от  $I_{\min}$  до  $I_{\max}$ . Коэффициент эллиптичности определяется по формуле

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

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

Угол преимущественной поляризации  $\gamma$  измеряется по градусной шкале вспомогательной антенны 2. Для этого определяется угол, соответствующий положению антенны 2 при приеме вертикально поляризованной волны –  $\alpha_1$ . Затем антенна 2 поворачивается вокруг горизонтальной оси до получения максимума принимаемого сигнала и определяется угол по градусной шкале этой антенны  $\alpha_2$ . Угол преимущественной поляризации  $\gamma = \alpha_2 - \alpha_1$ .

## 2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

### Лабораторная работа № 1

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНЫХ И РАМОЧНЫХ АНТЕНН

##### 1. Цель работы

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

##### 2. Общие сведения

##### 2.1. Вибраторные антенны

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.

2.1.1. *Полуволновой вибратор*. Простейшей вибраторной антенной является линейный симметричный вибратор, схематически показанный на рис.7.

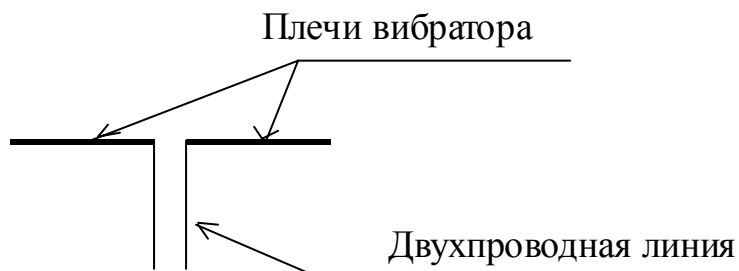


Рис.7. Симметричный вибратор

Плечи вибратора выполняются из металлических проводников с поперечными размерами, 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, равной четверти длины

волны. Общая длина вибраторной антенны (длина двух плеч) в этом случае близка к половине длины волны  $\lambda$ , и вибратор называется полуволновым. Далее рассматривается такой вибратор.

Расчет всех характеристик антенны включает в себя 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.8,а показана двухпроводная линия, а на рис.8,б – полуволновой вибратор.

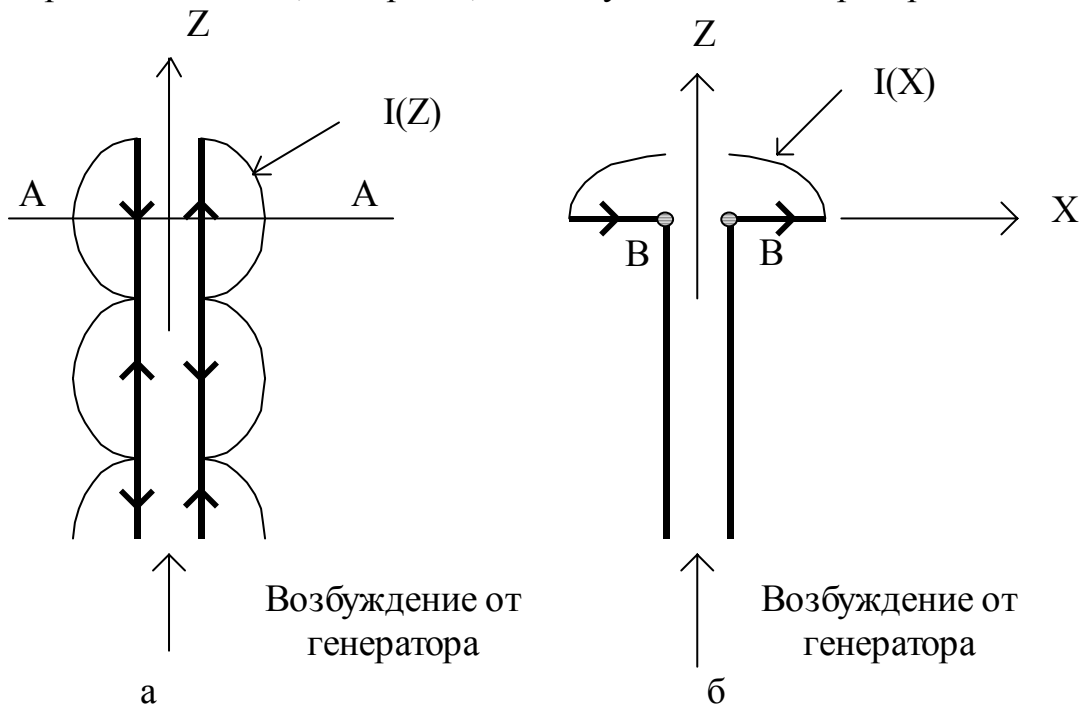


Рис.8. Двухпроводная линия (а) и полуволновой вибратор (б)

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 показаны на рисунке. Так как расстояние между проводниками линии делается значительно меньше длины волны, а направления токов в соседних проводниках противоположно, 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 – рис.8,а. 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.8,б – это точки В) амплитуда тока будет максимальной. Как видно, в обоих плечах вибратора направление тока одинаково, поэтому вибратор излучает. Направленные свойства вибратора можно выяснить, рассматривая вибратор как сумму элементарных излучателей бесконечно малой длины  $dx$ . Каждая такая часть представляет собой диполь Герца. Как известно, диполь Герца не излучает вдоль своей оси (на рис.8,б – вдоль оси  $X$ ), максимум излучения происходит в направлении, перпендикулярном оси диполя (вдоль оси  $Z$  на рис.8,б). На рис.9,а показан диполь Герца в системе прямоугольных  $X, Y, Z$  и сферических координат. Показана также его ДН, которая описывается выражением  $F(\theta) = \sin \theta$ .

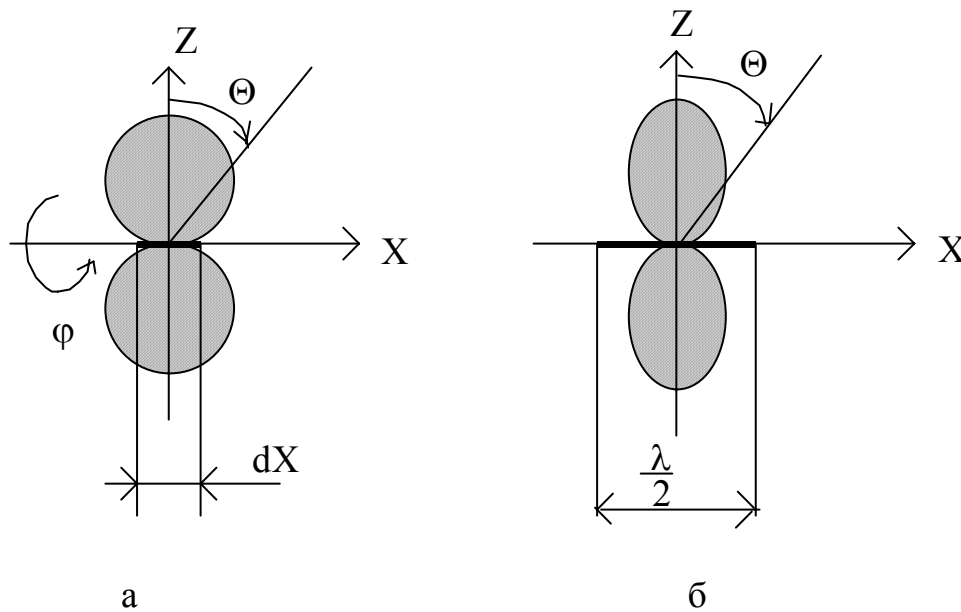


Рис.9 . Диаграммы направленности в плоскости E диполя Герца (а) и полуволнового вибратора (б)

На рис.9,б показан полуволновой вибратор, состоящий из множества диполей Герца, и его ДН. Токи во всех его диполях имеют одинаковые фазы (одинаковое направление), поэтому их поля складываются с одинаковыми фазами в направлении оси  $Z$  (при  $\theta=0$ ). В других направлениях поля уже не складываются синфазно, т.к. расстояния от разных диполей до точки наблюдения разные. В результате направленность излучения полуволнового вибратора повышается по сравнению с диполем Герца. Диаграмма направленности полуволнового вибратора описывается формулой

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

Ширина главного лепестка ДН диполя Герца  $2\Theta_{0,5} = 90^\circ$ , КНД=1,5. У полуволнового вибратора  $2\Theta_{0,5} = 78^\circ$ , КНД=1,64.

В плоскости, перпендикулярной оси X, вибратор так же, как и диполь Герца, излучает равномерно, т.е. ДН от угла  $\varphi$  не зависит:  $F(\varphi) = 1$ .

Диаграмма направленности  $F(\varphi)$  показана на рис.10.

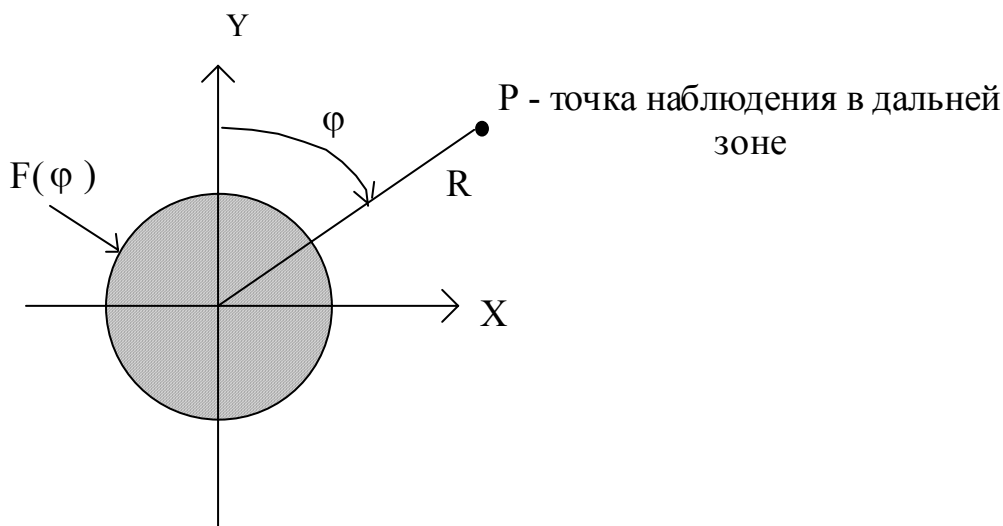


Рис.10. Диаграмма направленности вибратора в плоскости Н

На рис.9 вектор  $\vec{E}$  в дальней зоне на оси Z ориентирован параллельно оси X, а вектор  $\vec{H}$  – параллельно оси Y. За период колебания высокой частоты конец вектора  $\vec{E}$  описывает линию, параллельную оси X, вектор  $\vec{H}$  – параллельную оси Y, т.е. вибратор излучает поле линейной поляризации.

Плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{E}$  (ось X) и направление главного максимума ДН (ось Z), называется плоскостью E (плоскость XZ). Плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{H}$  (ось Y) и направление главного максимума ДН, называется плоскостью H (плоскость YZ).

Входное сопротивление вибратора ( $Z_{ВХ}$ ) равно отношению напряжения в точках В к току в этих точках. Обозначим эти напряжение и ток символами  $U_{ВХ}$ ,  $I_{ВХ}$ . Тогда

$$Z_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = R_{ВХ} + iX_{ВХ},$$

где  $R_{ВХ}$ ,  $X_{ВХ}$  – активная и реактивная части входного сопротивления.

Теоретически и экспериментально показано, что для полуволнового вибратора  $R_{ВХ} \approx 75$  Ом. Реактивная часть изменяется в зависимости от частоты  $f$  примерно так же, как в разомкнутой двухпроводной линии, длиной в четверть длины волны.



На резонансной частоте  $f_0$   $X_{вх}=0$ . На частоте  $f < f_0$  реактивное сопротивление имеет емкостной характер ( $X_{вх} < 0$ ), на частоте  $f > f_0$  реактивное сопротивление индуктивно ( $X_{вх} > 0$ ).

Как видно,  $X_{вх}$  в зависимости от частоты меняется так же, как в последовательном колебательном контуре. Но поскольку в вибраторе есть потери мощности на излучение, резонансная частота уменьшается по сравнению с той, на которой его длина равна половине длины волны. Резонансная длина вибратора

$$L_{рез} = 0,5\lambda - \Delta L,$$

где  $\Delta L$  – укорочение полуволнового вибратора, зависящее от диаметра провода, из которого сделан вибратор. Обычно  $\Delta L \approx (0,02 \dots 0,1)\lambda$ .

Диаграмма направленности вибратора слабо зависит от частоты, а входное сопротивление – сильно. Поэтому полуволновой вибратор 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).

2.1.2. *Полуволновой вибратор с линейным рефлектором.* В ряде технических задач указанного значения КНД бывает недостаточно. 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 простейшим из подобных антенн. Рис.11 иллюстрирует схематически конструкцию такой антенны. На рисунке показаны прямоугольная и сферическая системы координат. Плоскость Е – это плоскость ХZ, плоскость Н – это плоскость YZ. Активный вибратор показан в виде линии с кружком в середине. 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.

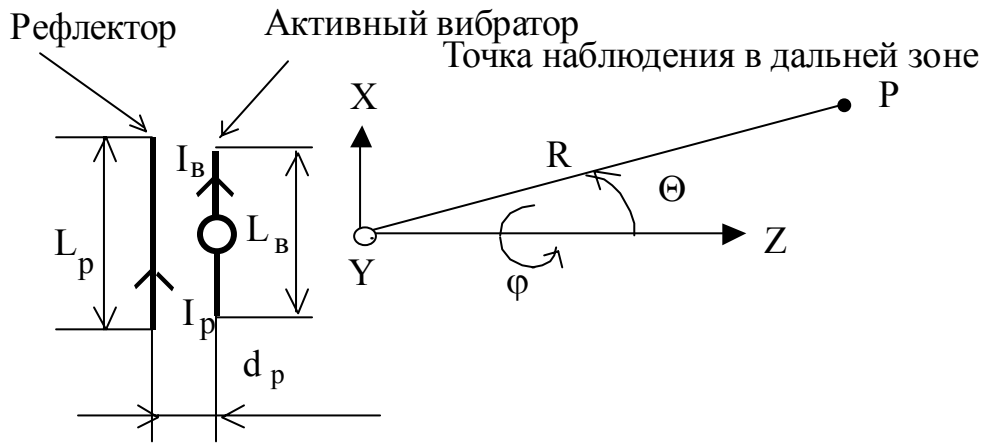


Рис.11. Полуволновой вибратор с линейным рефлектором

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. ДН системы вибратор – рефлектор в плоскостях E и H показаны на рис.12

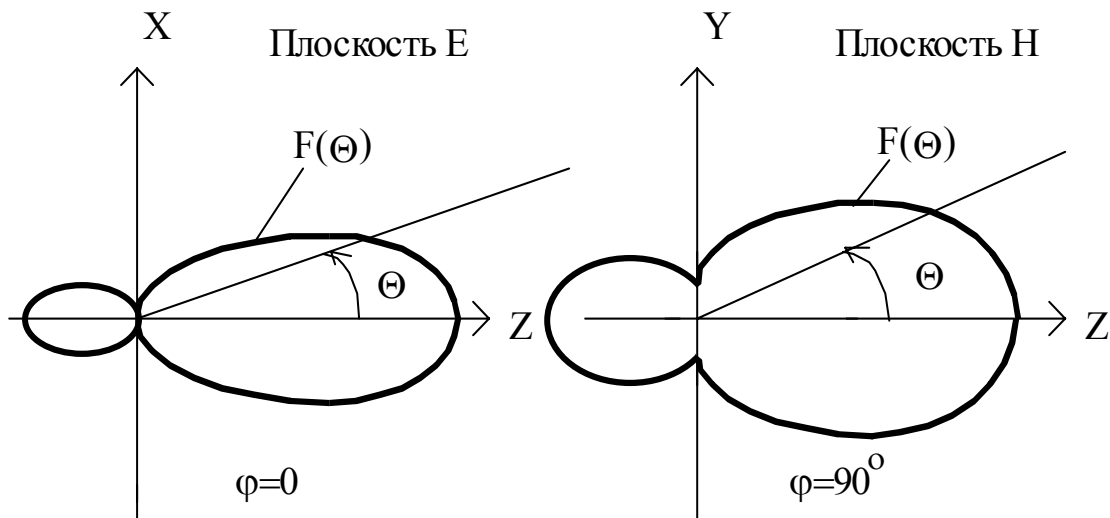


Рис.12. Диаграммы направленности полуволнового вибратора с рефлектором

В плоскости E вибратор вдоль оси не излучает, поэтому ДН системы вибратор – рефлектор в направлении  $\theta = \pm 90^\circ$  имеет нулевое значение. В плоскости H 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.

Принцип работы системы вибратор – рефлектор заключается в следующем.

Ток вибратора  $I_B$  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  $\Phi$ . Поток  $\Phi$  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 достигается тем, что длина рефлектора делается больше резонансной и его входное сопротивление имеет индуктивную реактивную часть.

Сказанное иллюстрируется рис.13, на котором на комплексной плоскости показаны:

ток в активном вибраторе  $I_B$ ;

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

поток магнитной индукции в точке расположения рефлектора  $\Phi_p$ ,

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

ЭДС, наводимая в рефлекторе,  $e$ ;

ток в рефлекторе  $I_p$ .

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  $180^\circ$ .

**2.1.3. Полуволновой вибратор с линейным директором.** Схематически антенна показана на рис.14 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  $d_1$ .

