

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

---

Кафедра антенн и устройств СВЧ

О.А. ЮРЦЕВ

**Антенны бегущей волны, антенные решетки,  
антенны коротких, средних и длинных волн**

МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ  
по курсу "Антенны и устройства СВЧ"  
для студентов специальности "Радиотехника "  
в 3-х частях

Часть 3

Минск 2001

УДК 621.396.67 (075.8)

ББК 32.845 я73

Ю 82

Юрцев О.А.

Ю 82 Антенны бегущей волны, антенные решетки, антенны коротких, средних и длинных волн. В 3 ч. - Ч.3: Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника". -Мн.: БГУИР, 2001. – 72 с., ил. 60.

ISBN 985-444-254-3 (ч. 3)

Методическое пособие предназначено для изучения антенн бегущих волн, антенных решеток и основных типов антенн коротких, средних и длинных волн. Рассматриваются принцип работы, основные закономерности, теоретические основы расчета.

Часть 1. Юрцев О.А. Элементы общей теории антенн. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ". -Мн.: БГУИР. 1997.

Часть 2. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ". -Мн.: БГУИР. 2001.

УДК 621.396.67 (075.8)

ББК 32.845 я73

ISBN 985-444-161-X (общ)

ISBN 985-444-254-3 (ч.3)



О.А.Юрцев, 2001

# 1. АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

## 1.1. Общие свойства и назначение

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.1.1) состоит из двух элементов - возбуждателя и направителя.

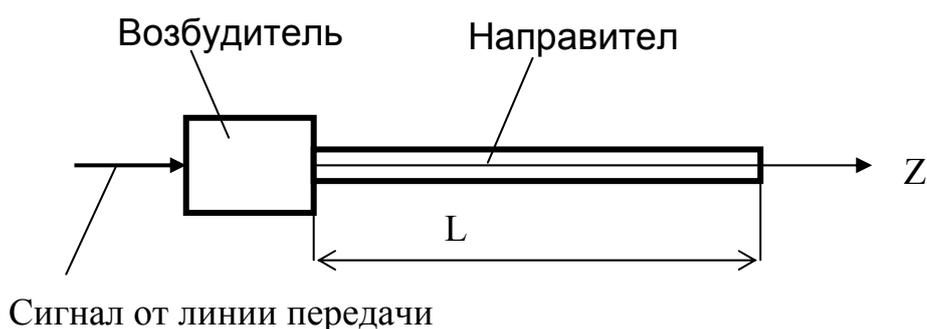


Рис.1.1. Антенна бегущей волны

*Возбудитель* представляет собой открытый конец линии передачи - прямоугольного, круглого, коаксиального волноводов с фланцем или без фланца или с небольшим рупором.

*Направитель* - отрезок открытой линии передачи с замедленной волной. Длина направителя -  $L$ . На рис.1.2 -1.4 показаны примеры АБВ:

рис.1.2 - диэлектрическая стержневая АБВ, в которой возбуждателем является открытый конец круглого волновода, направителем - отрезок круглого диэлектрического волновода;

рис.1.3 - 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.1.4 - 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 возбуждателе (питающем волноводе), поперечных размеров направителя и частоты.

Далее форму поперечного сечения направителя в линейной АБВ будем считать круглой и радиусом  $a$ , что показано на рис.1.2 – 1.4.

Фланец для крепления к линии передачи

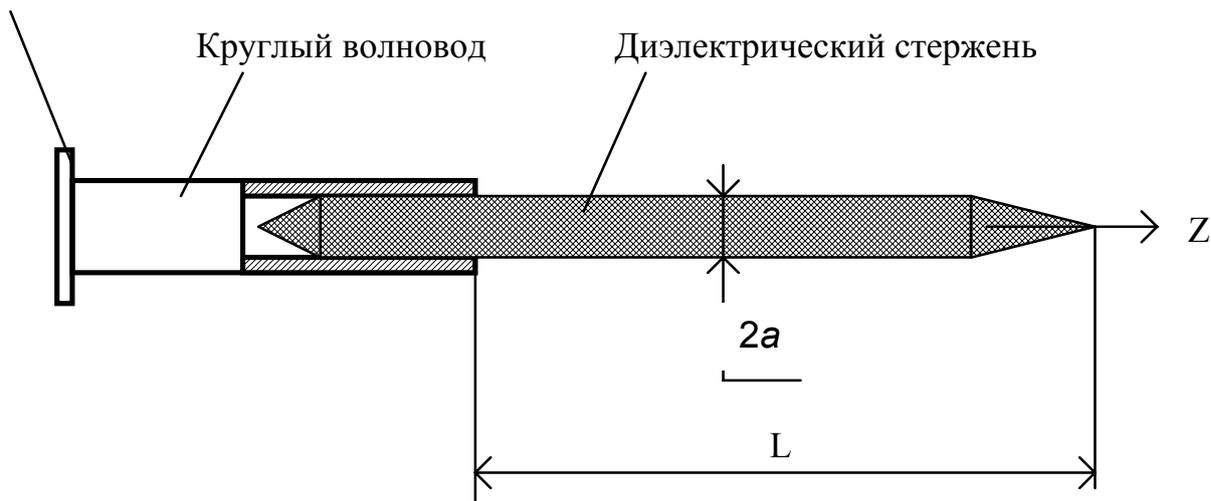
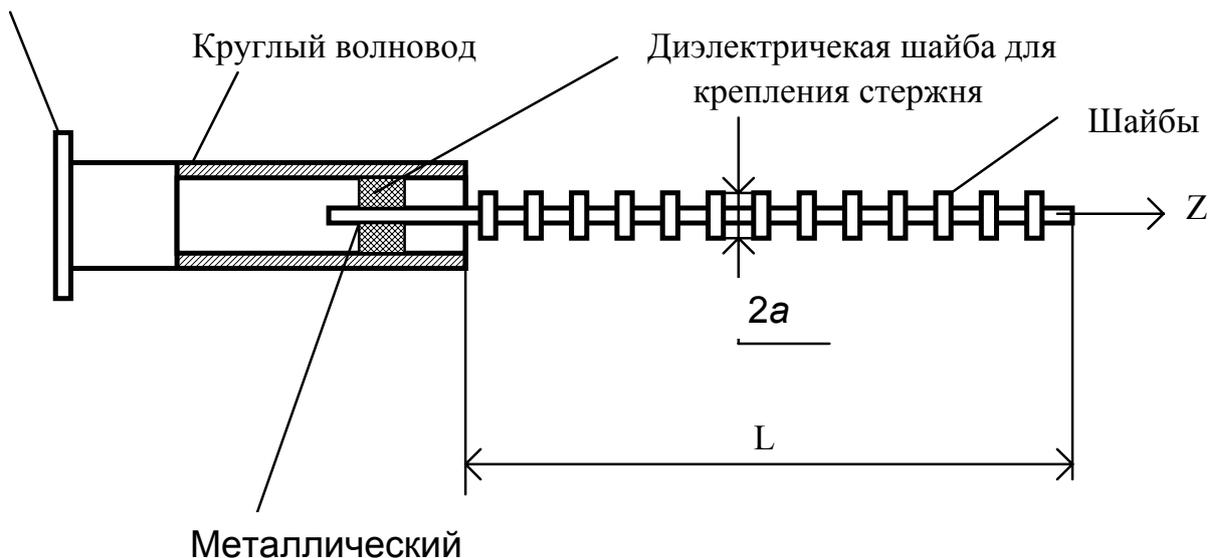


Рис.1.2. Диэлектрическая стержневая АБВ

Фланец для крепления к линии передачи



Металлический

Рис.1.3. Ребристо-стержневая АБВ

В качестве примеров ДН на рис.1.5, 1.6 показаны так называемые осевая и коническая диаграммы направленности. Осевая ДН формируется, например, в антеннах рис.1.2, 1.3, если в круглом волноводе возбуждается основная волна  $H_{11}$ . 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.1.4 осевая ДН формируется при возбуждении в коаксиальной линии основной волны типа Т и при радиусе направителя, равном  $a = \frac{\lambda}{2\pi}$ , где  $\lambda$  - длина волны.