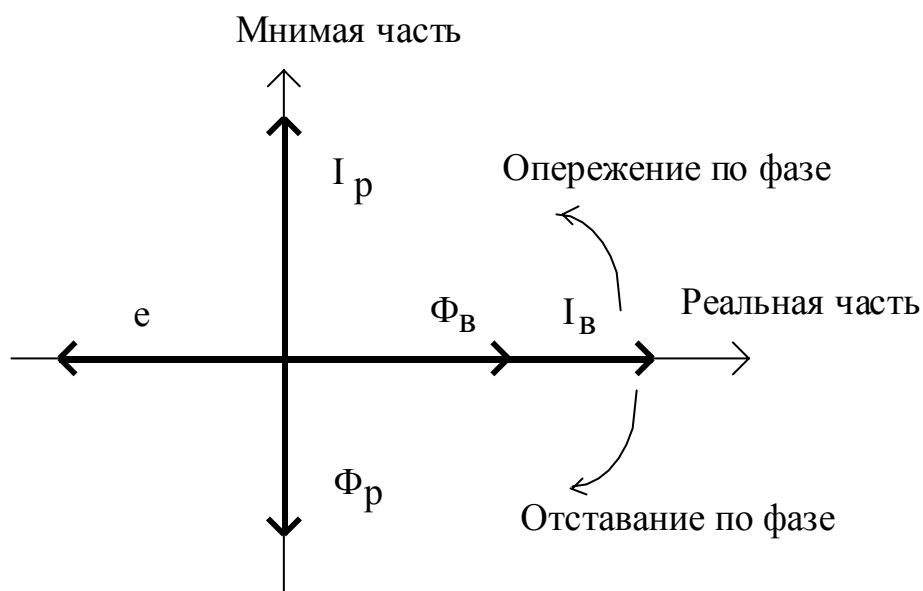


Рис.13. Фазовые соотношения в системе «полуволновой вибратор – линейный рефлектор»

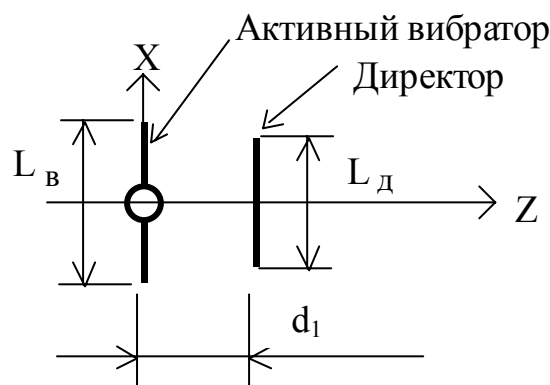


Рис.14. Полуволновой вибратор с линейным директором

Углы  $\theta$  и  $\varphi$  на точку наблюдения отсчитываются так же, как на рис.9, 10. Длина вибратора делается равной резонансной, а длина директора меньше резонансной. При этом входное сопротивление директора емкостное и ток в нем отстает по фазе на  $90^\circ$  от ЭДС, наводимой в нем полем вибратора. На рис.15 показаны те же величины, что и на рис.13, 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  $E$  и  $H$  аналогичны тем, которые показаны на рис.12. КНД такой антенны приблизительно в два раза больше, чем для одиночного полуволнового вибратора.

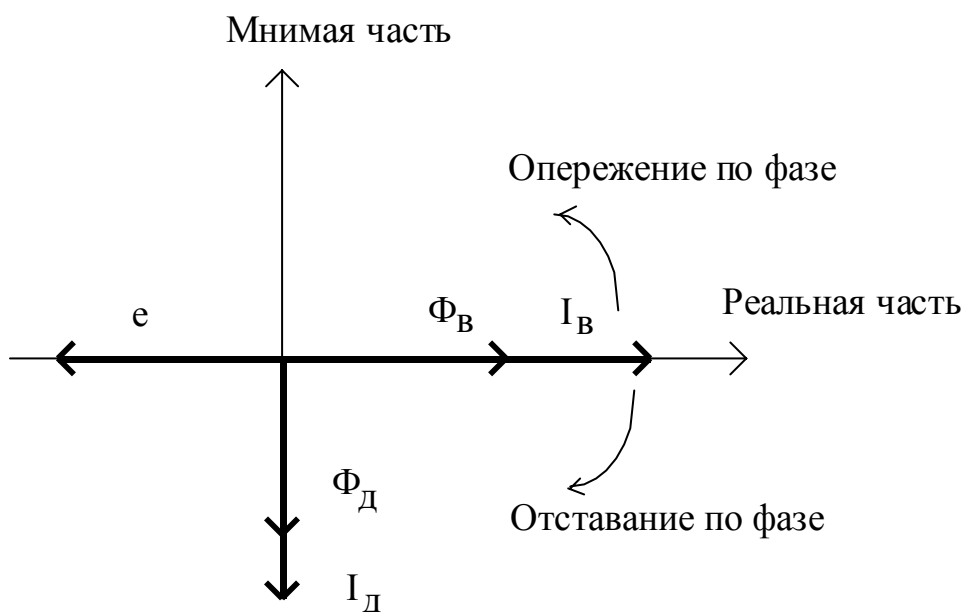


Рис.15. Фазовые соотношения в системе «полуволновой вибратор – линейный директор»

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  $d_p = (0,15...0,20)\lambda$ , для системы вибратор – первый директор  $d_1 = (0,1...0,15)\lambda$ .

Для увеличения КНД применяют вибратор с рефлектором и одним или несколькими директорами. Такая антенна называется директорной и широко используется в различных областях радиосвязи в диапазоне УКВ. Чем больше директоров, тем больше КНД и уже главный лепесток ДН. Обычно в директорных антеннах число директоров не делается более 10...12. При этом КНД не более 30. Ограничение числа директоров связано с тем, что 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. В директорной антенне длина активного вибратора делается равной резонансной длине  $L_v \approx (0,47...0,48)\lambda$ . При такой длине входное сопротивление имеет реактивную часть, близкую к нулю. Длина рефлектора должна быть больше резонансной  $L_p \approx (0,5...0,52)\lambda$ . Длина директоров делается меньше резонансной  $L_d \approx (0,4...0,45)\lambda$ . Причем длина директоров уменьшается от первого к

последнему. Расстояние между активным вибратором и первым директором  $d_1=(0,1\dots 0,15)\lambda$ . Последующие расстояния между директорами составляют  $d=(0,2\dots 0,3)\lambda$ . Причем это расстояние плавно увеличивается от первого директора к последнему.

## 2.2 Рамочные антенны

Рамочные антенны применяются в диапазоне УКВ как слабо- и средненаправленные. В зависимости от конструкции рамочных антенн КНД=2...20.

Простейшей рамочной антенной является замкнутая рамка из проводника с длиной периметра, равного длине волны. Закон распределения тока в проводнике рамки можно рассмотреть аналогично вибратору. На рис.16 показана двухпроводная линия, замкнутая на конце, и распределение тока в ней и квадратная рамка, полученная из двухпроводной линии путем ее деформации. Показано также распределение тока в рамке.

Рассмотрим векторы  $\vec{E}$  полей, создаваемых сторонами рамки 1,2,3,4. На рис.16 показаны векторы  $\vec{E}_1$  и  $\vec{E}_2$ , создаваемые на оси Y сторонами рамки 1 и 2 (ось Y идет от читателя). Как видно, их составляющие на ось X ( $E_x$ ) имеют одинаковое направление и, следовательно, складываются, а составляющие на ось Z ( $E_z$ ) имеют противоположное направление и, следовательно, вычитаются. В результате суммарный вектор  $\vec{E}$ , создаваемый токами на сторонах 1 и 2, будет ориентирован вдоль оси X.

Аналогично суммарный вектор  $\vec{E}$ , создаваемый токами на сторонах 3 и 4, также будет ориентирован вдоль оси X. И, в целом, вектор  $\vec{E}$ , создаваемый всей рамкой, будет ориентирован вдоль оси X. Вектор  $\vec{H}$  будет ориентирован вдоль оси Z. Таким образом, рамка, длина стороны которой равна четверти длины волны, излучает поле линейной поляризации.

Плоскость E – это плоскость XY, плоскость H – это плоскости ZX, ZY и любая плоскость  $\varphi=\text{const}$  (на рис.16 угол  $\theta$ – отсчитывается от оси Z, угол  $\varphi$  – вокруг оси Z). Главный максимум ДН ориентирован вдоль оси Y, т.к. в этом направлении поля всех четырех сторон рамки складываются с одинаковыми фазами. В направлении оси X излучение минимально. КНД такой рамки приблизительно равен двум, т.е. больше, чем у полуволнового вибратора. Входное сопротивление рамки комплексно, однако по сравнению с полуволновым вибратором менее резко зависит от частоты. Удовлетворительное согласование рамки с линией передачи сохраняется приблизительно в полосе частот с коэффициентом перекрытия 1,4.

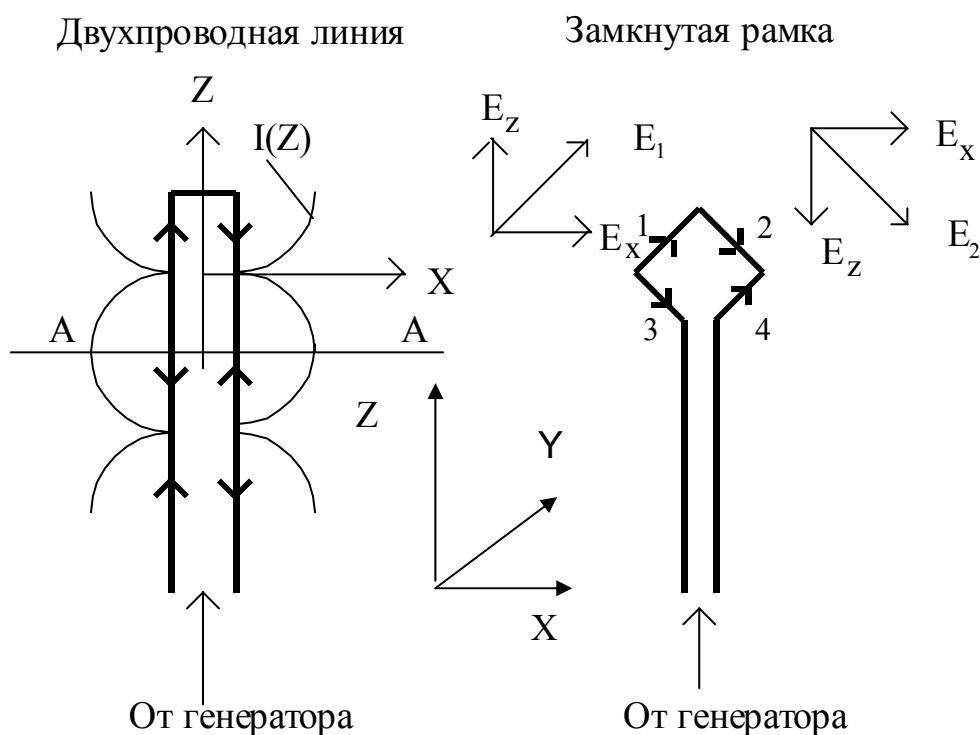


Рис.16. Двухпроводная линия и рамочная антенна

Форма рамки может быть как прямоугольной, так и круглой. От этого характеристики и параметры рамочной антенны зависят слабо.

Прямоугольная рамка может возбуждаться как в вершине ромба, так и в середине стороны.

Для увеличения КНД используются антенны, состоящие из нескольких рамок. На рис.17 показаны различные разновидности рамочных антенн:

рис.17,а – рамочная антенна, состоящая из двух параллельно соединенных рамок;

рис.17,б – рамочная антенна, состоящая из трех рамок – одной активной, возбуждаемой от линии передачи, и двух пассивных. Одна из них является рефлектором. Длина ее периметра делается больше длины волны. Другая рамка играет роль директора. Ее периметр делается меньше длины волны.

### 3. Состав лабораторной установки

Структурная схема лабораторной установки показана на рис.6 (раздел 1). В качестве исследуемых антенн используются: симметричный полуволновой вибратор; полуволновой вибратор с линейным рефлектором; полуволновой вибратор с линейным директором; директорная антенна; рамочная антенна в виде квадратной рамки с длиной, равной длине волны; рамочная антенна в виде двух параллельно соединенных рамок с длиной каждой рамки, равной длине волны. Все антенны исследуются в режиме приема.

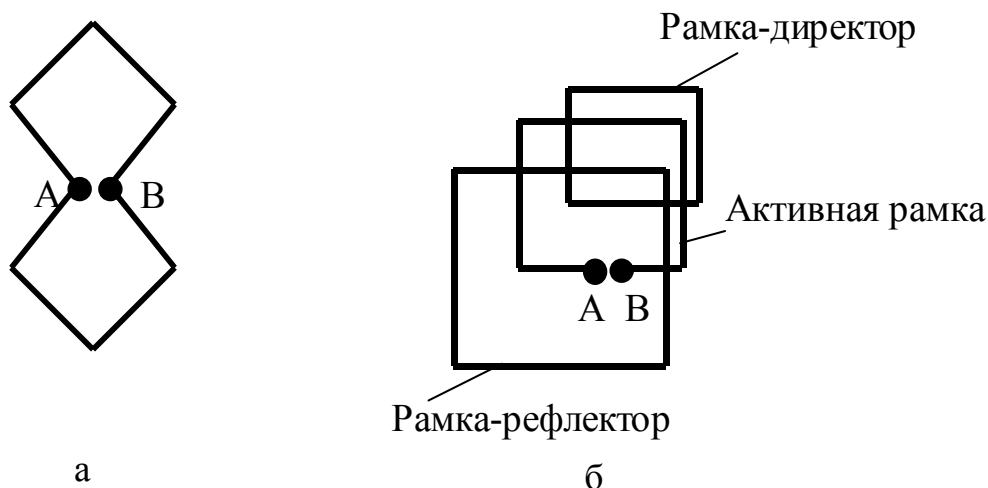


Рис.17. Конструкции рамочных антенн

#### 4. Задание на лабораторную работу

4.1. Ознакомиться с лабораторной установкой и конструкцией исследуемых антенн.

4.2. Включить и настроить лабораторную установку. Установить заданную частоту и удобный для измерений уровень мощности генератора; совместить оптические оси передающей и приемной антенн; установить начало отсчета угла наблюдения от ожидаемого направления главного максимума ДН исследуемой приемной антенны. Далее начало отсчета угла наблюдения не менять.

4.3. Измерить диаграммы направленности заданных преподавателем антенн на заданных частотах:

- а) полуволнового вибратора в плоскостях E и H;
- б) полуволнового вибратора с линейным рефлектором в плоскостях E и H;
- в) полуволнового вибратора с линейным директором в плоскости E;
- г) директорной антенны в плоскости E;
- д) заданных рамочных антенн в плоскости E.

**Примечание 1.** Перед измерениями в пунктах б, в, г предварительно установить рекомендуемые длины рефлектора, директоров и расстояния между вибратором и рефлектором, вибратором и первым директором и между директорами. Рекомендуется установить средние значения из интервалов:  $L_B \approx (0,47 \dots 0,48)\lambda$ ;  $L_P \approx (0,5 \dots 0,52)\lambda$ ;  $L_D \approx (0,4 \dots 0,45)\lambda$ ;  $d_P = (0,15 \dots 0,20)\lambda$ ;  $d_1 = (0,1 \dots 0,15)\lambda$ ;  $d = (0,2 \dots 0,3)\lambda$ . Затем небольшим изменением установленных значений добиться максимума принимаемого сигнала в направлении оси антенны. После этого измерить ДН.

4.4. Сравнить уровни сигналов в направлении главного максимума ДН полуволнового вибратора и всех исследованных антенн при одной и той же



мощности излучения. Определить КНД исследуемых антенн методом сравнения, считая, что КНД полуволнового вибратора равен теоретическому значению 1,64.

4.5. Обработать результаты измерения ДН всех исследованных антенн и построить графики нормированных ДН в полярных координатах. Определить ширину главного лепестка ДН по уровню половинной мощности в плоскостях Е и Н и максимальный уровень боковых лепестков для всех исследованных антенн.

4.6. Теоретически оценить КНД по ширине главного лепестка в плоскостях Е и Н и сравнить со значением, полученным экспериментально.

4.7. Сделать выводы по всем пунктам работы: о виде ДН в плоскостях Е и Н полуволнового вибратора; о влиянии на ДН рефлектора и директора; о КНД и ДН рамочных антенн в сравнении и полуволновым вибратором.

## *5. Содержание отчета*

Название и цель работы.

Структурная схема установки с перечнем использованных приборов.

Перечень и схематические рисунки исследованных антенн.

Экспериментальные графики ДН в полярных координатах, результаты измерения и приближенной теоретической оценки КНД.

Выводы по всем пунктам работы.

(Таблицы экспериментальных данных привести в одном из отчетов бригады).

***Примечание 2.*** Результаты измерения ДН можно обработать на компьютере с использованием специальной программы. Описание программы находится на рабочем столе.

## *6. Вопросы для подготовки*

- 6.1. Определение ДН в режиме передачи.
- 6.2. Определение ДН в режиме приема.
- 6.3. Параметры ДН, способы изображения ДН.
- 6.4. Определение КНД в режиме передачи.
- 6.5. Определение КНД в режиме приема.
- 6.6. Зависимость КНД от ширины главного лепестка ДН и уровня боковых лепестков.
- 6.7. Методика измерения ДН.
- 6.8. Методика измерения КНД.
- 6.9. Распределение тока в плечах полуволнового вибратора, диаграмма направленности в плоскостях Е и Н.
- 6.10. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным рефлектором.
- 6.11. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным директором.
- 6.12. Принцип работы директорной антенны. Зависимость ширины главного лепестка ДН и КНД директорной антенны от числа директоров.
- 6.13. Принцип работы рамочной антенны.

## Лабораторная работа № 2

### ИССЛЕДОВАНИЕ РУПОРНЫХ И РУПОРНО-ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

#### 1. Цель работы

Изучить свойства рупорных и рупорно-линзовых антенн, их конструкцию, получить навыки в измерении диаграммы направленности, КНД и коэффициента эллиптичности антенны.

#### 2. Общие сведения

Рупорные антенны относятся к классу апертурных антенн, т.е. антенн, излучающих из некоторой поверхности (отверстия), и представляют собой расширение прямоугольного или круглого волноводов. На рис.18 показано несколько вариантов рупорных антенн.