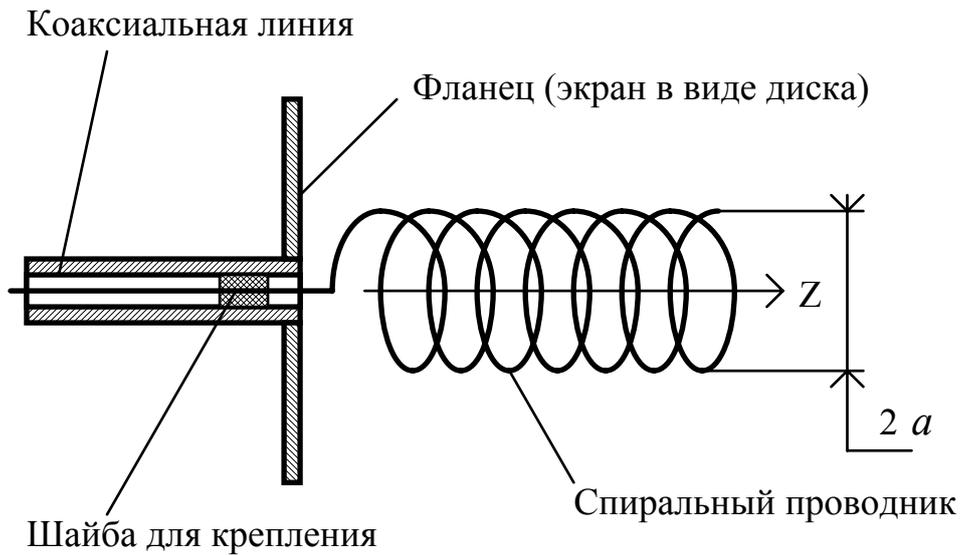


Рис.1.4. Спиральная антенна

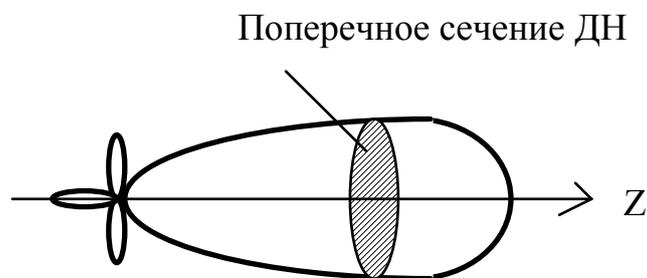


Рис.1.5. Осевая диаграмма направленности

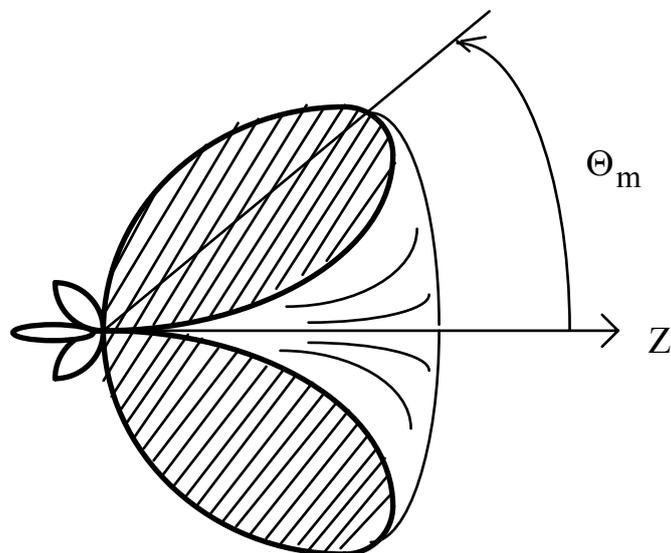


Рис.1.6. Коническая диаграмма направленности

На рис.1.6 показаны половина конической ДН (дальняя от читателя) и сечение ее продольной плоскостью. Коническая ДН формируется антеннами, показанными на рис.1.2, 1.3, при возбуждении в круглом волноводе волн  $H_{0n}$  и

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

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

Помимо цилиндрических направителев в АБВ используются плоские линейные и плоские дисковые направители. На рис.1.7 показана АБВ с плоским линейным направителем в виде металлической ребристой замедляющей системы. Возбудителем является Е-секториальный рупор. В начале и конце направителя сделаны плавные переходы для согласования.

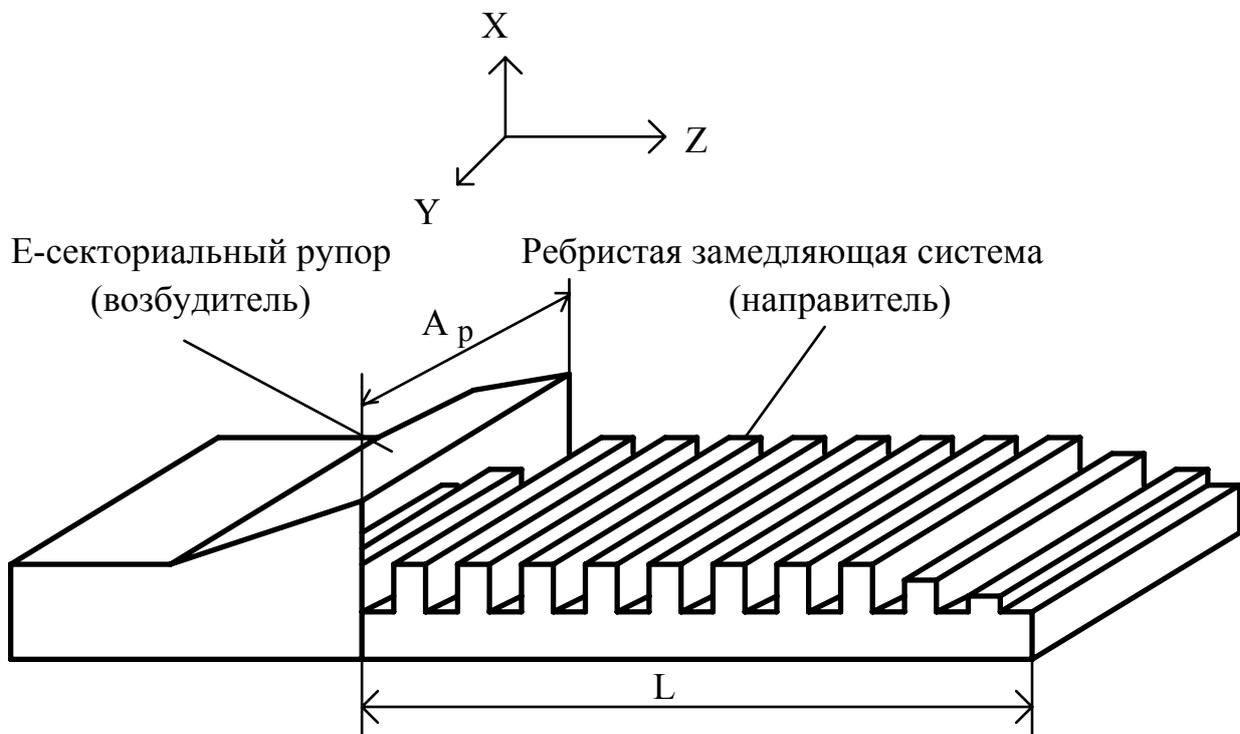


Рис.1.7. АБВ с плоским линейным направителем

На рис.1.8 показана антенна бегущей волны с плоским дисковым направителем. Направитель состоит из металлического диска и слоя диэлектрика на нем. К металлическому диску снизу присоединен внешний цилиндр коаксиальной линии. Внутренний проводник коаксиальной линии продолжается в виде штыря, который и является возбудителем. Поляризация такой антенны вертикальная по отношению к плоскости YZ. В этой плоскости диаграмма направленности круговая (изотропная). В плоскости  $\varphi = \text{const}$  (вертикальной) диаграмма направленности показана на рис.1.9.

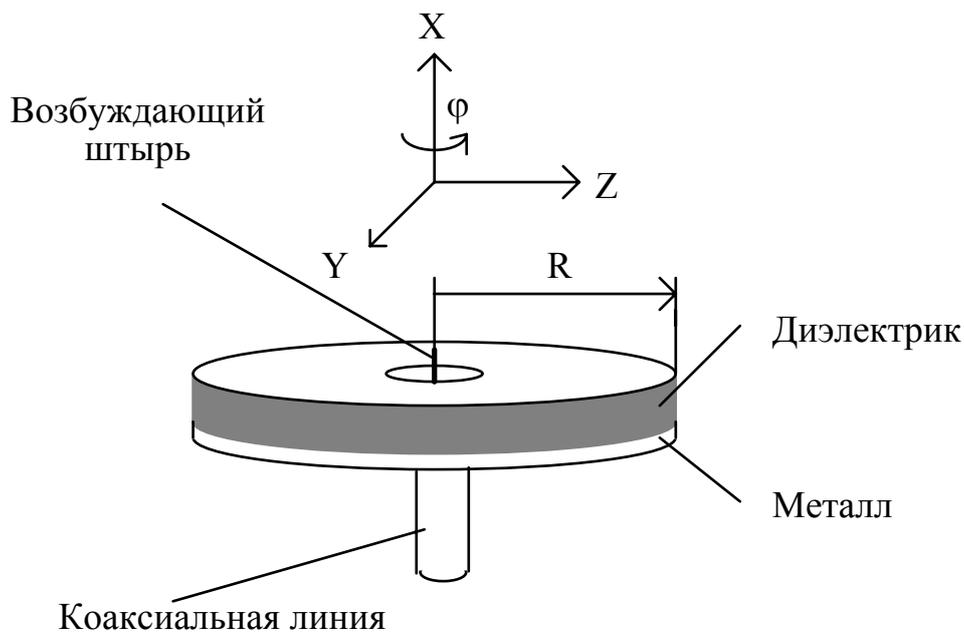


Рис.1.8. АБВ с плоским дисковым направителем

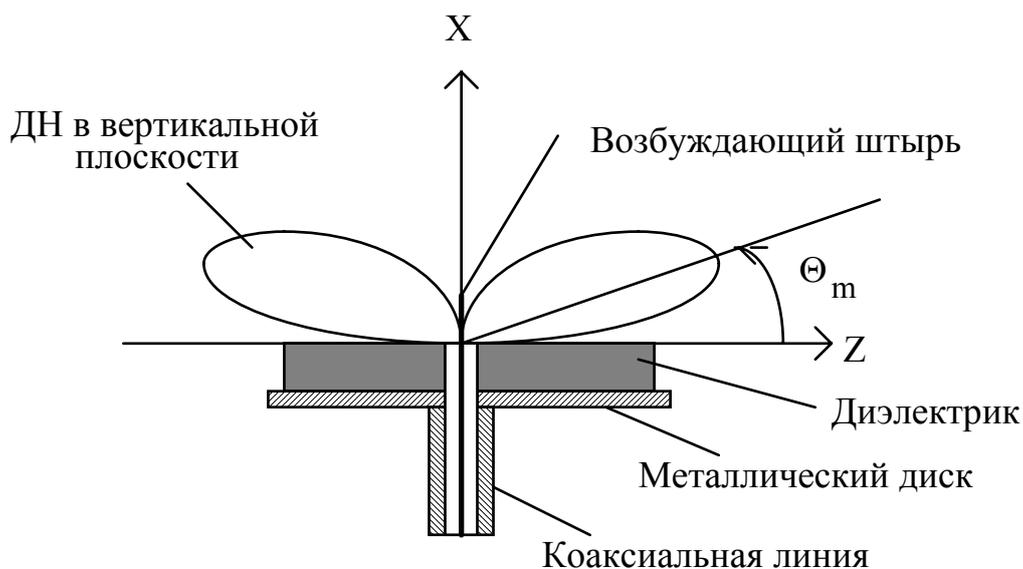


Рис.1.9. АБВ с плоским дисковым направителем и диаграмма направленности в вертикальной плоскости

Главный максимум ДН несколько поднят над плоскостью  $YZ$  на угол  $\Theta_m$ . Величина этого угла тем меньше, чем больше радиус направителя  $R$  по отношению к длине волны  $\lambda$ . Длина направителя в антенне рис.1.8 равна  $R$ .

В антенне рис.1.7 в качестве направителя может использоваться слой диэлектрика на металле, а в антенне рис.1.8 - ребристая замедляющая система. Могут быть и другие варианты построения антенны.

В антеннах рис.1.7, 1.8 ширина главного лепестка в вертикальной плоскости (плоскости  $XY$ ,  $XZ$ ) зависит от длины направителя  $L$ .

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.

## 1.2. 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.1.2 и 1.3 или тока - в АБВ типа рис.1.4. Характер АФР определяется принципом работы антенны. Рассмотрим АФР, считая, что конец направителя согласован со свободным пространством. Такое согласование достигается, например, в антеннах рис.1.2, 1.3 сужением конца направителя (показано только на рис.1.2). Свободный конец спиральной линии (рис.1.4) 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 (применением фланцев, небольших рупоров). Замедленная волна, распространяется вдоль направителя со слабым затуханием, и приближенно ее амплитуду можно считать постоянной на всей длине направителя. Фаза в бегущей волне в зависимости от координаты  $z$  меняется по линейному закону (уменьшается). На рис.1.10 показаны условно АБВ, нормированное к максимуму амплитудное распределение  $A(z)$  и фазовое распределение  $\Psi(z)$ . Причем

$$\Psi(z) = -\beta z,$$

где коэффициент фазы  $\beta$  связан с фазовой скоростью соотношением  $\beta = \frac{\omega}{V_{\phi}}$ ,  $\omega$  - частота волны.

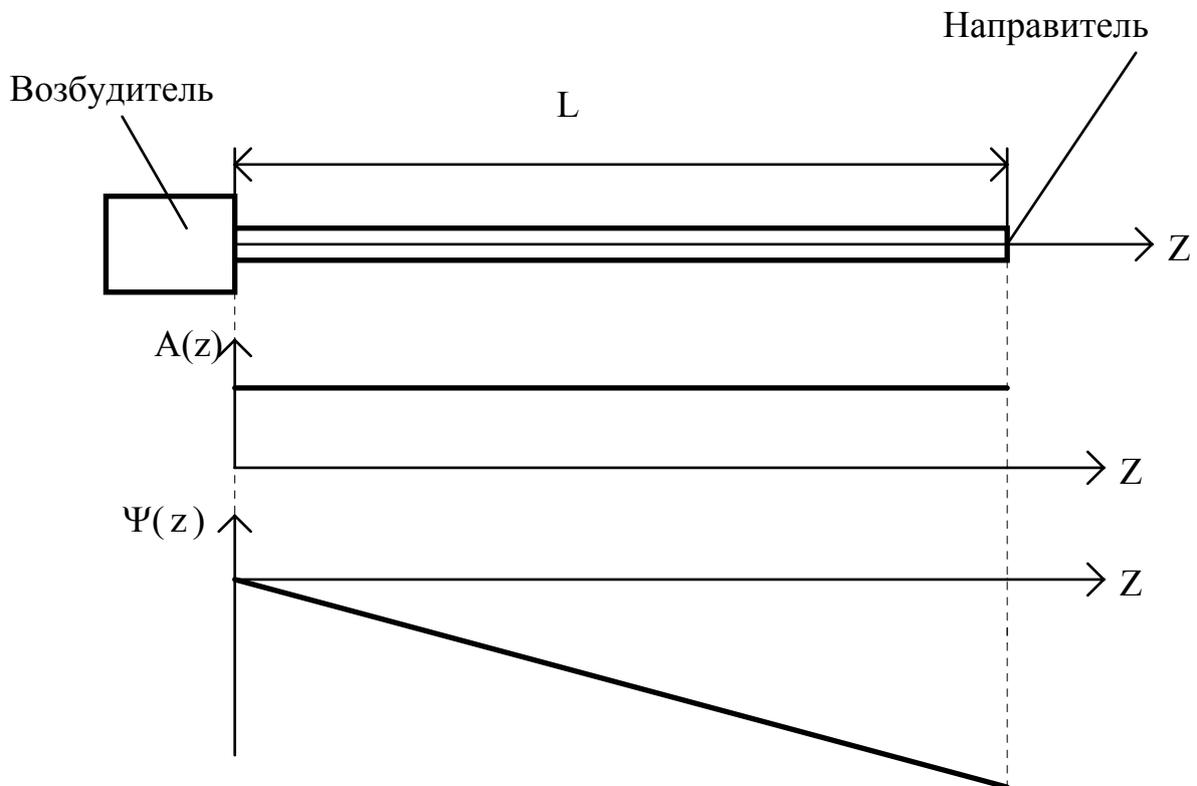


Рис.1.10. Амплитудно-фазовое распределение возбуждения в АБВ

Сферические волны, излучаемые началом и концом направителя, в зависимости от расстояния от точек их возбуждения, 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.1.10. Однако на большей части длины направителя (0,8-0,9 от L) устанавливается АФР, близкое к показанному на рис.1.7. Поэтому в приближенных (инженерных) 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.