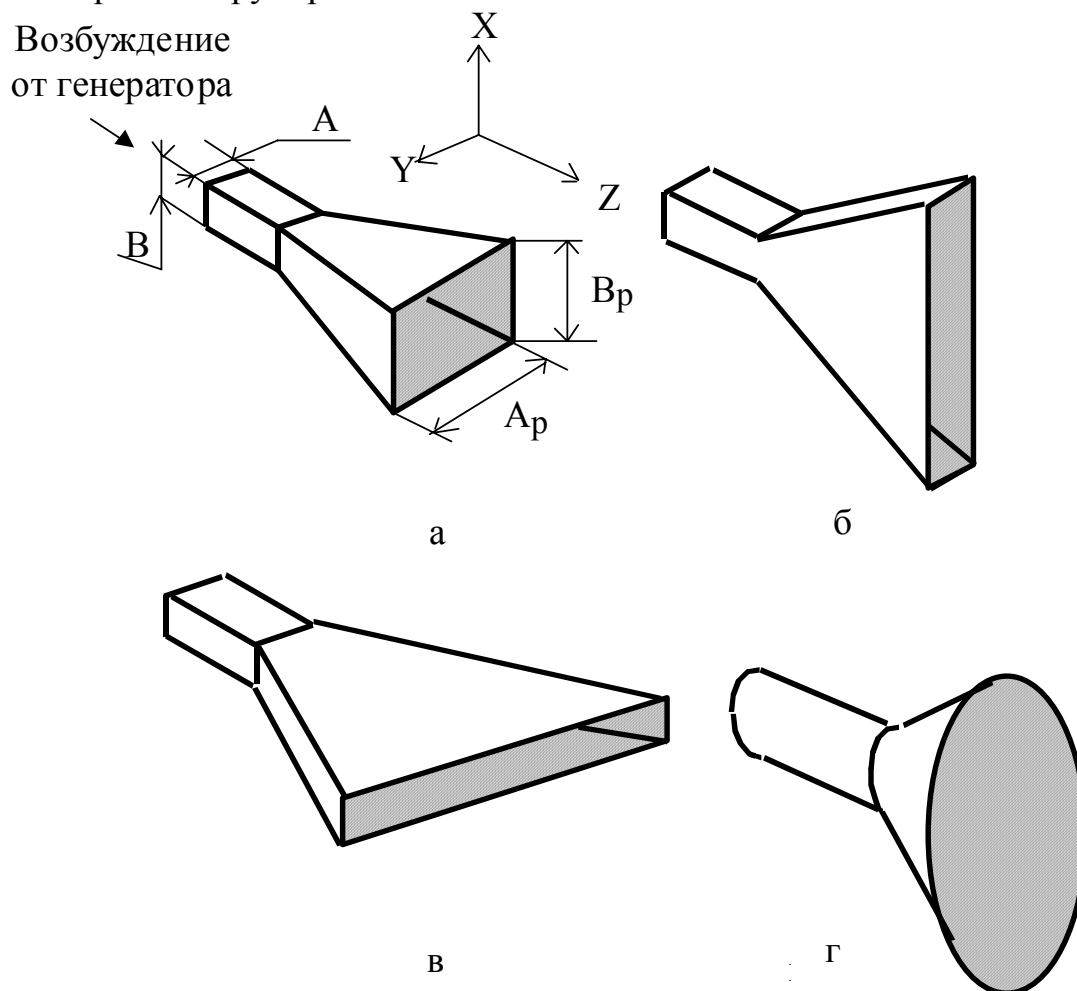


Рис.18

Рис.18,а – пирамидальный рупор. Представляет собой расширение прямоугольного волновода по линейному закону (длина сторон волновода  $A$  и  $B$  увеличивается вдоль оси  $Z$  по линейному закону).

Рис 18,б, 18,в – секториальные рупоры. В них сторона Б (рис.18,б) и сторона А (рис.18,в) увеличиваются вдоль оси Z по линейному закону.

Рис.1,г – конический рупор. Представляет собой расширение круглого волновода вдоль оси Z по линейному закону.

На рисунке заштрихована воображаемая поверхность, отделяющая внутреннюю полость рупора от внешнего пространства. Эта поверхность называется раскрывом рупора (апертурой). Через нее происходит излучение электромагнитного поля из внутренней полости во внешнее пространство.

Характеристики и параметры рупорных антенн зависят от типа волны в волноводе, линейных размеров раскрыва  $A_p, B_p$ , глубины рупора R и частоты f.

Рупорные антенны имеют КНД от нескольких единиц до нескольких тысяч и применяются как самостоятельные антенны в диапазоне миллиметровых, сантиметровых и дециметровых волн и как элементы более сложных антенн. Рассмотрим свойства и основные характеристики пирамидального рупора.

Анализ характеристик и параметров рупорной антенны предполагает решение двух задач – внутренней и внешней.

Внутренняя задача – определение распределения поля на раскрыве рупора по полю в волноводе.

Внешняя задача – определение поля рупорной антенны в дальней зоне по полю на раскрыве рупора с последующим определением ДН, КНД, поляризации.

Рассмотрим принцип работы и основные характеристики и параметры пирамидального рупора.

*2.1. Внутренняя задача.* Пирамидальный рупор обычно возбуждается прямоугольным волноводом с основной волной  $H_{10}$ . В волноводе волна является плоской (фронт волны плоский). В рупоре за счет его расширения плоская волна превращается в сферическую. На рис.19 показан пирамидальный рупор в двух проекциях: а – в плоскости XZ и б – в плоскости XY. На рис.19,а показан фронт волны в волноводе и в рупоре. На рисунке показаны также: векторы фазовой скорости  $V_\phi$  и геометрические размеры поперечного сечения волновода – А и В; раскрыва рупора –  $A_p, B_p$ ; глубина рупора – R; точки на раскрыве рупора: 0 – в центре раскрыва, М и N – на краях раскрыва; S – плоскость раскрыва; Р – вершина рупора; Q – произвольная точка на раскрыве и ее координата относительно центра раскрыва –  $X_Q$ ;  $\rho$  – расстояние от вершины рупора Р до точки Q; R – расстояние от вершины рупора до центра раскрыва;  $\alpha$  – угол раскрыва рупора. Поскольку фронт волны в рупоре сферический, а раскрыв плоский, фронт не одновременно достигает всех точек раскрыва. Фаза поля в точке Q с координатой  $X_Q$  отстает от фазы поля в центре (в точке 0) на некоторую величину  $\Phi$ , зависящую от  $X_Q$ .

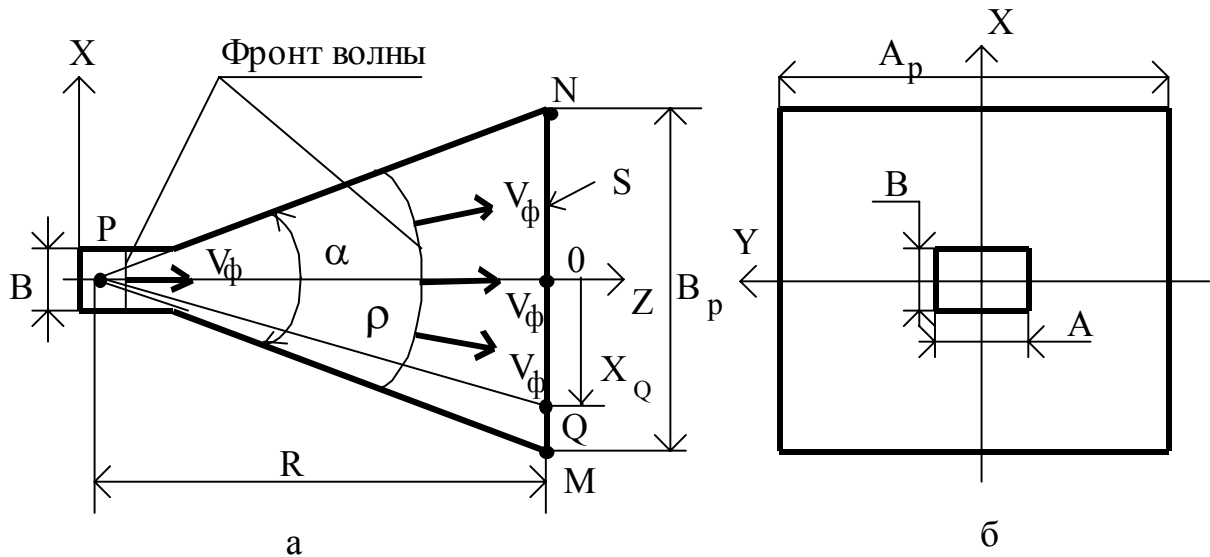


Рис.19. Пирамидальный рупор

Из рис.19 следует:

$$\Phi(X_Q) = -\frac{2\pi}{\lambda}(\rho - R), \quad (1)$$

где

$$\rho = \sqrt{R^2 + X_Q^2}, \quad -\frac{B_p}{2} \leq X_Q \leq \frac{B_p}{2}, \quad (2)$$

$\lambda$  – длина волны.

Из выражений (1) и (2) следует, что при  $X_Q = 0$  фаза  $\Phi(X_Q) = 0$ .

Зависимость фазы  $\Phi(X_Q)$  показана на рис.20.

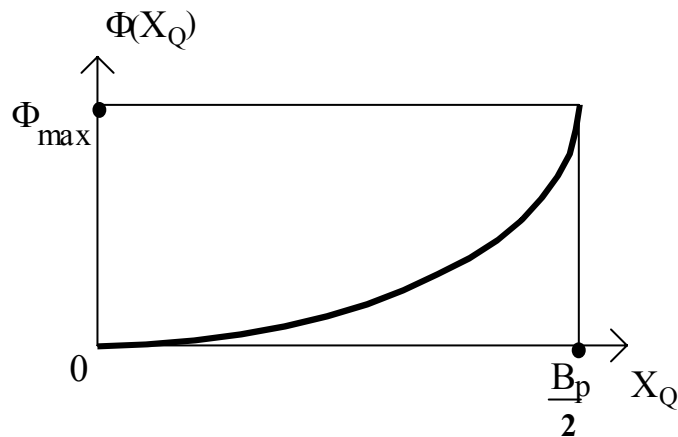


Рис.20. Фазовое распределение поля на раскрыве рупора

Распределение фазы в плоскости YZ (вдоль стороны  $A_p$ ) определяется тем же выражением (1), но

$$\rho = \sqrt{R^2 + Y_Q^2}, \quad (3)$$

$$-\frac{A_p}{2} \leq Y_Q \leq \frac{A_p}{2}, \quad (4)$$

а максимальное ее значение на краю раскрыва

$$\Phi_{\max}^y = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R^2 + \left(\frac{A_p}{2}\right)^2}. \quad (5)$$

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.21. 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  $\Phi_{\max}^y$ .

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

$$E(Y) = E_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{A} Y\right), \quad (6)$$

а от координаты  $X$  не зависит. По аналогии с выражением (6) распределение амплитуды вектора  $\vec{E}$  на раскрыве рупора в плоскости  $YZ$

$$E(Y_Q) = E_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{A_p} Y_Q\right), \quad (7)$$

а в плоскости  $XZ$  равномерное.

Выражения (1, 2, 3, 7), описывающие распределение амплитуд и фаз поля на раскрыве рупора, являются приближенным решением внутренней задачи.

*2.2. Внешняя задача.* Зная поле на раскрыве рупора и используя принцип Гюйгенса-Френеля, можно определить поле вне рупора. На рис.22 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  $P$ ; вектора  $\vec{E}$  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  $Q$ .

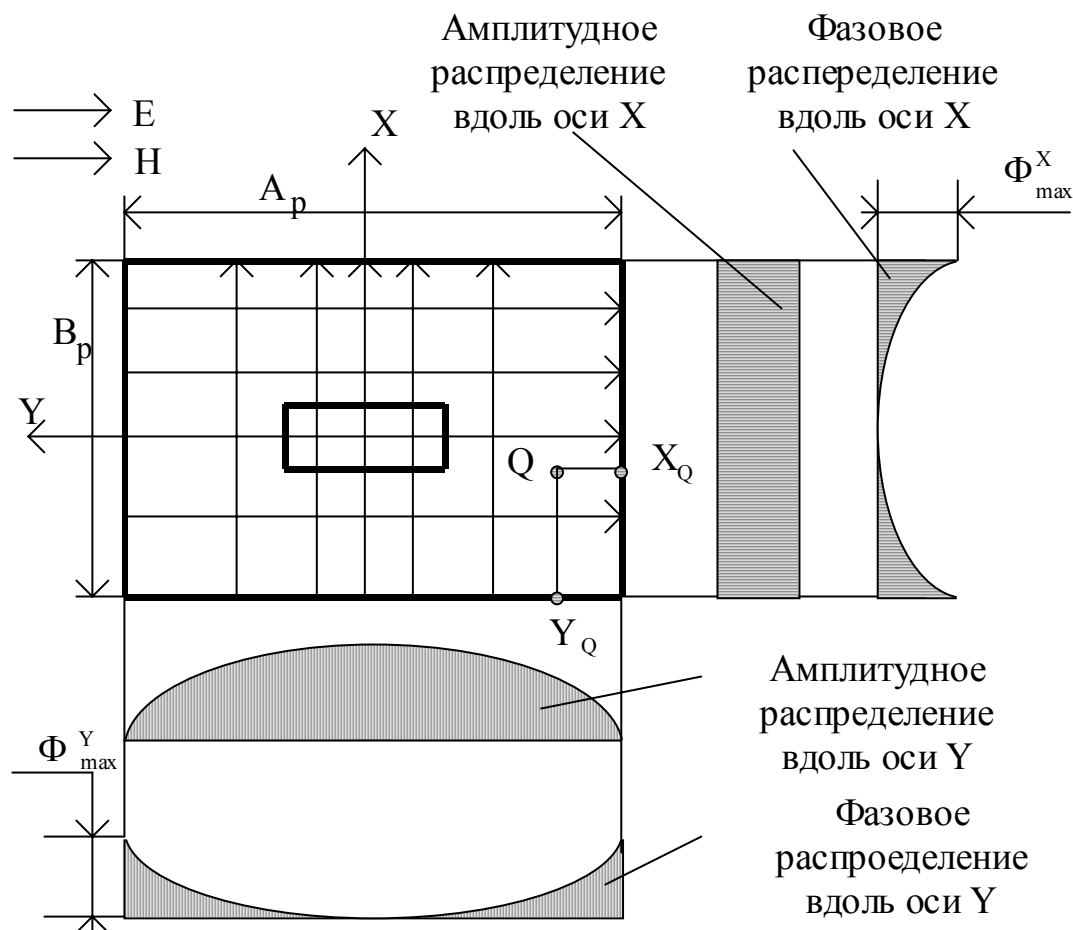


Рис.21. Амплитудно-фазовое распределение на раскрыве рупора

Причем, как следует из рис.20 и 21,

$$-\frac{B_p}{2} \leq X_Q \leq \frac{B_p}{2}, \quad -\frac{A_p}{2} \leq Y_Q \leq \frac{A_p}{2}, \quad R_{\min} \leq R < \infty, \quad 0 \leq \theta \leq \pi, \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi,$$

$R_{\min}$  – ближняя граница дальней зоны.

Плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{E}$  и ось рупора  $Z$ , называется плоскостью  $E$  (на рис.22 это плоскость  $XZ$ ), а плоскость, в которой лежит вектор  $\vec{H}$  и ось  $Z$ , называется плоскостью  $H$  (на рис.22 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  $P$

$$\vec{E} = \int_S d\vec{E}, \quad (8)$$

где  $d\vec{E}$  – поле, создаваемое элементарной площадкой  $dS$  (элементарным излучателем Гюйгенса),  $S$  – поверхность раскрыва рупора.

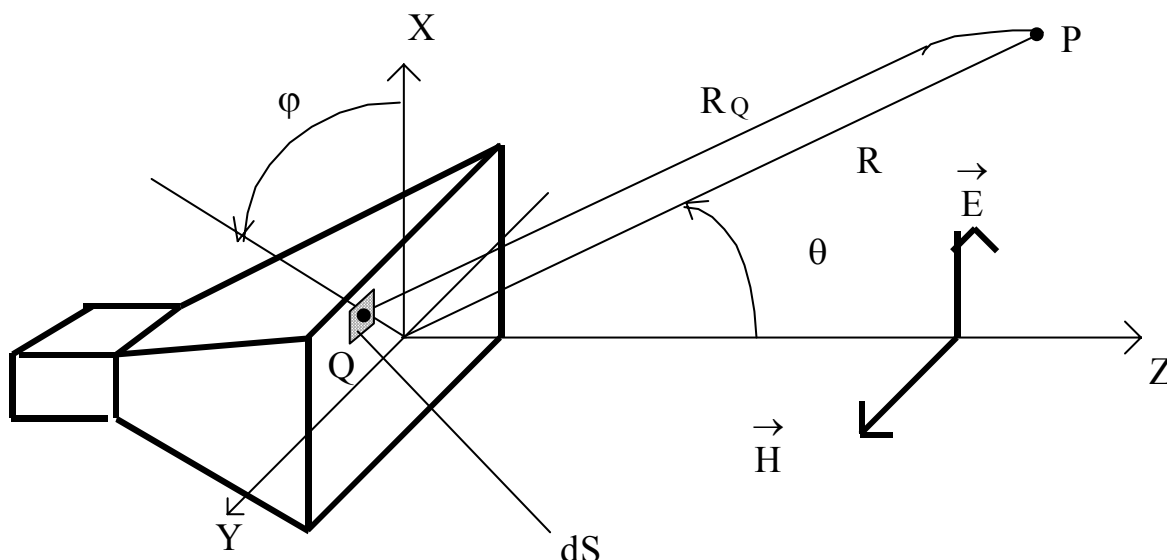


Рис.22. Пирамидальный рупор

В электродинамике показано, что в дальней зоне

$$E \approx \frac{E_S(X_Q, Y_Q) e^{i\Phi_S(X_Q, Y_Q)}}{2\lambda R_Q} e^{-kR_Q} (1 + \cos \theta) dS, \quad (9)$$

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 (7)

$$E_S(X_Q, Y_Q) = E_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{A_p} Y_Q\right), \quad (10)$$

т.е. поле на раскрыве рупора, возбуждаемого на волне  $H_{10}$ , зависит только от координаты Y (см. рис.22).

$\Phi_S(X_Q, Y_Q)$  – закон распределения фаз на раскрыве рупора. Причем

$$\Phi_S(X_Q, Y_Q) = \Phi_X(X_Q) + \Phi_Y(Y_Q), \quad (11)$$

Выражения (8-13) 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



$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S, \quad (12)$$

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.21, 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 (12) и будет определяться формулой

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП}_a, \quad (13)$$

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 (10),  $\text{КИП}_a = 0,81$ .

Так как на раскрыве рупора фазовое распределение тоже неравномерное (см. рис.20,21 и выражения 11-13), 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

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП}_a \cdot \text{КИП}_\phi, \quad (14)$$

где  $\text{КИП}_\phi$  – коэффициент использования поверхности, меньший 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 распределение поля на раскрыве рупора.