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

Линейная АБВ - это линейная антенна с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждения. Основные соотношения для нее рассмотрены в [3]. Приведем конечные результаты.

Диаграмма направленности:

$$F(\theta, \varphi) = F_1^{e,h}(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta), \quad (1.1)$$

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

$F_c(\theta)$  - множитель системы.

На рис.1.11 показана антенна бегущей волны, система сферических координат  $r, \theta, \varphi$  точки наблюдения P в дальней зоне, элементарный излучатель - отрезок направителя длиной  $dz$ .

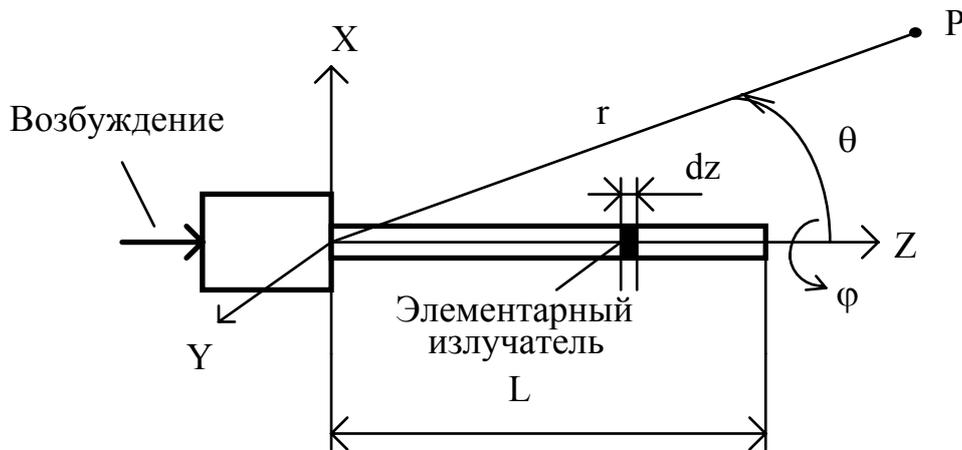


Рис.1.11. Антенна бегущей волны в системе координат

Множитель системы:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (1.2)$$

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\cos \theta - K_3), \quad (1.3)$$

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

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

в плоскости E

$$F_1^e(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta) \cdot \cos \theta, \quad (1.4)$$

в плоскости H

$$F_1^h(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta), \quad (1.5)$$

где  $J_0$  - функция Бесселя нулевого порядка от аргумента  $ka \cdot \sin \theta$ ;

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

Выражения (1.4), (1.5) описывают ДН излучателя в виде кольцевого проводника радиуса  $a$ , с бегущей волной тока, когда на периметре кольца укладывается одна длина волны и получены в результате определения поля такого излучателя [4]. К такой модели можно свести элементарный излучатель АБВ с круглой формой поперечного сечения направителя, если  $a < (0,2-0,3)\lambda$ .

На рис.1.12 показаны ненормированные множитель системы и диаграмма направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H.

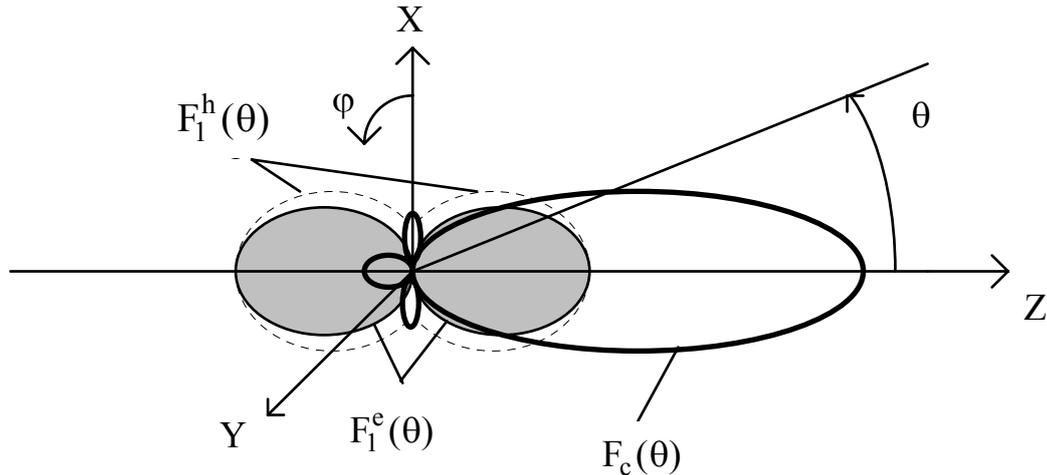


Рис.1.12. Диаграммы направленности элементарного излучателя в плоскостях E и H и множитель системы АБВ

Диаграмма направленности элементарного излучателя в плоскости E затемнена, в плоскости H показана пунктиром, 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

$$2\Theta_{0,5} \approx 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}. \quad (1.6)$$

Максимальный боковой лепесток приближенно равен 21%. Коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 4 \frac{L}{\lambda}. \quad (1.7)$$

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

$$2\Theta_{0,5} \approx 61^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}; \quad (1.8)$$

максимальный боковой лепесток составляет 34%;  
коэффициент направленного действия

$$\text{КНД} \approx 7,2 \frac{L}{\lambda}. \quad (1.9)$$

Указанные параметры диаграммы направленности и значения КНД получены в результате анализа множителя системы линейной антенны с линейным фазовым и равномерным амплитудным распределением [3] 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. Вместе с тем для более точной оценки параметров ДН и значений КНД необходимо рассчитывать диаграмму направленности и определять по ней ее параметры, а КНД определять по диаграмме направленности антенны с помощью общего выражения, полученного для произвольной ДН, путем численного интегрирования [3]:

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}. \quad (1.10)$$

Для избежания интегрирования по двум переменным можно воспользоваться обычно применяемым приемом:

сначала по формуле (1.10) рассчитывается КНД в предположении, что ДН антенны осесимметричная и такая, как в плоскости Е. При этом получается значение КНД<sub>е</sub>:

$$\text{КНД}_e = \frac{2}{\int_0^\pi F_e^2(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta}; \quad (1.11)$$

затем аналогично определяется КНД в предположении, что ДН антенны осесимметричная и такая, как в плоскости Н. Получается значение КНД<sub>h</sub>:

$$\text{КНД}_h = \frac{2}{\int_0^\pi F_h^2(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta}. \quad (1.12)$$

Поскольку главный лепесток ДН в соответствии с выражениями (1.4) и (1.5) в плоскости Е уже, чем в плоскости Н, значение КНД<sub>e</sub> получается завышенным по сравнению с действительным, а КНД<sub>h</sub> - заниженным. Поэтому КНД антенны определяется как среднее геометрическое значений КНД<sub>e</sub> и КНД<sub>h</sub>:

$$\text{КНД} = \sqrt{\text{КНД}_e \cdot \text{КНД}_h}. \quad (1.13)$$

Коэффициент замедления в антенне бегущей волны выбирается в пределах

$$1 < K_3 < K_{3,\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}. \quad (1.14)$$

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

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

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

#### 1.4. Диэлектрическая стержневая антенна бегущей волны

Варианты антенны показаны на рис.1.13, 1.14.

Возбудитель показанных антенн представляет собой открытый конец круглого волновода с основной волной Н<sub>11</sub>, 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.

Диаметр направителя  $2a$  на рис.1.13 и максимальный  $2a_{\text{max}}$  и минимальный  $2a_{\text{min}}$  диаметры направителя на рис.1.14 рассчитываются для обеспечения необходимого коэффициента замедления. При этом используются результаты решения задачи по анализу собственных волн в диэлектрическом цилиндрическом бесконечном волноводе [5, 6, 7].