Если увеличивать угол раскрыва рупора  $\alpha$  при фиксированной глубине рупора  $R$ , будут расти размер  $B_p$ , площадь раскрыва  $S$  и в соответствии с выражением (5) фазовая ошибка  $\Phi_{\max}$ . При этом КНД будет уменьшаться за счет уменьшения  $\text{КИП}_\phi$  и увеличиваться за увеличения  $S$ . Сказанное иллюстрируется графиками рис.23.

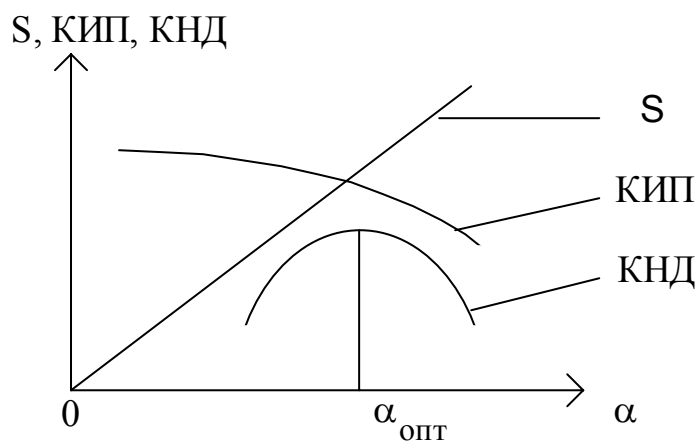


Рис.23. Зависимость КНД от угла раскрыва

Как видно, КНД достигает максимума при некотором оптимальном угле раскрыва рупора  $\alpha_{\text{опт}}$ . При этом фазовая ошибка на краю раскрыва рупора в плоскости Е равна  $90^\circ$ , а в плоскости Н –  $135^\circ$ . При таких фазовых ошибках в плоскостях Е и Н величина  $\text{КИП}_\phi \approx 0,64$ , а полный коэффициент использования поверхности, учитывающий неравномерность фазового и амплитудного распределений на раскрыве рупора,  $\text{КИП} \approx 0,5$ .

Рупор, имеющий оптимальный угол раскрыва (максимальный КНД), называется оптимальным. Для оптимального рупора:

ширина главного лепестка ДН  
в плоскости Е

$$2\Theta_{0,5} = 56^\circ \frac{\lambda}{B_p}; \quad (15)$$

в плоскости Н

$$2\Theta_{0,5} = 79^\circ \frac{\lambda}{A_p}; \quad (16)$$

максимальный уровень боковых лепестков наблюдается в плоскости Е и составляет 34%.

Из выражений (15, 17) 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.

Если размеры рупора оптимальны, ДН приближенно можно рассчитывать, полагая фазовую ошибку равной нулю. В этом случае подстановка выражения (10) в (9) и далее в (8), последующее интегрирование приводит к следующим формулам для нормированной ДН:

в плоскости Е

$$F(\theta) \approx \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\sin(\Psi_e)}{\Psi_e}; \quad (17)$$

в плоскости Н

$$F(\theta) \approx \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{\cos\Psi_h}{1 - \left(\frac{2\Psi_h}{\pi}\right)^2}, \quad (18)$$

где

$$\Psi_e = \frac{B_p}{\lambda} \sin\theta; \quad \Psi_h = \frac{A_p}{\lambda} \sin\theta. \quad (19)$$

Эти формулы дают заниженное значение ширины главного лепестка ДН и уровня боковых лепестков.

С целью увеличения КНД рупорных антенн путем ликвидации 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.19. 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.

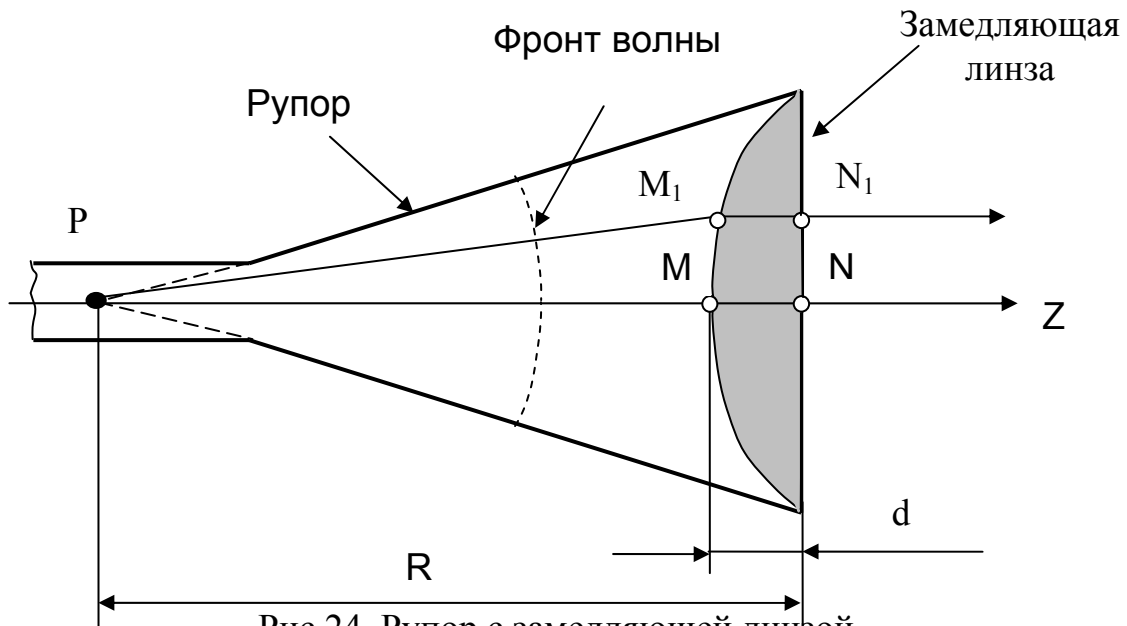
Первая задача решается с помощью замедляющей линзы, вторая – с помощью ускоряющей линзы.

На рис. 24 показана рупорная антенна с замедляющей линзой, на рис.25 – 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.24 и 25 показаны также: сферический фронт волны в рупоре; 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 PMN. Поэтому волну, идущую по короткому лучу PMN надо замедлить на большем участке пути, чем волну, идущую по лучу PM<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 PM<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. Замедляющая линза обычно выполняется из высокочастотного диэлектрика. Фазовая скорость электромагнитной волны в материале линзы меньше скорости света в вакууме (воздухе) и определяется выражением  $V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$ , где c – скорость света в вакууме,  $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала линзы. Отношение  $n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{\epsilon}$

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 – металлодиэлектрик. 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.

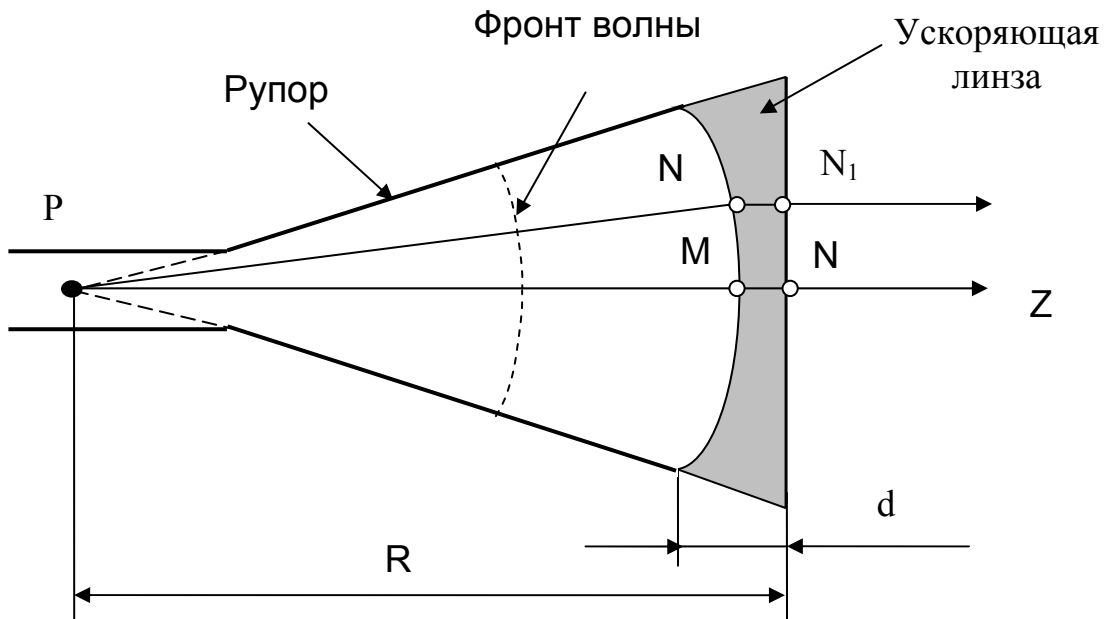


Рис.25. Рупор с ускоряющей линзой

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.26 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

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2}} \quad (20)$$

Поэтому этот размер можно увеличить сколь угодно и получить плоский волновод. Из таких волноводов можно набрать пакет, как показано на рис.27. Этот пакет представляет собой среду, в которой для волны с вектором  $\vec{E}$ , параллельным стороне  $B$ , фазовая скорость больше скорости света, а показатель преломления меньше единицы и равен

$$n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2} < 1. \quad (21)$$

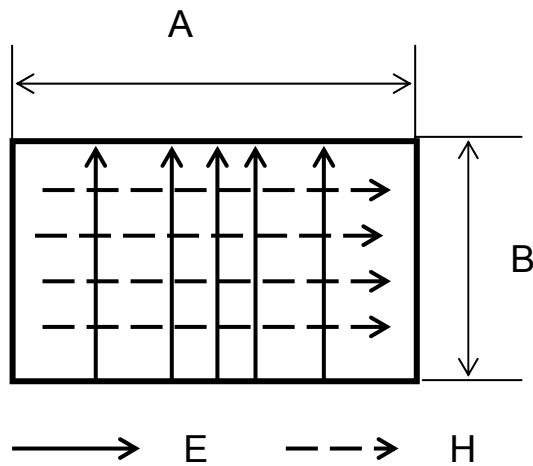


Рис.26. Волна  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе

Такую ускоряющую среду можно выполнить в виде параллельных пластин (системы плоских волноводов), как показано на рис.28. Из пластин, параллельных друг другу и параллельных вектору  $\vec{E}$  распространяющейся волны, строится ускоряющая линза. Такая линза называется металлопластинчатой. На рис.29 показана цилиндрическая ускоряющая линза, предназначенная для фокусировки в плоскости E (плоскости XZ).

На рис.30 показана цилиндрическая ускоряющая линза для фокусировки излучения в плоскости H (плоскости YZ). Ширина пластин  $d$  возрастает от центра линзы к краям по закону эллипса.

Для фокусировки излучения в плоскостях E и H в конструкции, показанной на рис.30, необходимо каждую пластину вырезать так, как показано на рис.29. 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 поверхности 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 H и равномерного в плоскости E амплитудного распределения ширина главного лепестка определяется выражениями:

в плоскости E

$$2\Theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{B_p}; \quad (22)$$

в плоскости H

$$2\Theta_{0,5} = 68^\circ \frac{\lambda}{A_p}; \quad (23)$$

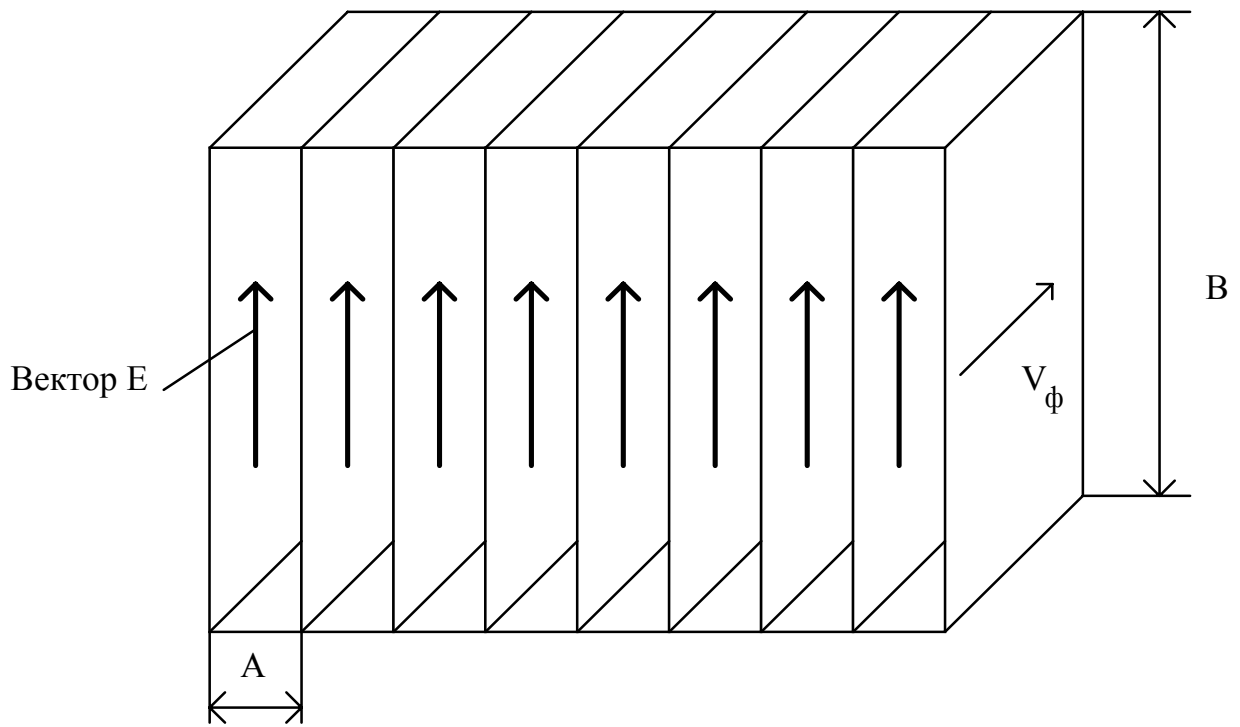


Рис.27. Система прямоугольных волноводов с увеличенным размером стороны B

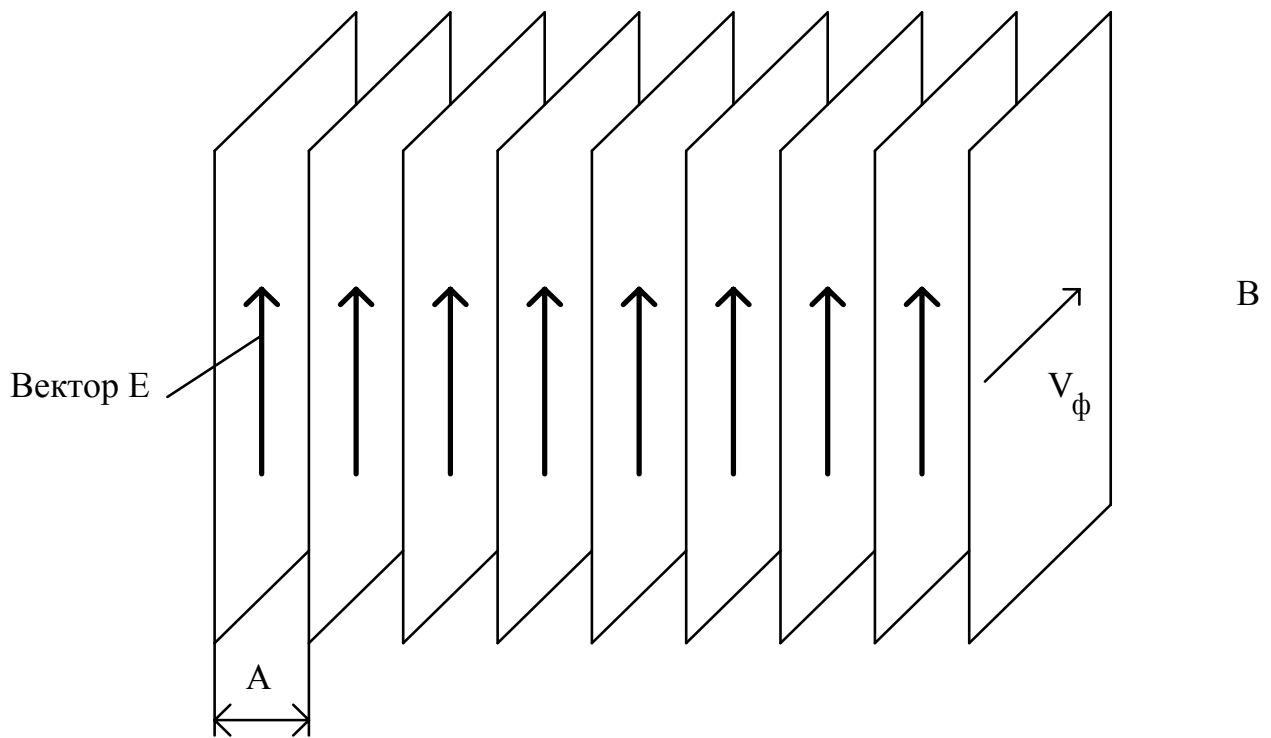


Рис.28. Система плоских волноводов с  $V_\phi > c$  ( $n < 1$ )