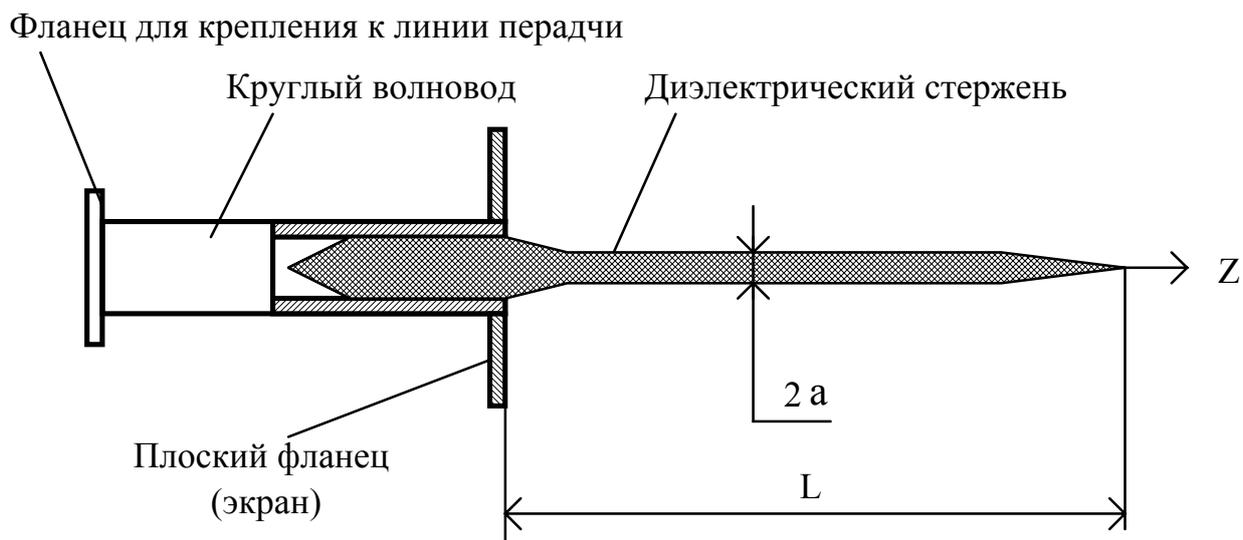


Рис.1.13. Антенна бегущей волны с цилиндрическим диэлектрическим направителем

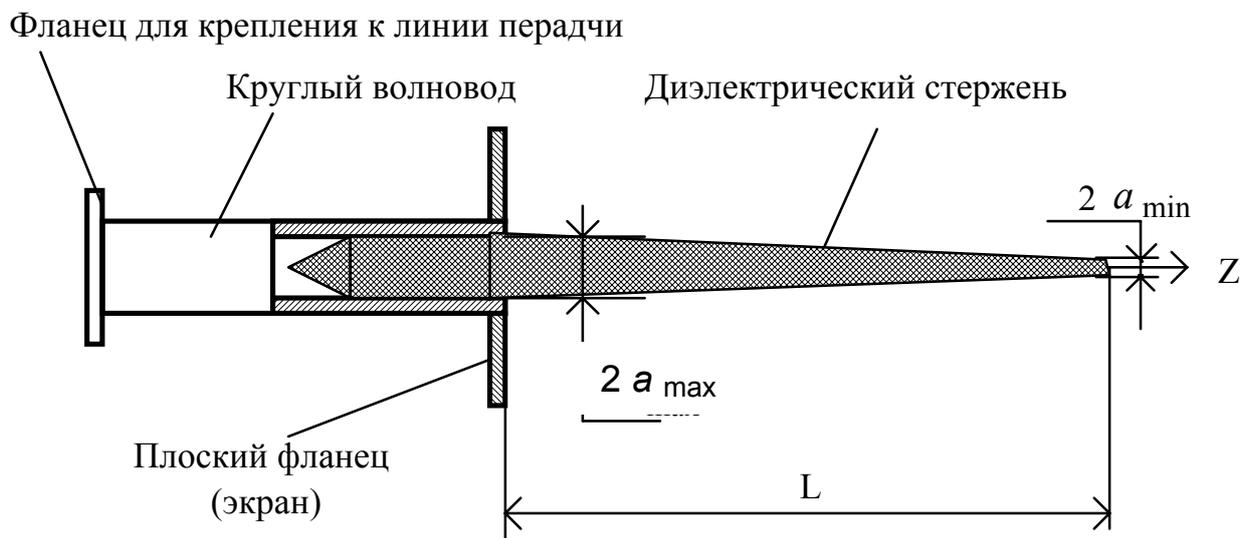


Рис.1.14. Антенна бегущей волны с коническим диэлектрическим направителем

В теории антенн 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.1.15.

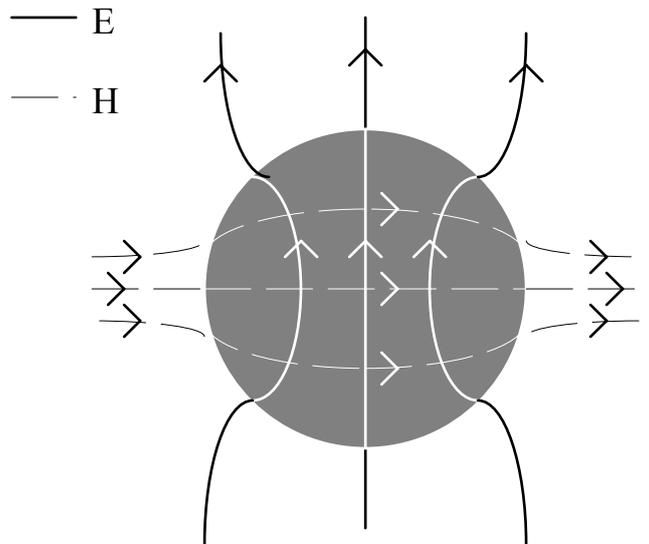


Рис.1.15. Структура силовых линий электрического и магнитного поля волны  $HE_{11}$  в диэлектрическом волноводе

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.1.16.

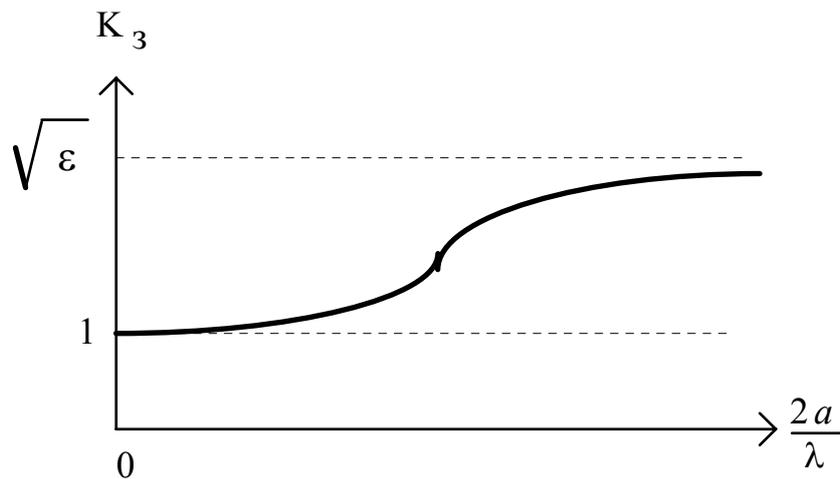


Рис.1.16. Зависимость коэффициента замедления от волнового диаметра направителя

Количественные зависимости величины  $\frac{1}{K_3}$  от  $\frac{2a}{\lambda}$  при различных  $\varepsilon$  приведены в [6,7].

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 [7]:

$$2a \leq 0,6\lambda\sqrt{\varepsilon - 1}. \quad (1.15)$$

Согласование направителя с возбуждателем и со свободным пространством достигается в варианте рис.1.13 - приданием конической формы начальному и конечному участку, в варианте рис.1.14 - применением конического направителя. В таком направителе диаметр  $2a_{\max}$  делается равным диаметру круглого волновода при выполнении условия (1.15), 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 цилиндрического 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 Е и Н определяется выражениями (1.1) - (1.5). Если поляризация волны  $H_{11}$  в возбуждателе круговая, поле в дальней зоне антенны на ее оси также будет иметь круговую поляризацию. В этом случае рассматриваются диаграммы направленности не в

плоскостях E и H, а по составляющим  $E_\theta$  и  $E_\varphi$ . Соответствующие диаграммы направленности обозначаются символами  $F^\theta(\theta, \varphi)$  и  $F^\varphi(\theta, \varphi)$ . Причем  $F^\theta(\theta, \varphi)$  определяется выражениями (1.1), (1.2), (1.3), (1.4), а  $F^\varphi(\theta, \varphi)$  - выражениями (1.1), (1.2), (1.3), (1.5). Поляризационная диаграмма  $P(\theta)$ , т.е. зависимость коэффициента эллиптичности от угла  $\theta$  есть отношение составляющих  $\frac{E_\theta}{E_\varphi}$ , и, как следует из выражений (1.1), (1.2), (1.3), (1.4), (1.5), определяется приближенной формулой  $P(\theta) = \cos\theta$ .