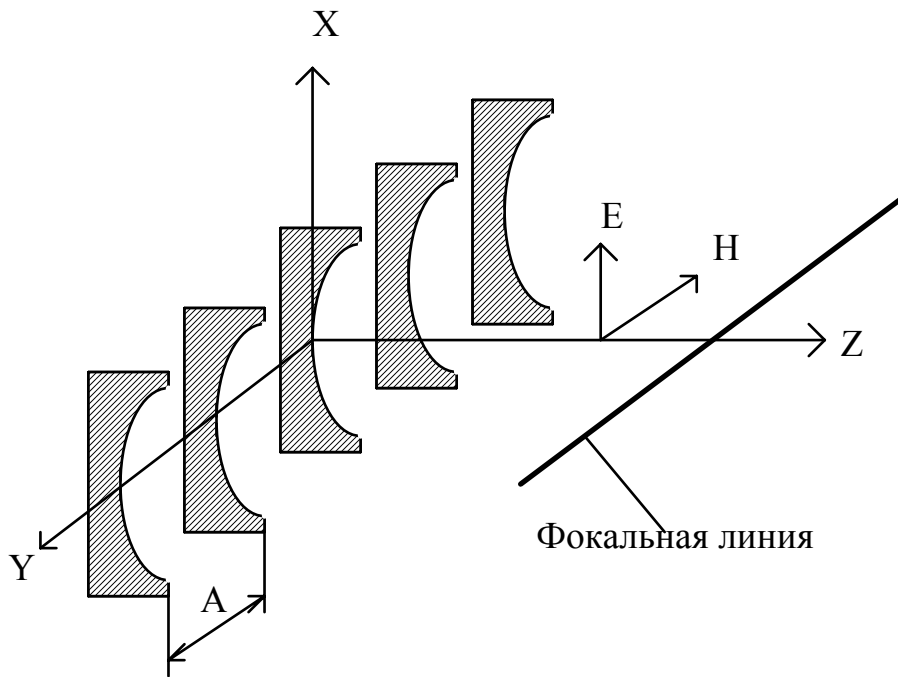


Рис.29. Ускоряющая цилиндрическая линза для фокусировки в плоскости E

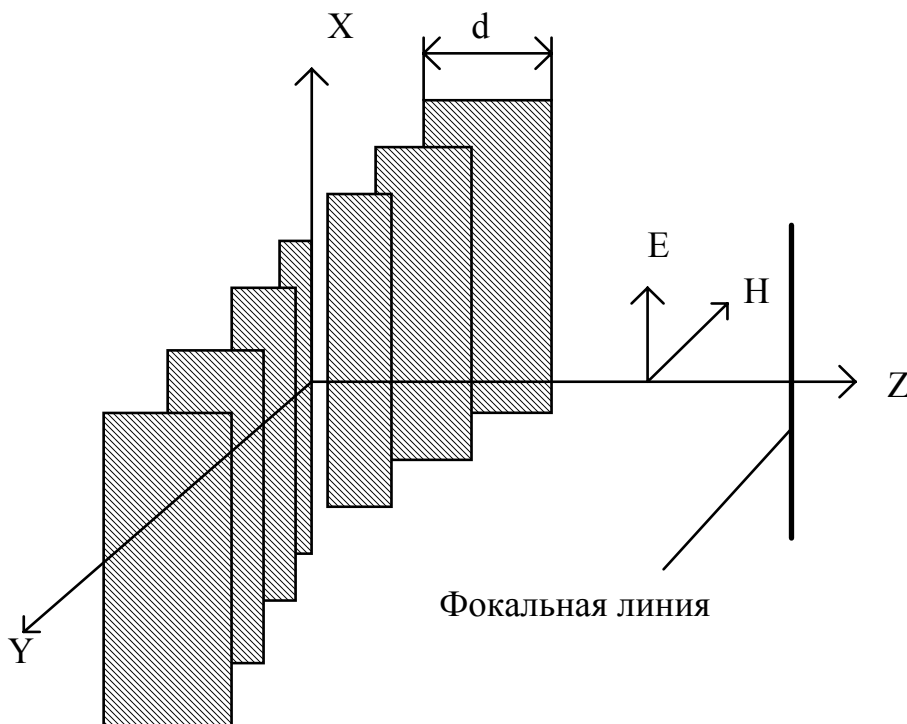


Рис.30. Ускоряющая цилиндрическая линза для фокусировки в плоскости H

Коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S \cdot \text{КИП}_a, \quad (24)$$

где  $\text{КИП}_a = 0,81$ .



### 3. Состав лабораторной установки

Структурная схема лабораторной установки показана на рис.6 (раздел 1). В качестве исследуемых антенн используются: рупорные антенны с различными геометрическими размерами; рупорные антенны с замедляющими и ускоряющими линзами; открытый конец прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения  $23 \times 10$  мм. Все рупорные антенны возбуждаются на основной волне  $H_{10}$ . Измерение ДН и КНД рупорных антенн производится в режиме приема.

### 4. Задание на лабораторную работу

4.1. Ознакомиться с лабораторной установкой и конструкцией исследуемых антенн. Включить и настроить лабораторную установку. Установить заданную частоту и удобный для измерений уровень мощности генератора, совместить оптические оси передающей и приемной антенн, установить начало отсчета угла наблюдения от ожидаемого направления главного максимума ДН исследуемой приемной антенны. Далее начало отсчета угла наблюдения не менять.

4.2. Измерить параметры заданных преподавателем рупорных антенн на заданных частотах:

а) измерить диаграммы направленности в заданном угловом секторе  $\theta_{\min} \dots \theta_{\max}$  с заданным дискретом  $\Delta\theta$  в заданных плоскостях;

б) измерить КНД методом сравнения с эталонной антенной. В качестве эталонной антенны взять открытый конец прямоугольного волновода, а его КНД рассчитать теоретически;

в) определить поляризацию заданных рупорных антенн.

4.3. Измерить диаграмму направленности и КНД заданных преподавателем рупорно–линзовых антенн без линзы и с линзой.

4.4. Обработать результаты измерения ДН всех исследованных антенн и построить графики нормированных ДН в прямоугольных координатах. Определить ширину главного лепестка ДН по уровню половинной мощности в плоскостях Е и Н и максимальный уровень боковых лепестков для всех исследованных антенн.

4.5. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН и сравнить с полученной экспериментально.

4.6. Теоретически рассчитать КНД и сравнить с полученным экспериментально.

4.7. Сделать выводы по всем пунктам работы: о виде ДН в плоскостях Е и Н рупорных антенн; о зависимости ширины главного лепестка ДН от размеров раскрыва рупора и от частоты; о зависимости КНД от площади раскрыва рупора; о влиянии линзы на ДН и КНД.

## 5. Содержание отчета

Название и цель работы. Структурная схема установки, перечень и схематические рисунки исследованных антенн. Экспериментальные графики ДН в прямоугольных координатах, результаты измерения и приближенной теоретической оценки параметров ДН и КНД. Выводы по всем пунктам работы. (Таблицы экспериментальных данных привести в одном из отчетов бригады).

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

## 6. Вопросы для подготовки

- 6.1. Определение ДН в режиме передачи.
- 6.2. Определение ДН в режиме приема.
- 6.3. Параметры ДН, способы изображения ДН.
- 6.4. Определение КНД в режиме передачи.
- 6.5. Определение КНД в режиме приема.
- 6.6. Зависимость КНД от ширины главного лепестка ДН и уровня боковых лепестков.
- 6.7. Методика измерения ДН.
- 6.8. Методика измерения КНД.
- 6.9. Методика определения коэффициента эллиптичности.
- 6.10. Принцип работы и свойства рупорных антенн.
- 6.11. Амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве пирамидального рупора.
- 6.12. Амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве E – секториального рупора.
- 6.13. Амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве H – секториального рупора.
- 6.14. Зависимость КНД от амплитудного и фазового распределения на раскрыве рупорной антенны, от угла раскрыва рупора.
- 6.15. Оптимальный рупор, критерий оптимальности, параметры ДН и КНД.
- 6.16. Назначение и принцип работы линзы в раскрыве рупора.
- 6.17. Конструкция и принцип работы ускоряющей металлопластинчатой линзы.

## *Лабораторная работа N 3*

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ**

#### *1. Цель работы*

Изучить конструкцию и принцип работы однозеркальной антенны. Исследовать зависимость диаграммы направленности и КНД от величины выноса облучателя вдоль фокальной оси, вопросы сканирования в зеркальной антенне. Изучить методику измерения ДН и КНД.

#### *2. Общие сведения*

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

Зеркальная антенна состоит из двух основных элементов: облучателя и отражателя. В качестве облучателя используется слабонаправленная антенна (открытый конец прямоугольного или круглого волноводов, рупорные, вибраторные, щелевые антенны, антенны бегущей волны, малоэлементные антенные решетки). Отражатель представляет собой металлическое зеркало плоской или вогнутой формы. Зеркальные антенны могут быть одно-, двух- или многозеркальными. Наиболее простой является однозеркальная антенна с отражателем в виде параболоида полного профиля. Такие антенны находят широкое применение. Однозеркальная антенна схематически показана на рис.31. Параболическое зеркало образуется вращением параболы вокруг оси  $Z$ . На рис.31 парабола показана жирной линией. Такое зеркало называется параболоидом вращения полного профиля.

Основные геометрические параметры параболоида вращения:  $D$  – диаметр;  $f$  – фокусное расстояние; точка  $F$  – фокус параболы. Ось  $Z$ , проходящая через фокус  $F$  и вершину зеркала, называется фокальной осью.

В фокус помещается облучатель, излучающий в сторону зеркала сферическую волну. На рис.31 лучи волны, излучаемой облучателем, показаны линиями, идущими радиально из фокуса. При параболической форме зеркала лучи после отражения становятся параллельными оси  $Z$ . То есть зеркало фокусирует излучение облучателя и в результате увеличивается коэффициент направленного действия (КНД) пропорционально площади раскрытия зеркала  $S$ . При таком пояснении принципа действия зеркальной антенны не учитывается дифракция поля на кромке зеркала, форма диаграммы направленности облучателя и ряд других факторов. Более точно можно пояснить принцип действия зеркальной антенны, рассматривая распределение амплитуд и фаз поля на раскрытии зеркала после отражения от его поверхности. Рис.32 поясняет это.

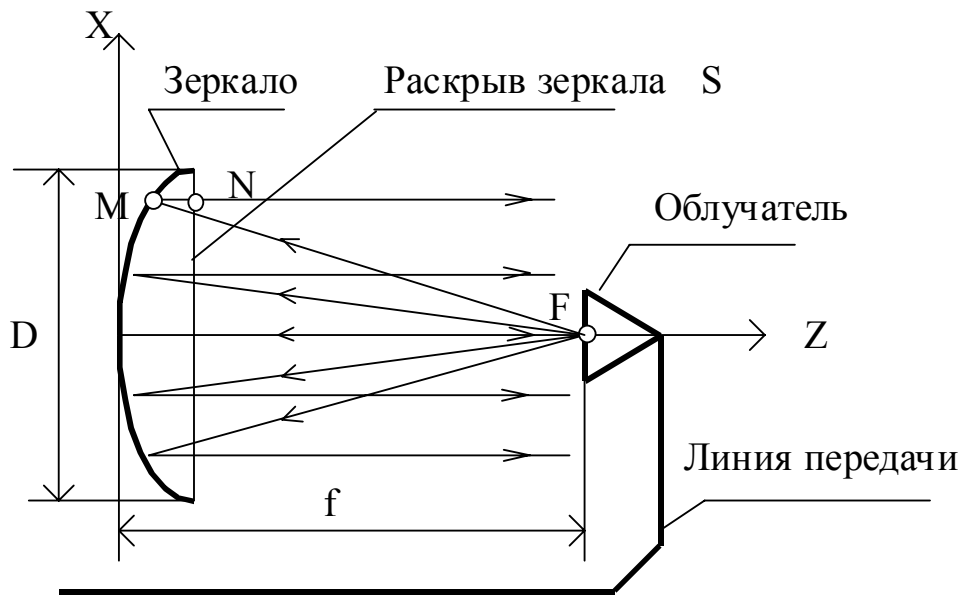


Рис.31. Принцип работы зеркальной антенны

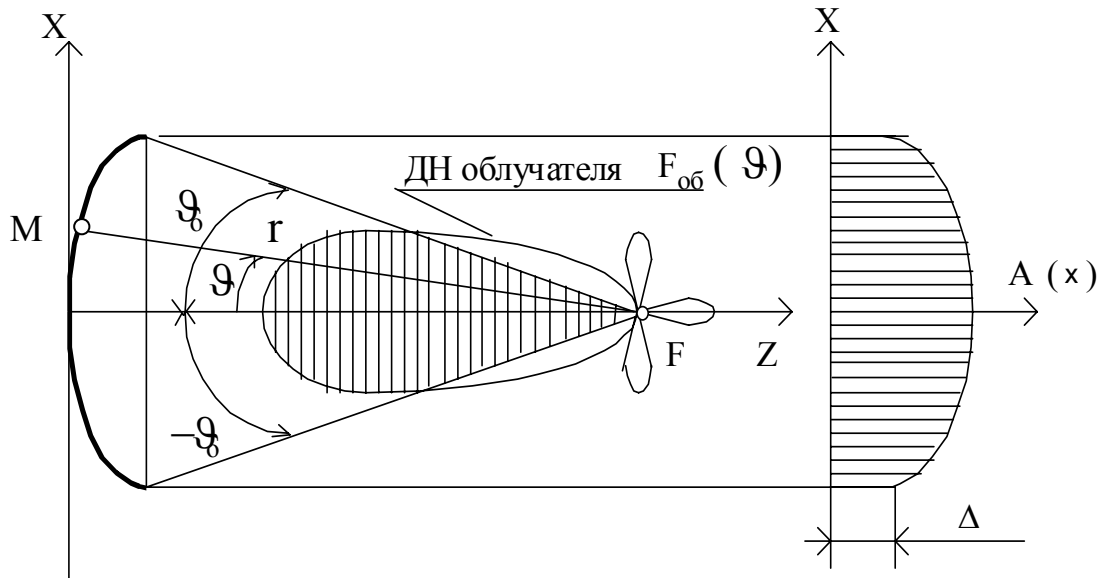


Рис.32. Диаграмма направленности облучателя и амплитудное распределение на раскрыве зеркала

На рисунке показано параболическое зеркало, точка фокуса  $F$ , угол раскрыва зеркала относительно фокуса  $2\vartheta_0$ , ДН облучателя  $F_{об}(\vartheta)$ , сферические координаты точки  $M$  на поверхности зеркала  $r$  и  $\vartheta$  с началом в точке фокуса  $F$ , распределение нормированной амплитуды поля на раскрыве зеркала  $A(x)$ . ДН облучателя имеет максимум, ориентированный на вершину зеркала, поэтому в центре раскрыва поле, отраженное от зеркала, максимально и равно  $E_{max}$ . В других точках раскрыва поле имеет значение  $E(x) < E_{max}$ . Под нормированным амплитудным распределением поля на раскрыве  $A(x)$  понимается отношение  $E(x)/E_{max}$ . Очевидно, в центре

раскрыва при  $x=0$  нормированная амплитуда  $A(x)=1$ . На кромке зеркала уровень поля минимален, его нормированное значение на рис.32 обозначено символом  $\Delta$  ( $\Delta$  – уровень подставки в амплитудном распределении). В зависимости от ширины главного лепестка ДН облучателя величина  $\Delta$  находится в интервале  $0...1$ .

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 раскрыве зеркала при любых углах  $\vartheta$  (см. рис.31). В результате во всех точках раскрыва фазы поля оказываются одинаковыми и поля всех элементов раскрыва (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. раскрыву зеркала. КНД зеркала возрастает пропорционально площади раскрыва зеркала  $S$ . Зеркальная антенна характеризуется:

коэффициентом использования поверхности (КИП);

коэффициентом перехвата мощности облучателя зеркалом ( $K_p$ );

коэффициентом эффективности  $K_{эф}$ , равным произведению КИП и  $K_p$ ;

коэффициентом направленного действия (КНД);

шириной главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности  $2\Theta_{0,5}$ ;

уровнем максимального бокового лепестка  $F_{\text{бм}}$ .

КИП есть отношение плотности потока мощности в направлении главного максимума ДН зеркала 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 раскрыва 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.

Коэффициент перехвата мощности определяется выражением

$$K_p = \frac{P_3}{P_{\text{об}}}, \quad (25)$$

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

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

На рис.32 показано, что только часть главного лепестка ДН облучателя расположена в пределах раскрыва зеркала.

Величины КНД, КИП и  $K_p$  связаны соотношением

$$\text{КНД} = \frac{2\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП} \cdot K_p, \quad (26)$$

где  $S$  – площадь раскрыва зеркала,  
 $\lambda$  – длина волны.

Произведение  $\text{КИП} \cdot K_p$  называется коэффициентом эффективности зеркальной антенны –  $K_{\text{эф}}$ . Чем больше ширина главного лепестка ДН облучателя, тем больше уровень поля на краю раскрыва зеркала  $\Delta$ , 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  $\Delta$  величина  $K_{\text{эф}}$  сначала растет за счет увеличения КИП, а затем, достигнув максимума, уменьшается за счет уменьшения  $K_p$ . Так же меняется и КНД при увеличении  $\Delta$ . Сказанное иллюстрируется графиками на рис.33.

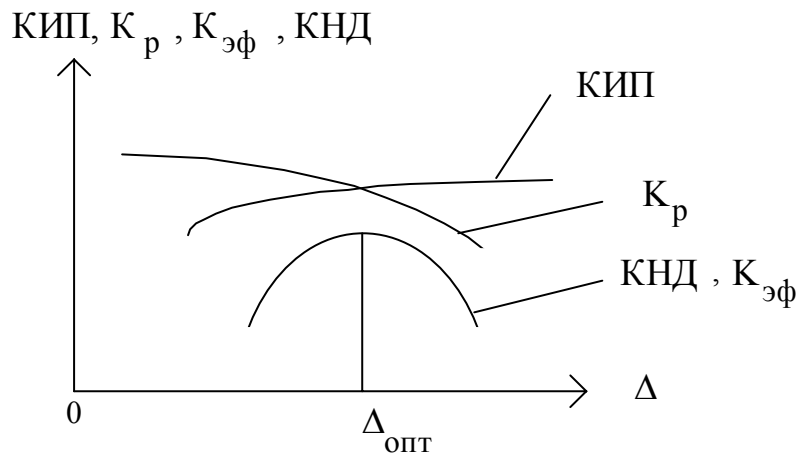


Рис.33. К выбору оптимального уровня подставки

Величина  $\Delta_{\text{опт}}$ , соответствующая максимуму КНД, зависит от отношения фокусного расстояния  $f$  к диаметру зеркала  $D$ . Обычно применяются зеркала с величиной  $\frac{f}{D} = 0,3 \dots 0,6$ . В этом случае  $\Delta_{\text{опт}} = 0,25 \dots 0,35$ .

При оптимальной величине  $\Delta$  ширина главного лепестка ДН определяется выражением

$$2\Theta_{0,5} = (60 \dots 70) \frac{\lambda}{D}. \quad (27)$$

Максимальный уровень боковых лепестков составляет  $-23 \dots -24$  дБ.

**Примечание.** Уровень боковых лепестков в децибелах определяется по формуле  $F_{\text{бм}}(\text{дБ}) = 20 \cdot \lg F_{\text{бм}}$ .

Параметры зеркальной антенны зависят от положения облучателя относительно фокуса. При смещении облучателя из фокуса меняется 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.34 показана зеркальная антенна, в которой облучатель смещен вдоль оси X на величину  $X_0$ .

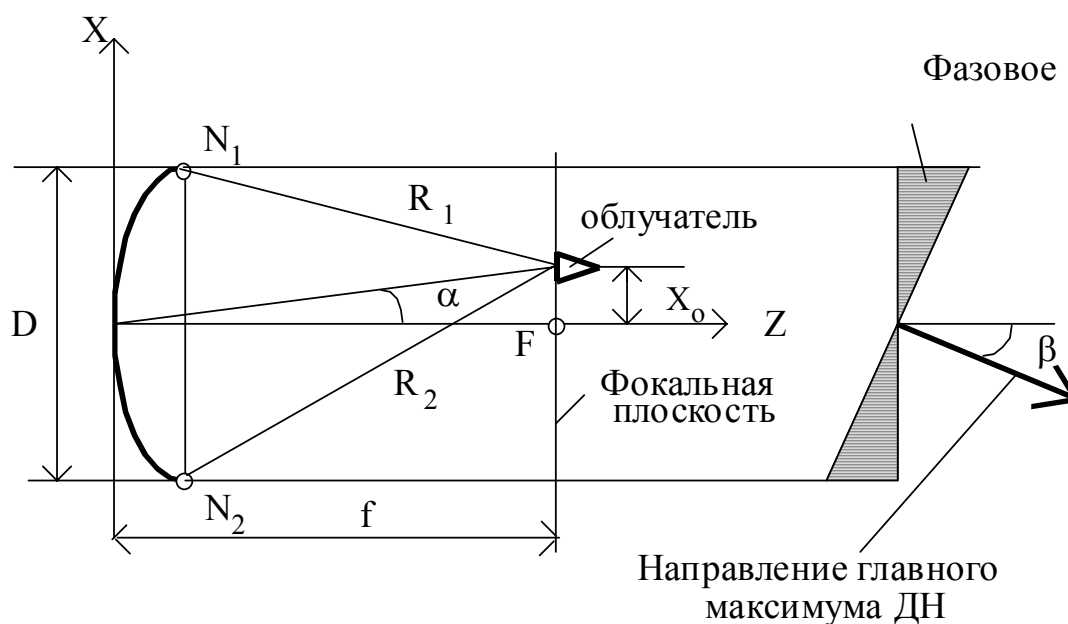


Рис.34. Смещение облучателя из фокуса в фокальной плоскости

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 и показано на рис.34. В результате главный максимум ДН зеркала отклоняется в сторону уменьшения фазы на раскрыве, т.е. в сторону, противоположную смещению облучателя. На рис.34 показан угол отклонения облучателя  $\alpha$  и угол отклонения главного максимума ДН зеркала  $\beta$  от фокальной оси. Отношение  $\frac{\beta}{\alpha}$  называется коэффициентом редукции  $K_{ред}$ .

Этот коэффициент меньше единицы, так как 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.35 показано смещение облучателя вдоль фокальной оси (оси Z) на величину  $Z_0$ . При этом

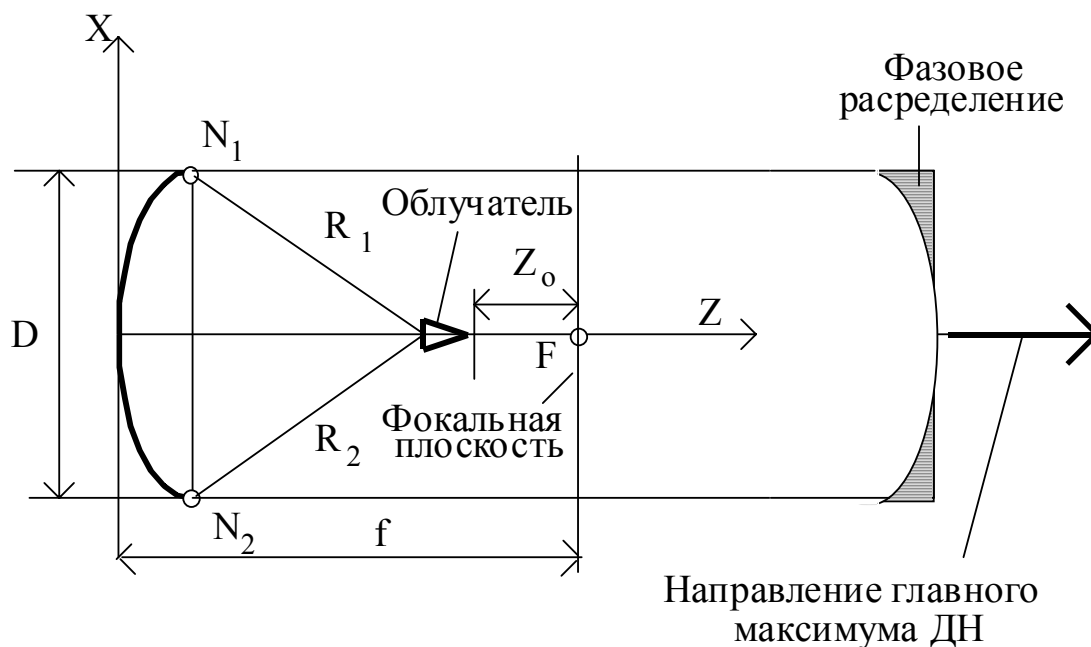


Рис.35. Смещение облучателя воль фокальной оси

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.

### 3. Состав лабораторной установки

Структурная схема лабораторной установки показана на рис.6 (раздел 1). В качестве исследуемой антенны используется однозеркальная антенна с облучателем в виде пирамидального рупора, возбуждаемого прямоугольным волноводом на волне  $H_{10}$ . Диаметр зеркала  $D=500$  мм, фокусное расстояние  $f=150$  мм. Конструкция антенны позволяет:

- снять зеркало и измерить ДН облучателя;
- сместить зеркало вдоль оси Z (см. рис.26), не меняя положения облучателя;
- повернуть зеркало вокруг оси X, не меняя положения облучателя, что приблизительно эквивалентно смещению облучателя в фокальной плоскости вдоль оси Y.



К прямоугольному волноводу, возбуждающему рупор облучателя, подключена детекторная секция.

Измерение ДН и КНД зеркальной антенны производится в режиме приема.

#### 4. Задание на лабораторную работу

4.1. Ознакомиться с лабораторной установкой и конструкцией исследуемой антенны. Включить и настроить лабораторную установку. Установить заданную частоту, удобный для измерений уровень мощности генератора, совместить оптические оси передающей и приемной антенн, установить начало отсчета угла наблюдения от ожидаемого направления главного максимума ДН исследуемой приемной антенны. Далее начало отсчета угла наблюдения не менять.

4.2. Измерить диаграммы направленности на заданной частоте:

облучателя зеркальной антенны;

зеркальной антенны при установке облучателя в фокус;

зеркальной антенны при смещении облучателя из фокуса вдоль фокальной оси для  $Z_0 = 0,5\lambda, 1,0\lambda, 1,5\lambda$ .

4.3. Исследовать вопросы сканирования в зеркальной антенне, для чего измерить зависимость угла  $\beta$  от угла  $\alpha$ . Угол  $\alpha$  задать в пределах  $0 \dots 9^\circ$  с дискретом  $3^\circ$ .

4.4. Измерить КНД зеркальной антенны методом сравнения. В качестве эталонной антенны взять облучатель, а КНД его рассчитать по формуле (26). Для открытого конца прямоугольного волновода с основной волной КИП=0,81;  $K_p=1$ .

4.5. Определить поляризацию зеркальной антенны (измерить коэффициент эллиптичности).

4.6. Обработать результаты измерения ДН и построить графики нормированных ДН в прямоугольных координатах. Определить ширину главного лепестка ДН зеркальной антенны по уровню половинной мощности.

Построить график зависимости коэффициента редукции  $K_{ред} = \frac{\beta}{\alpha}$  от угла  $\alpha$ .

4.7. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН зеркальной антенны и сравнить с полученной экспериментально.

4.8. Теоретически рассчитать КНД зеркальной антенны, полагая КИП  $\approx 0,8$  и  $K_p \approx 0,9$ . Сравнить теоретическое значение КНД с полученным экспериментально.

4.9. Сделать выводы по всем пунктам работы: о виде ДН облучателя и зеркальной антенны; о зависимости параметров ДН зеркальной антенны от величины смещения облучателя из фокуса; о зависимости КНД от площади раскрыва антенны, сравнив площадь раскрыва рупора облучателя и зеркала.

## 5. Содержание отчета

Название и цель работы. Структурная схема установки, перечень использованных приборов, схематические рисунки исследованных антенн. Экспериментальные графики ДН в прямоугольных координатах, результаты измерения и приближенной теоретической оценки параметров ДН и КНД. Выводы по всем пунктам работы. (Таблицы экспериментальных данных привести в одном из отчетов бригады).

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

## 6. Вопросы для подготовки

- 6.1. Определение ДН в режиме передачи.
- 6.2. Определение ДН в режиме приема.
- 6.3. Параметры ДН, способы изображения ДН.
- 6.4. Определение КНД в режиме передачи.
- 6.5. Определение КНД в режиме приема.
- 6.6. Зависимость КНД от ширины главного лепестка ДН и от уровня боковых лепестков.
- 6.7. Методика измерения ДН и КНД.
- 6.8. Методика определения коэффициента эллиптичности.
  - 6.9. Принцип работы и свойства зеркальной антенны.
  - 6.10. Амплитудное и фазовое распределение поля на раскрыве зеркала при положении облучателя в фокусе зеркала. Вид ДН зеркала.
  - 6.11. Фазовое распределение поля на раскрыве зеркала при смещении облучателя вдоль фокальной оси. Вид ДН зеркальной антенны.
  - 6.12. Фазовое распределение поля на раскрыве зеркала при смещении облучателя перпендикулярно фокальной оси. Вид ДН зеркала.
  - 6.13. Зависимость КИП от уровня подставки  $\Delta$  в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.
  - 6.14. Зависимость коэффициента перехвата мощности  $K_p$  от уровня подставки  $\Delta$  в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.
  - 6.15. Зависимость коэффициента эффективности  $K_{эф}$  от уровня подставки  $\Delta$  в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.
  - 6.16. Зависимость КНД от уровня подставки  $\Delta$  в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.

## ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ И ВОЛНОВОДНО–СТЕРЖНЕВЫХ АНТЕНН

### 1. Цель работы

Изучить конструкцию и принцип работы резонансной и нерезонансной многощелевой антенн (МЩА) на прямоугольном волноводе и волноводно-стержневых антенн.

Исследовать: зависимость диаграммы направленности резонансной МЩА от способа возбуждения щелей; вопросы сканирования в нерезонансной МЩА; зависимость диаграммы направленности и КНД волноводно-стержневой антенны от коэффициента замедления.

### 2. Общие сведения

#### 2.1. Щелевые антенны

2.1.1. *Способы возбуждения и свойства одиночной щели в металлическом экране.* Многощелевые антенны представляют собой антенные решетки с последовательным питанием, в которых в качестве элементарных излучателей используются полуволновые резонансные щели.

Способы возбуждения одиночной щели, прорезанной в стенке прямоугольного волновода, возбуждаемого на волне  $H_{10}$ , рассмотрен в курсе "Электродинамика и распространение радиоволн". В МЩА обычно щели прорезаются в широкой стенке волновода и делаются продольными или поперечными, что иллюстрируется рис.36, где показана структура силовых линий токов проводимости и несколько возможных положений щелей. Черным цветом закрашены неизлучающие щели. Естественно, в качестве излучателей могут использоваться только излучающие щели. Показаны также размеры поперечного сечения волновода  $a$  и  $b$ . На практике чаще используются продольные щели. На рис.37 показаны одиночная щель, токи проводимости, пересекающие щель, силовые линии векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  поля на щели и система сферических координат  $R, \theta, \varphi$ , в которых описывается ДН щели. Если длина щели близка к половине длины волны в свободном пространстве, входная проводимость щели чисто активна, а ее ДН совпадает с ДН полуволнового вибратора. Отличия поля щели и вибратора, как показано в электродинамике, заключаются в том, что плоскости  $E$  и  $H$  меняются местами. На рисунке обозначено:  $P$  – точка наблюдения в дальней зоне;  $P'$  – проекция точки  $P$  на плоскость  $XY$ . Плоскость  $YZ$  ( $\varphi=0$ ) – это плоскость  $H$ , плоскость  $XZ$  ( $\varphi=90^\circ$ ) –

это плоскость E. В плоскости E щель ненаправлена, если экран, в котором прорезана щель, бесконечный. Главный лепесток ДН ориентирован вдоль оси Y. В плоскости H ДН полуволновой щели описывается приближенной формулой

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)}{\cos\theta}. \quad (28)$$

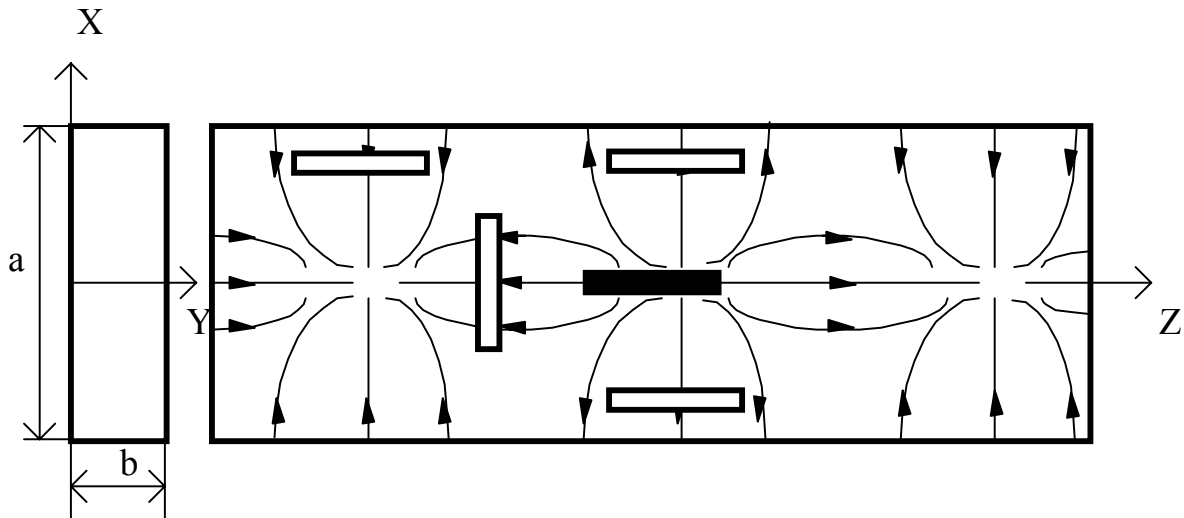


Рис.36. Многощелевая антенна

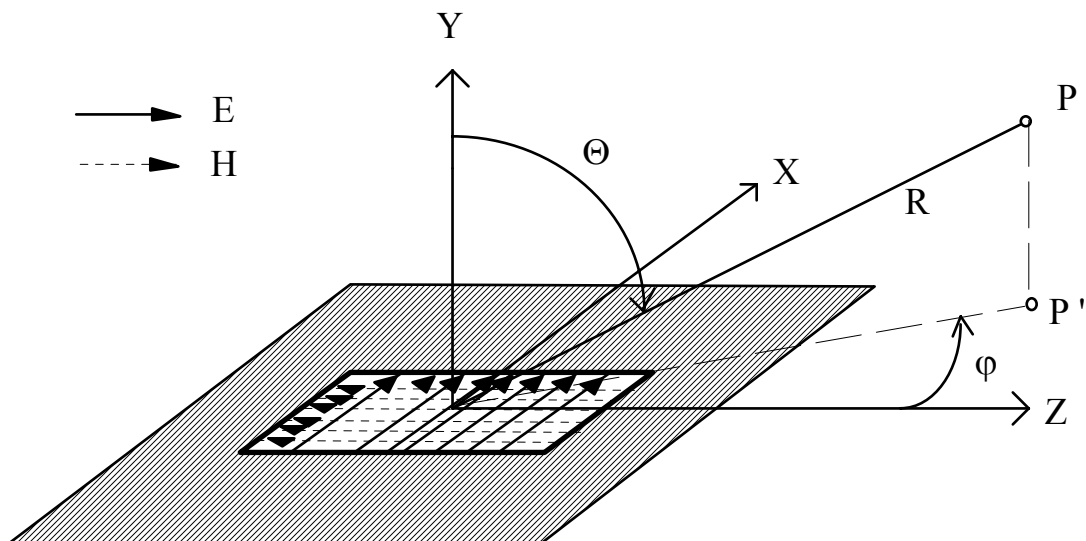


Рис.37. Одиночная щель в экране

2.2. Резонансная многощелевая антенна представляет собой линейную антенную решетку, в которой щели возбуждаются синфазно. Антенна показана на рис.38. На рисунке число щелей  $N=3$  (в общем случае  $N$  может быть любым), 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  $\lambda_B$ , 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, больше КНД. Расстояние между соседними щелями  $d = 0,5 \lambda_B < \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве. Такой способ возбуждения щелей называется  $\pi$ -способом, чем подчеркивается то, что дополнительный сдвиг по фазе, равный  $\pi$  и требующийся для синфазного возбуждения соседних щелей, получается за счет расположения их по разные стороны оси волновода. Можно было бы прорезать щели только с одной стороны волновода, расположив их на расстоянии друг от друга, равном  $\lambda_B$ . Однако в этом случае расстояние  $d = \lambda_B > \lambda$  и в пространстве было бы еще два направления, симметрично расположенных относительно оси  $Y$ , в которых поля всех щелей складывались бы синфазно (точнее, со сдвигом по фазе, равным  $2\pi$ ). В этом случае ДН имела бы три главных лепестка, что недопустимо, т.к. привело бы к существенному снижению КНД. Такой способ возбуждения щелей называется  $2\pi$ -способом.