### 1.5. Ребристо-стержневая антенна бегущей волны

Антенна показана на рис.1.3, фрагмент направителя в его регулярной части - на рис.1.17. На конечных участках направителя диаметры шайб плавно уменьшаются к концам для согласования направителя с возбуждателем и со свободным пространством. Коэффициент замедления направителя зависит от диаметра шайб -  $2a$ , диаметра металлического стержня -  $2r$ , толщины шайб -  $b$  и периода их расположения (периода замедляющей структуры) -  $S$ .

В антеннах бегущей волны в качестве направителя используются так называемые однородные ребристо-стержневые замедляющие системы, в которых выполняются условия:  $\frac{S}{\lambda} \ll 1$ ,  $h = a - r < 0,25 \lambda$ . При этих условиях коэффициент замедления определяется следующим приближенным выражением [4]:

$$K_3 \approx \sqrt{1 + \left(\frac{S-b}{S}\right) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi h}{\lambda}\right)}. \quad (1.16)$$

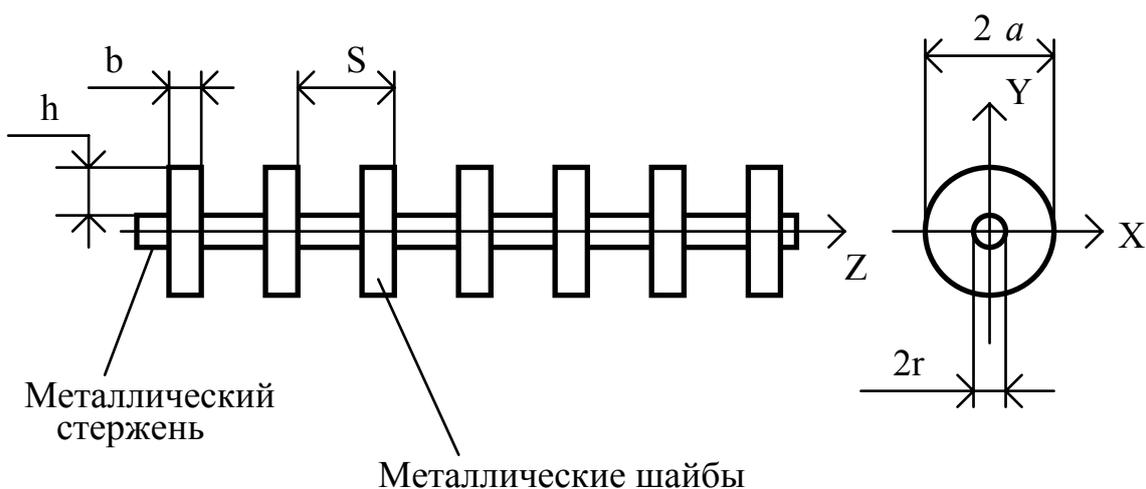


Рис.1.17. Ребристо-стержневая замедляющая система

## 1.6. Плоские линейные антенны бегущей волны

В плоских линейных АБВ, пример которой показан на рис.1.18, диаграмма направленности в плоскостях  $XZ$  и  $YZ$  определяется выражениями (1.1) – (1.3) но диаграмма направленности элементарного излучателя отличается от описываемых формулами (1.4), (1.5). Рассмотрим этот вопрос.

В антенне поляризация рупора делается линейной вертикальной (вектор  $E$  ориентирован вдоль оси  $X$ ). В линейной плоской замедляющей системе - диэлектрической (рис.1.18) или ребристой (рис.1.19) основной волной, которая используется в направителе АБВ, является волна типа  $E$ . В этой волне вектор  $E$  имеет составляющие  $E_x$  и  $E_z$ . Вектор  $H$  имеет составляющую  $H_y$ . Структура силовых линий электрического поля волны показана на рис.1.18. Показан также вектор фазовой скорости замедленной волны, распространяющейся вдоль оси  $Z$ . Поверхность  $S$  диэлектрика называется замедляющей поверхностью. Элементарным излучателем этой поверхности является элементарный участок в виде полосы длиной  $A$  и шириной  $dz$  с электрическим полем, ориентированным перпендикулярно стороне  $A$ . Такой излучатель эквивалентен щели в экране, причем плоскость  $XZ$  является для щели плоскостью  $E$ . Если экран бесконечен, в плоскости  $E$  щель излучает ненаправленно, следовательно, элементарный излучатель рассматриваемой АБВ в плоскости  $E$  имеет диаграмму направленности  $F_1^e(\theta) \approx 1$ , где угол  $\theta$  отсчитывается от оси  $Z$ . При конечной длине направителя  $L$  появляется направленность излучения щели в плоскости  $E$ , в результате главный максимум ДН антенны отклоняется от оси  $Z$  (от замедляющей системы) на некоторый угол  $\Theta_m$ .

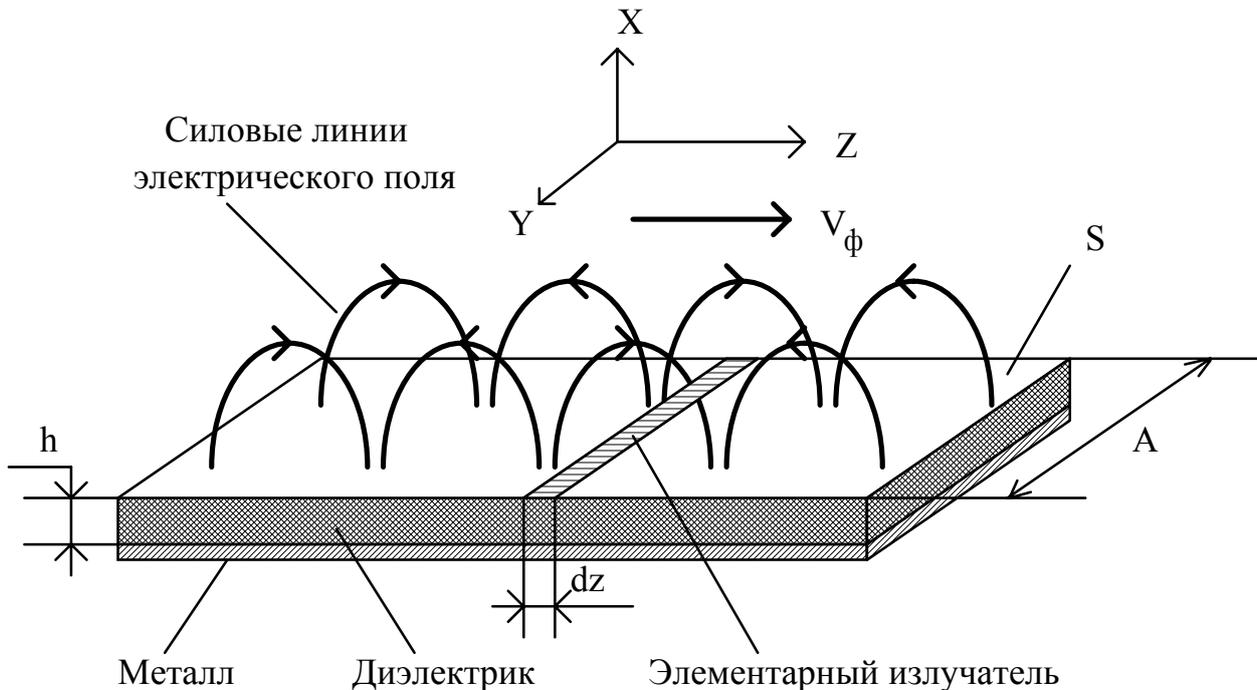


Рис.1.18. Плоская диэлектрическая замедляющая система

В плоскости Н (плоскости YZ) распределение поля вдоль элементарного излучателя (щели) приблизительно такое же, как в плоскости Н рупора, т.е. косинусоидальное. Для такого распределения получена следующая формула для диаграммы направленности, которая и описывает приближенно ДН элементарного излучателя в плоскости Н:

$$F_1^h(\theta) = \left| \frac{\cos \Psi}{1 - \left(\frac{2\Psi}{\pi}\right)^2} \right|,$$

где  $\Psi = \frac{\pi A}{\lambda} \sin \theta$ .

Угол  $\theta$  отсчитывается от оси Z.

Получен следующее уравнение для коэффициента замедления для диэлектрической замедляющей системы [6] - рис.1.18

$$K_3 = 1 + \frac{k^2 h^2}{2} \left[ (\varepsilon - 1)^2 - \frac{\Delta}{h} (\varepsilon - 1) \right], \quad (1.17)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$  - толщина поверхностного слоя в металле,  $\omega$  - частота волны,  $\mu_0$  - магнитная проницаемость металла,  $\sigma$  - удельная проводимость металла.