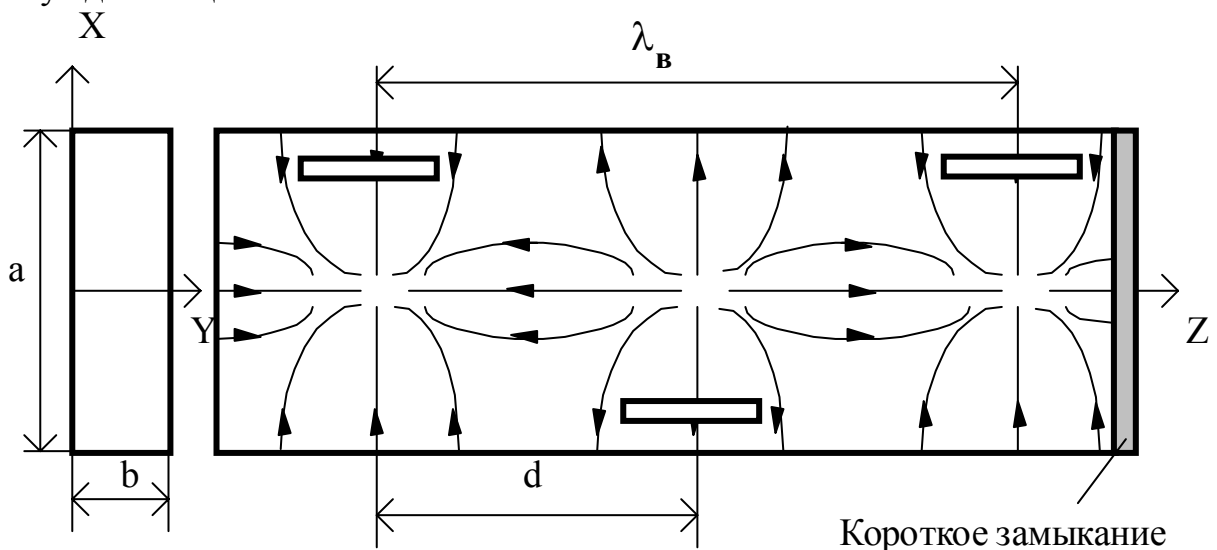


Рис.38. Резонансная многощелевая антенна

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 в узкой полосе частот.

2.1.2. *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, расфазированы и суммарная отраженная волна уменьшается. В этом случае возможно согласование антенны в более широком диапазоне частот. 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. При изменении частоты в нерезонансной МЩА изменяется сдвиг по фазе между соседними щелями, вследствие чего меняется направление главного максимума в пространстве, т.е. происходит так называемое сканирование. Поэтому нерезонансная МЩА применяется как антенная решетка с частотным сканированием.

Таким образом, 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 резонансной и нерезонансной МЩА в плоскости Н (на рис.36-38 – в плоскости YZ) определяется следующим выражением

$$F(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_C(\theta), \quad (29)$$

где  $F_1(\theta)$  – ДН одной щели и описывается выражением (29);

$F_C(\theta)$  – так множитель системы, определяется следующим выражением:

$$F_C(\theta) = \frac{\sin(N\Psi)}{N\sin(\Psi)}, \quad (30)$$

$$\Psi = \frac{kd}{2} \left( \sin\theta + \frac{\Phi_0}{kd} \right), \quad (31)$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – 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. Направления 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

$$\sin \Theta_{mv} = \frac{\lambda}{d} v - \frac{\Phi_0}{kd}. \quad (32)$$

Если выполняется условие

$$\frac{\lambda}{d} \leq \frac{N-1}{N \cdot (1 + |\sin \theta_{m0}|)}, \quad (33)$$

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:

$$2\Theta_{0,5} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{L \cdot \cos \theta_{m0}}, \quad (34)$$

где  $L=(N-1)d$  – длина МЩА.

## 2.2. Волноводно-стержневая антенна

*2.2.1. 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 состав и принцип работы линейной АБВ.

Антенна бегущей волны (рис.39) 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 –  $L$ . На рис.40-42 показаны примеры АБВ:

рис.40 – диэлектрическая стержневая АБВ, в которой возбуждителем является открытый конец круглого волновода, направителем – отрезок круглого диэлектрического волновода;

рис.41 – 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.42 – спиральная антенна, в которой возбуждатель – открытый конец коаксиальной линии с плоским фланцем (металлическим диском), направитель – спиральная линия (проводник, свернутый в спираль).

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 возбуждителе (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.41, 42.

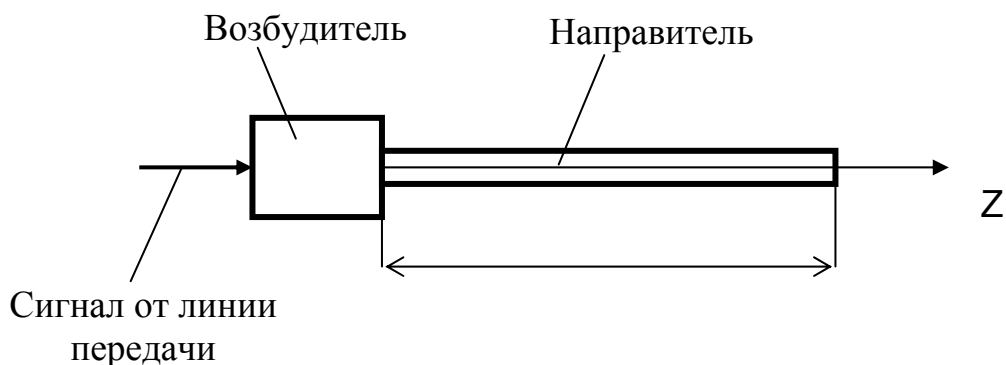


Рис.39. Антенна бегущей волны

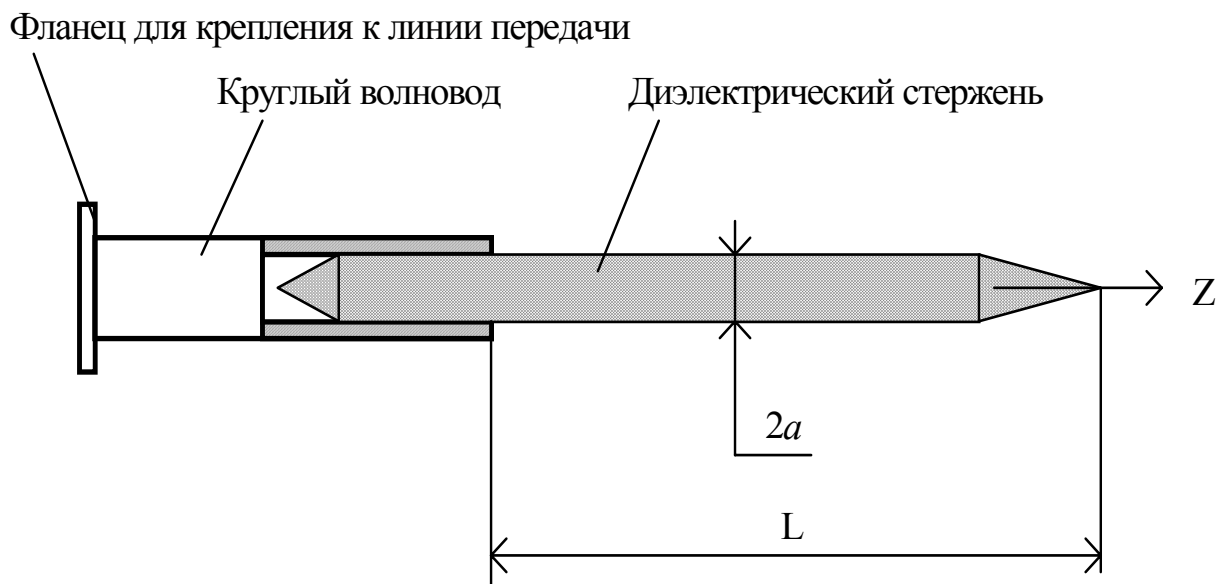


Рис.40. Диэлектрическая стержневая АБВ

В качестве примеров ДН на рис.43, 44 показаны так называемые осевая и коническая диаграммы направленности. Осевая ДН формируется, например, в антеннах рис.40, 41 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.

В антенне рис.42 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.

На рис.44 показаны половина конической ДН (дальняя от читателя) и сечение ее продольной плоскостью. Коническая ДН формируется антеннами,



показанными на рис.40, 41 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  $n=2,3,4,\dots$ .

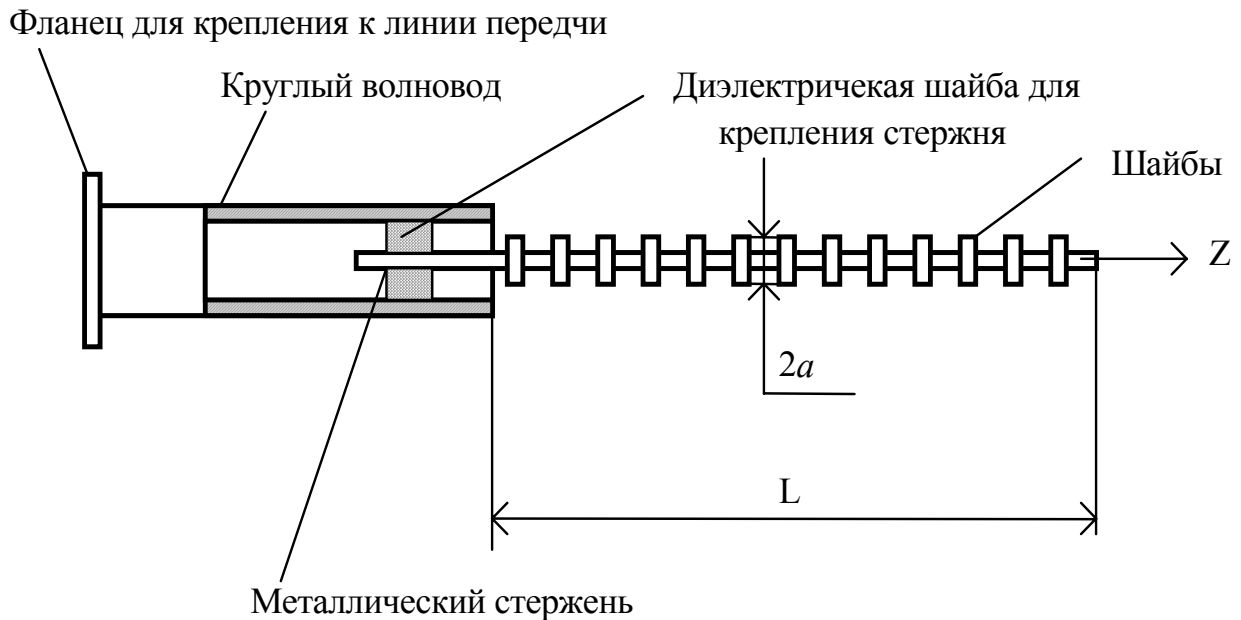


Рис.41. Рибристо-стержневая АБВ

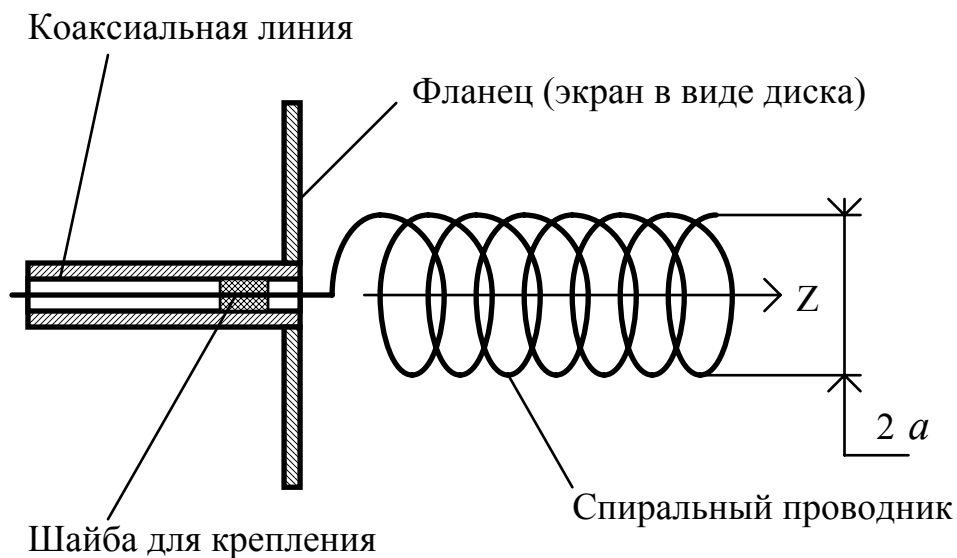


Рис.42. Спиральная антенна

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.

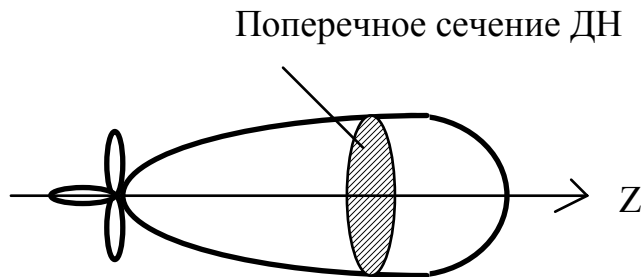


Рис.43. Осевая диаграмма направленности

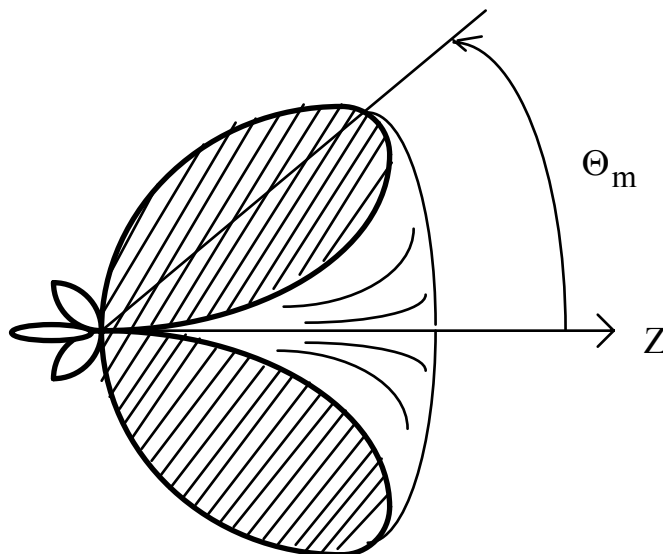


Рис.44. Коническая диаграмма направленности

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  $K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$ , 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.

2.2.2. Амплитудно–фазовое распределение возбуждения. Амплитудно–фазовое распределение (АФР) возбуждения в АБВ – это распределение

амплитуд и фаз поля в направителе вдоль оси  $Z$  – для АБВ типа рис.40 и 41 или тока – в АБВ типа рис.42. Характер АФР определяется принципом работы антенны. Рассмотрим АФР, считая, что конец направителя согласован со свободным пространством. Такое согласование достигается, например, в антеннах рис.40, 41 сужением конца направителя (показано только на рис.40). Свободный конец спиральной линии (см. рис.42) сам по себе хорошо согласован со свободным пространством.

Принцип работы АБВ заключается в следующем. Возбудитель возбуждает в направителе замедленную (поверхностную) волну с фазовой скоростью ( $V_\phi$ ), меньшей 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 возбудителя (применение 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.45 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

$$\beta = \frac{\omega}{V_\phi}, \quad \omega - \text{частота волны.}$$

Сферические волны, излучаемые началом и концом направителя, в зависимости от расстояния быстро затухают (в сферической волне по закону  $\frac{1}{z}$ , в ближней зоне еще быстрее). Фазовая скорость их равна скорости света в свободном пространстве, коэффициент фазы  $k = \frac{\omega}{c}$ . На начальном и конечном участках направителя происходит интерференция замедленной и пространственной волн, и распределение амплитуд и фаз несколько отличается от показанного на рис.45. Однако на большей части длины направителя (0,8–0,9 от  $L$ ) устанавливается АФР, близкое к показанному на рис.45. 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.

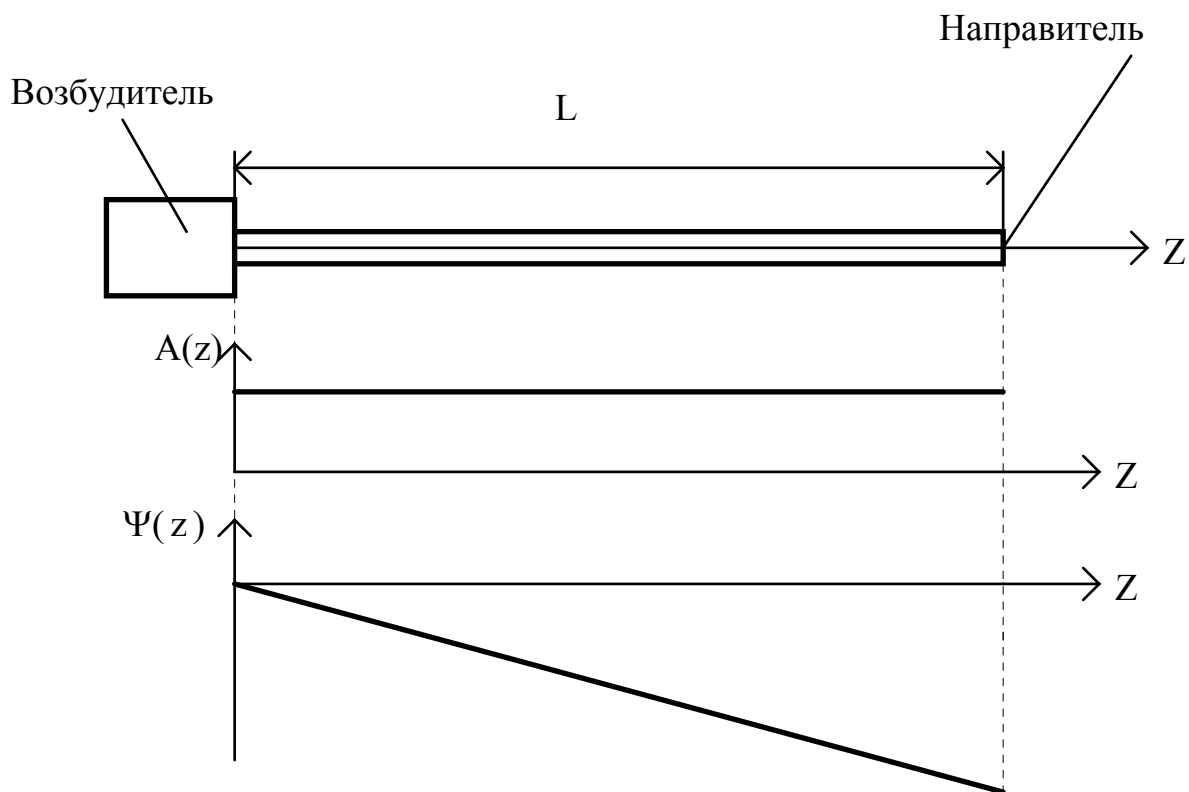


Рис.45. Амлитудное  $A(z)$  и фазовое  $\Psi(z)$  распределения возбуждения в АБВ

2.2.3. *Диаграмма направленности и КНД линейной антенны бегущей волны.* Линейная АБВ – это линейная антенна с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждения. Диаграмма направленности определяется выражением

$$F(\theta, \varphi) = F_1^{e,h}(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta), \quad (35)$$

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

$F_c(\theta)$  – множитель системы.

На рис.46 показаны: антенна бегущей волны; система сферических координат  $r, \theta, \varphi$  точки наблюдения Р в дальней зоне. Элементарным излучателем является отрезок направителя длиной  $dz$ .

Множитель системы:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (36)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\cos \theta - K_3), \quad (37)$$

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.

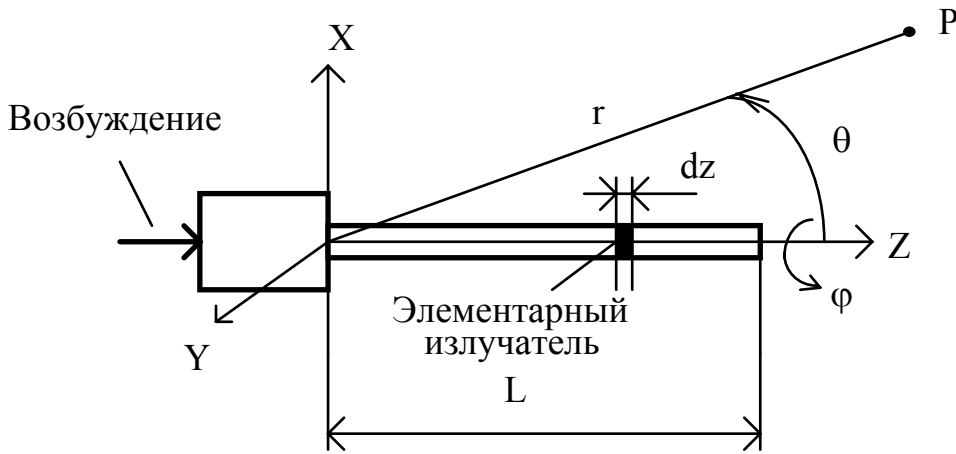


Рис.46. Антенна бегущей волны в системе координат

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

$$F_1^e(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta) \cdot \cos \theta, \quad (38)$$

в плоскости H

$$F_1^h(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta), \quad (39)$$

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

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

На рис.47 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  $a < (0,2-0,3)\lambda$ .

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

$$2\Theta_{0,5} \approx 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}. \quad (40)$$

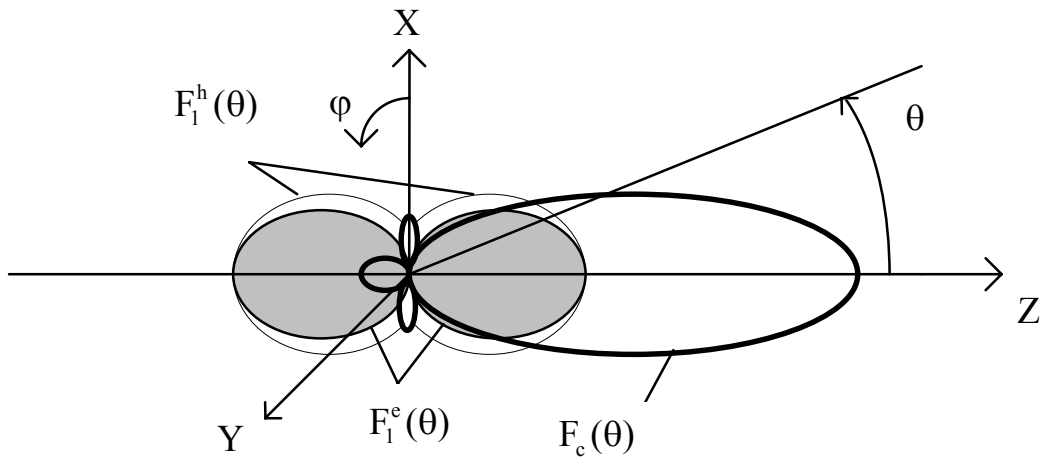


Рис.47. Диаграммы направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H и множитель системы АБВ

Максимальный боковой лепесток приближенно равен 21%. Коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 4 \frac{L}{\lambda}. \quad (41)$$

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

$$2\Theta_{0,5} \approx 61^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}; \quad (42)$$

максимальный боковой лепесток составляет 34%;  
коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 7,2 \frac{L}{\lambda}. \quad (43)$$

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 одной стороны. 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

$$1 < K_3 < K_{3,\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}. \quad (44)$$

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.

2.2.4. Диэлектрическая стержневая антенна бегущей волны. Варианты антенн показаны на рис.48, 49. 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 и ее характеристик фланец и рупор не учитываются.

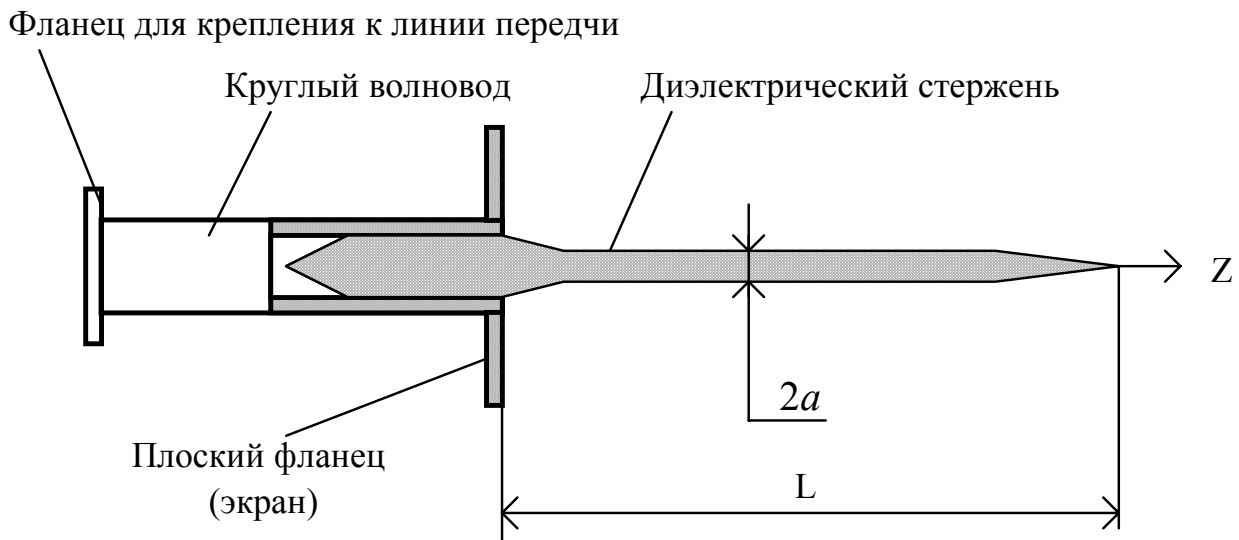


Рис.48. Антенна бегущей волны с цилиндрическим диэлектрическим направителем

На рис.48: диаметр направителя равен  $2a$ , на рис.49 максимальный диаметр –  $2a_{\text{max}}$  и минимальный –  $2a_{\text{min}}$ . 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. Структура силовых линий векторов  $E$  и  $H$  волны  $HE_{11}$  в поперечном сечении диэлектрического стержня (диэлектрического волновода) показана на рис.50.

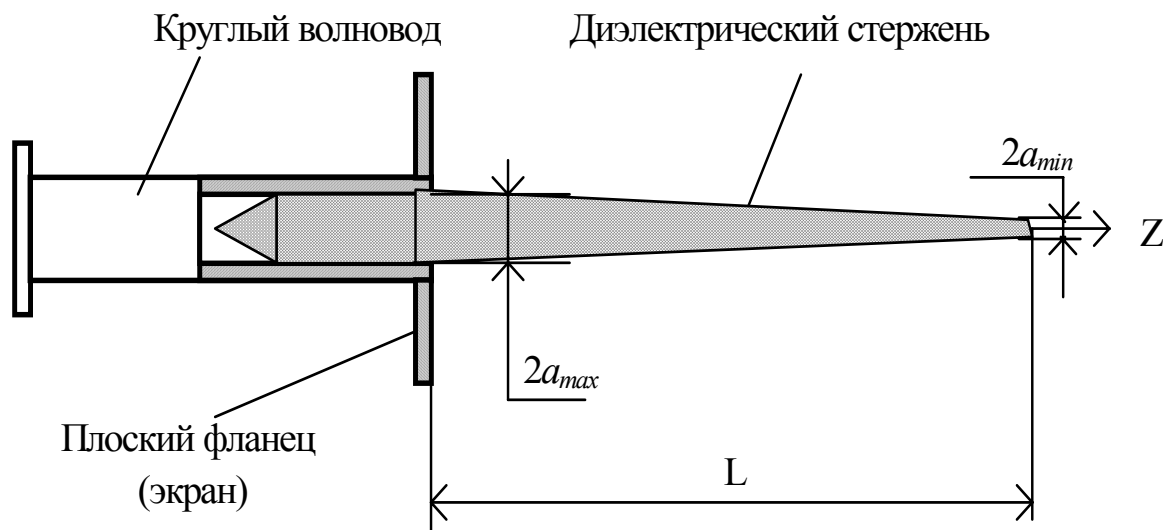


Рис.49. Антенна бегущей волны с коническим диэлектрическим направителем

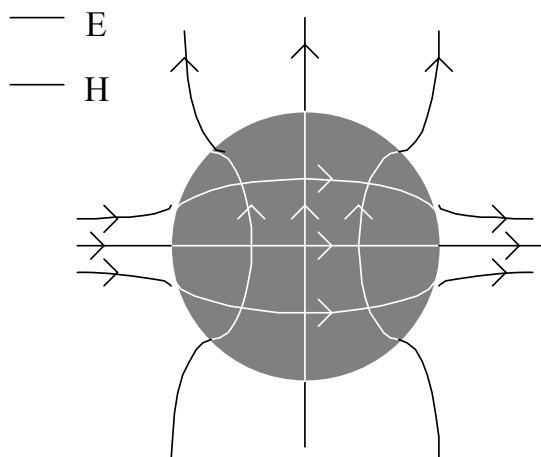


Рис.50. Структура силовых линий электрического и магнитного полей волны  $HE_{11}$  в диэлектрическом волноводе

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 составляющую. 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  $\frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$ . Таким образом, фазовая скорость замедленной волны  $HE_{11}$



в диэлектрическом волноводе находится в пределах  $\frac{c}{\sqrt{\epsilon}} < V_{\phi} < c$ , а коэффициент замедления  $K_3 = \frac{c}{V_{\phi}}$  – в пределах  $1 < K_3 < \sqrt{\epsilon}$ . Степень приближения  $K_3$  к левой или правой границе указанного интервала зависит от отношения  $\frac{2a}{\lambda}$  и  $\epsilon$ . Чем больше  $\frac{2a}{\lambda}$  и значение  $\epsilon$ , тем ближе  $K_3$  к величине  $\sqrt{\epsilon}$ . Качественная зависимость коэффициента замедления от величины  $\frac{2a}{\lambda}$  показана на рис.51.

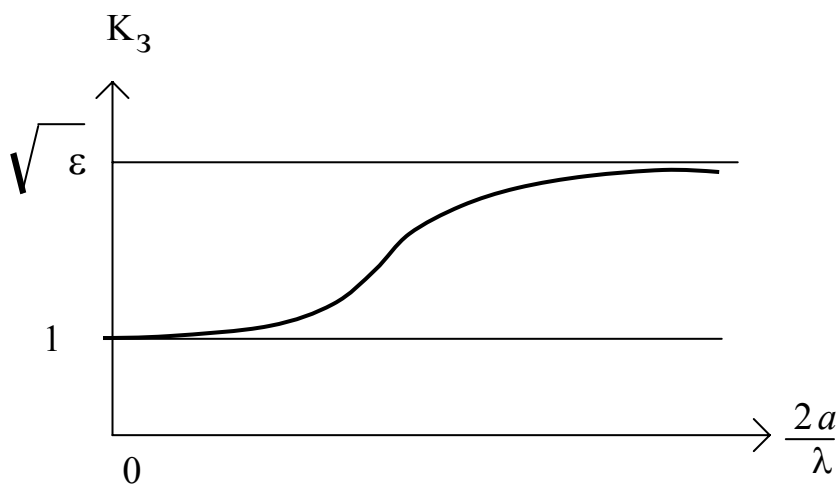


Рис.51. Зависимость коэффициента замедления от волнового диаметра направителя

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

$$2a \leq 0,6\lambda\sqrt{\epsilon - 1}. \quad (45)$$

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 (46), 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 диэлектрической стержневой антенны в дальней зоне в направлении главного максимума (в направлении оси антенны) также будет линейно поляризовано. В этом случае диаграмма направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  определяется выражениями (36) – (38).

### *3. Конструкция лабораторной установки*

Структурная схема лабораторной установки показана на рис.6 (раздел 1). В качестве исследуемых антенн используются резонансная и нерезонансная МЩА на прямоугольном волноводе с волной  $H_{10}$  и три волноводно-стержневых антенн с различными коэффициентами замедления. Волноводно-щелевые антенны выполнены на волноводе  $23 \times 10$  мм. Такой же волновод используется в качестве возбuditеля диэлектрической стержневой антенны. К прямоугольному волноводу подключена детекторная секция. Детектор секции имеет вольт-амперную характеристику, близкую к квадратичной. Измерение ДН антенн производится в режиме приема.

### *4. Задание на лабораторную работу*

4.1. Ознакомиться с лабораторной установкой и конструкцией исследуемых антенн. Включить и настроить лабораторную установку. Установить заданную частоту, удобный для измерений уровень мощности генератора, совместить оптические оси передающей и приемной антенн, установить начало отсчета угла наблюдения от ожидаемого направления главного максимума ДН исследуемой приемной антенны. Далее начало отсчета угла наблюдения не менять.

4.2. Измерить диаграмму направленности на заданной частоте резонансной МЩА для  $\pi$ - и  $2\pi$ - способов. Чтобы реализовать  $2\pi$ -способ, необходимо закрыть щели специальными пластинами через одну.

4.3. Измерить диаграмму направленности на заданных частотах нерезонансной МЩА. Зафиксировать величину смещения главного максимума ДН с нормали к оси антенны при изменении частоты.

4.4. Определить поляризацию обеих антенн (измерить коэффициент эллиптичности и положение плоскости  $E$ ).

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

4.6. Обработать результаты измерения ДН и построить графики нормированных ДН в прямоугольных координатах. Определить ширину

главного лепестка по уровню половинной мощности и направление главного максимума ДН антенн.

4.7. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН резонансной МЩА и сравнить с полученной экспериментально.

4.8. Теоретически рассчитать направление главного максимума нерезонансной МЩА и сравнить с полученной экспериментально.

4.9. 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.

4.10. 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.

## 5. Содержание отчета

Название и цель работы. Структурная схема установки, перечень использованных приборов и схематические рисунки исследованных антенн.

Экспериментальные графики ДН в прямоугольных координатах, результаты измерения и приближенной теоретической оценки параметров ДН.

Выводы по всем пунктам работы. (Таблицы экспериментальных данных привести в одном из отчетов бригады).

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

## *6. Вопросы для подготовки*

- 6.1. Определение ДН в режиме передачи.
- 6.2. Определение ДН в режиме приема.
- 6.3. Параметры ДН, способы изображения ДН.
- 6.4. Определение КНД в режиме передачи.
- 6.5. Определение КНД в режиме приема.
- 6.6. Зависимость КНД от ширины главного лепестка ДН и от уровня боковых лепестков.
- 6.7. Методика измерения ДН и КНД.
- 6.8. Методика определения коэффициента эллиптичности.
- 6.9. Диаграмма направленности и поляризация полуволновой щели в экране.
- 6.10. Способы расположения излучающих щелей на стенках прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$ .
- 6.11. Конструкция, принцип работы и свойства резонансной МЩА на прямоугольном волноводе.
- 6.12. Конструкция, принцип работы и свойства нерезонансной МЩА на прямоугольном волноводе.
- 6.13. Конструкции и принцип работы антенн бегущей волны.
- 6.14. Зависимость параметров ДН (направления главного максимума, ширины главного лепестка и уровня боковых лепестков) антенны бегущей волны от коэффициента замедления.
- 6.15. Зависимость КНД антенны бегущей волны от коэффициента замедления. Оптимальный коэффициент замедления.

## *Литература*

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ.// М.: ВШ. 1988.
2. Сазонов Д.М. Антенны. // М.: ВШ, 1989.
3. Юрцев О.А. Элементы общей теории антенн. Часть 1. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника ". В 3-х частях. //Мн.: БГУИР, 1997.
4. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Часть 2. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника ". В 3-х частях. //Мн.: БГУИР, 2000.
5. Юрцев О.А. Антенны бегущей волны, антенные решетки, антенны коротких, средних и длинных волн. Часть 3. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника ". В 3-х частях. //Мн.: БГУИР, 2001.

Учебное издание

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**  
к лабораторным работам по дисциплине "Антенны и устройства СВЧ"  
для студентов специальности "Радиотехника "  
для дневной , вечерней и заочной форм бучения  
в 3 частях.  
Часть 2  
Антенны

Составители:

Юрцев Олег Анатольевич,  
Кирильчук Валерий Борисович,  
Кухарев Александр Васильевич,  
Гололбов Дмитрий Владимирович,  
Наумович Николай Михайлович

Редактор Т.А.Лейко  
Корректор Е.Н.Батурина  
Компьютерная верстка

---

Подписано в печать		Формат 60×84 1/16.
Бумага	Печать	Гарнитура
Усл. - печ. л.	Уч. - изд. л. 3,5	Тираж 200 экз.
Заказ		

---

Издатель и полиграфическое исполнение:

**Учреждение образования**

«Белорусский государственный университет информатики и  
радиоэлектроники»

Лицензия ЛП № 156 от 30.12.2002.

Лицензия ЛВ № 509 от 03.08.2001.

220013, Минск, П.Бровки, 6