Для ребристой замедляющей системы [6] - рис.1.19

$$K_3 = \sqrt{1 + \left[ \frac{S-b}{S} \operatorname{tg} \left( \frac{2\pi h}{\lambda} \right) \right]^2}. \quad (1.18)$$

Размеры, входящие в формулы (1.17) и (1.18), показаны на рис.1.18 и 1.19.

В системе, показанной на рис.1.19, должны быть выполнены условия  $S \ll \lambda$ ,  $h < 0,25\lambda$ .

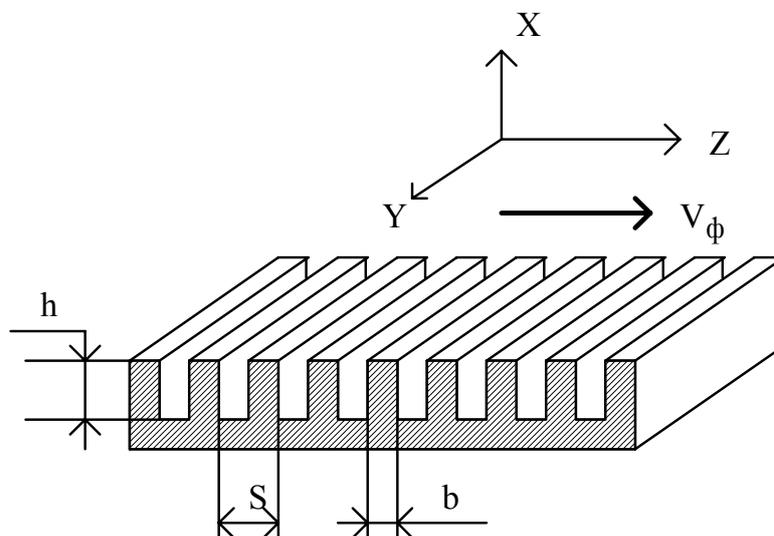


Рис.1.19. Плоская линейная ребристая замедляющая система

## 1.7. Спиральные антенны

Разработано и используется значительное число типов и конструкций спиральных антенн. На рис.1.20 показана цилиндрическая регулярная однозаходная спиральная антенна. Такая антенна в режиме осевого излучения (с осевой диаграммой направленности – см. рис.1.5) имеет коэффициент перекрытия по частоте  $K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \approx 1,8$  и излучает поле с круговой поляризацией в направлении оси.

Направитель спиральной антенны может быть выполнен в виде конической спирали, что увеличивает  $K_f$ , или плоской спирали, что уменьшает продольный размер антенны (хотя и уменьшает  $K_f$ ). Число заходов (ветвей) спирали может быть несколько. Это также увеличивает  $K_f$ . Если заходы намотаны в разные стороны (правые и левые спирали), появляется возможность управления поляризацией излучения путем изменения амплитуд и фаз токов, возбуждающих отдельные заходы. В зависимости от отношения диаметра спирали к длине волны диаграмма направленности может быть осевой или конической – см. рис.1.6.

Рассмотрим более подробно однозаходную регулярную спиральную антенну и менее подробно - другие типы.

**1.7.1. Однозаходная регулярная спиральная антенна.** Геометрические размеры элементов антенны показаны на рис.1.20. На рисунке обозначено:  $2a$  - диаметр спирали (диаметр цилиндра, на который намотана спираль);  $2a_0$  - диаметр провода спирали;  $S$  - шаг (период) спирали (расстояние между одинаково расположенными точками соседних витков);  $D_\varepsilon$  - диаметр экрана;  $L$  - длина спирали (направителя) вдоль оси  $Z$ .

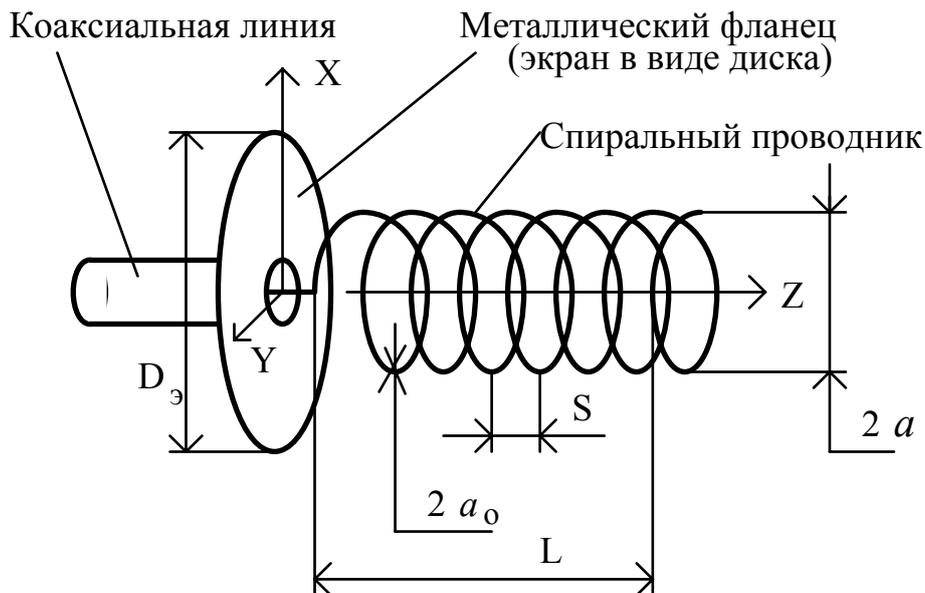


Рис.1.20. Регулярная спиральная антенна

Спиральная антенна характеризуется числом витков спирали  $N$  (может быть не целым), углом намотки  $\alpha$ , длиной направителя  $L$ . Связь угла  $\alpha$  и радиуса  $a$  поясняется рис.1.21, на котором показаны цилиндр радиуса  $a$  и развертка спирали в виде прямоугольного треугольника с углом при вершине  $\alpha$  и длиной катета, равной периметру цилиндра  $2\pi a$ . Показана также спиральная линия, которую опишет гипотенуза, если треугольник намотать на цилиндр: толстой линией - на видимой стороне цилиндра, пунктирной - на невидимой. Из рис.1.21 следует соотношение

$$S = 2\pi a \cdot \operatorname{tg}\alpha. \quad (1.19)$$

Длина спирали вдоль оси  $Z$  равна

$$L = S \cdot N = 2\pi a \cdot N \cdot \operatorname{tg}\alpha. \quad (1.20)$$

Радиус провода спирали  $a_0$  делается равным приблизительно  $(0,1 - 0,01)a$ , диаметр экрана  $D_э \approx (0,5 - 0,7)\lambda_{ср}$ , где  $\lambda_{ср}$  - средняя длина волны рабочего диапазона.

Наиболее точным методом расчета характеристик и параметров спиральной антенны является метод, в котором внутренняя задача теории антенн, т.е. определение распределения амплитуд и фаз тока в проводнике спирали, решается численно путем сведения уравнений Максвелла к интегральному уравнению для тока. При этом проводник спирали считается идеально проводящим и используются соответствующие граничные условия для касательной составляющей вектора  $E$  [8]. По току в проводнике спирали и тоже численно определяются все характеристики и параметры спиральной антенны.

Более простым, менее точным, но достаточно еще сложным является метод, в котором распределение тока в проводе спирали считается таким же, как в бесконечной спиральной линии, т.е. в виде бегущей волны с постоянной амплитудой и коэффициентом фазы  $\beta$ . Задача анализа типов волн в такой линии решалась с различными приближениями рядом авторов [9,10,11]. Рассмотрим основные результаты решения внутренней задачи.

*Типы волн в спиральной линии.* Все волны в спиральной линии имеют продольные и поперечные по отношению к оси составляющие векторов  $E$  и  $H$  и являются аналогами волн  $HE_{mn}$  и  $EH_{mn}$  в круглом волноводе. Отличие заключается в том, что они распространяются с фазовой скоростью, меньшей скорости света в свободном пространстве, и, следовательно, являются поверхностными.

Амплитуды векторов  $E$  и  $H$  при удалении от оси спирали в радиальном направлении (вдоль  $r$  на рис.1.22) в области  $r > a$  уменьшаются приблизительно по экспоненциальному закону. Чем меньше фазовая скорость, тем быстрее спадает амплитуда поля с ростом  $r$ . В регулярной (бесконечной вдоль оси  $Z$ )

замедляющей системе существует поток мощности только вдоль оси  $Z$ . Это общая закономерность для замедленных волн в любых замедляющих системах.

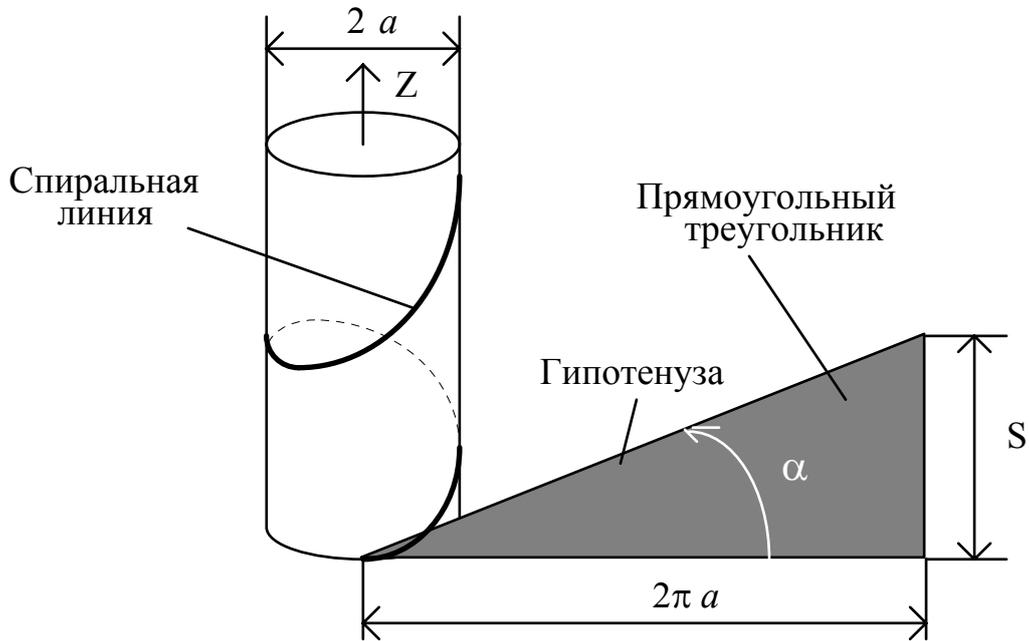


Рис.1.21. Образование спиральной линии

Так как по координате  $r$  при  $r > a$  укладывается только одна вариация поля, индекс  $n=1$ . В связи с этим поля в спиральной линии обозначаются символом  $T_m$  (второй индекс  $n$  не пишется) и являются полями типа ЕН. Индекс  $m$  имеет такой же физический смысл, что и в круглом волноводе - число полных периодов изменения поля по координате  $\varphi$ .

В регулярной спиральной линии распределение тока в витке спирали по координате  $\varphi$  является периодической функцией  $\varphi$  с периодом, равным  $2\pi$ , что следует из того, что точки наблюдения  $P(r, \varphi, z)$  и  $P(r, \varphi + 2\pi, z)$  в пространстве совпадают. Поэтому ток в проводнике спирали  $I(\varphi, z)$  можно разложить в комплексный ряд Фурье:

$$I(\varphi, z) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m(z) \cdot e^{im\varphi}. \quad (1.21)$$

Каждый член этого ряда называется пространственной  $\varphi$ -гармоникой,  $I_m(z)$  - амплитуды гармоник. Аналогично можно представить и поле спиральной линии:

$$E(\varphi, z) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} E_m(z) \cdot e^{im\varphi}. \quad (1.22)$$

В зависимости от величины  $ka = \frac{2\pi a}{\lambda}$  в рядах (1.21) и (1.22) преобладающей (резонирующей) будет одна из гармоник. Поле волны  $T_m$  в общем случае может быть записано в форме (1.22), при этом в поле резонирует гармоника с номером  $m$ .

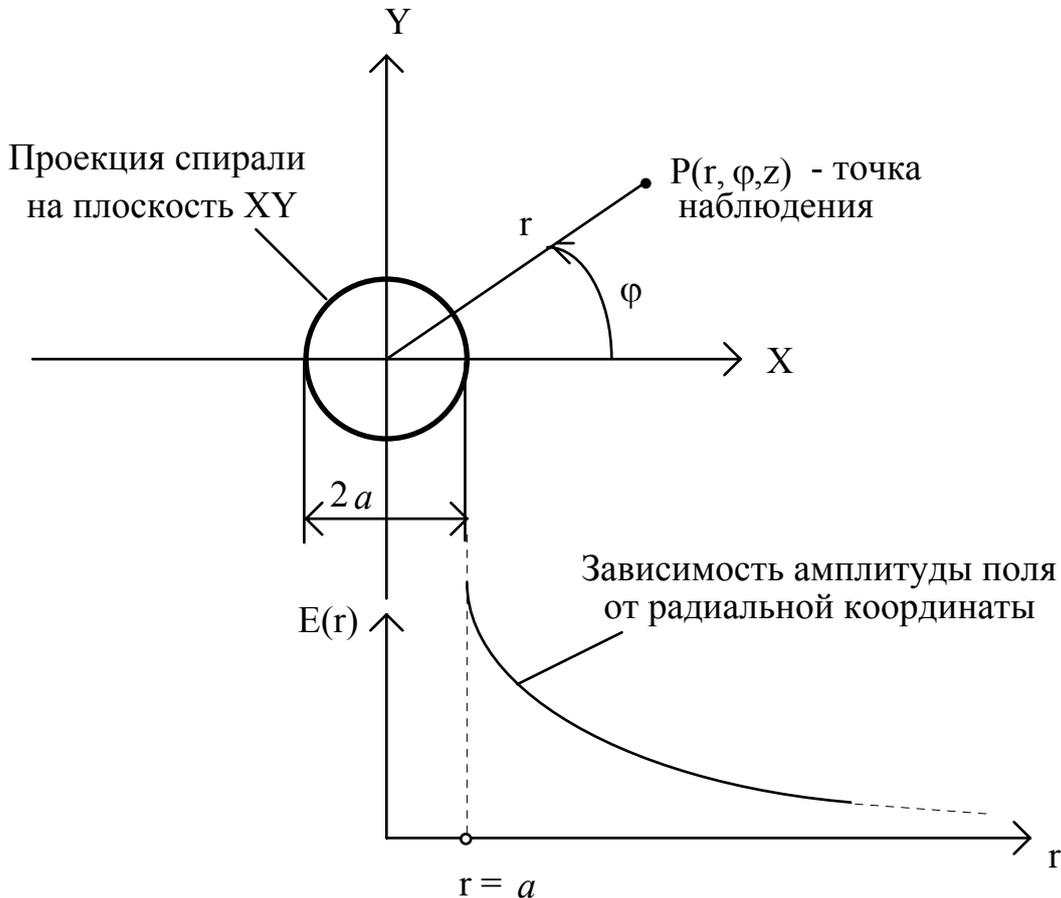


Рис.1.22. Распределение амплитуд поля в спиральной линии в радиальном направлении

*Диаграммы направленности и поляризация поля излучения спиральной антенны на волнах  $T_m$ . Рассмотрим частные случаи. Пусть в поле волны  $T_m$  резонирует гармоника с  $m=1$ . Пренебрегая всеми остальными гармониками, ток  $I(\varphi, z)$  в соответствии с (1.21) можно записать в виде:*

$$I(\varphi, z) = I_1(z) \cdot e^{i\varphi} = I_1(z) \cdot \cos \varphi + iI_1(z) \cdot \sin \varphi. \quad (1.23)$$

Поскольку в спирали существует бегущая волна тока (от конца спирали отражение слабое и им можно пренебречь при приближенном рассмотрении процессов и расчете), ток  $I_1(z)$  определяется выражением:

$$I_1(z) = I_1 \cdot e^{-i\beta z}, \quad (1.24)$$

описывающим волну, распространяющуюся вдоль оси  $Z$ . В (1.24)  $I_1$  - амплитуда тока,  $\beta$  - коэффициент фазы.

Из выражения (1.23) следует, что ток  $I(\varphi, z)$  представляет собой сумму двух токов  $I'(\varphi, z) = I_1(z) \cdot \cos \varphi$  и  $I''(\varphi, z) = iI_1(z) \cdot \sin \varphi$ . В каждом из них одинаковая зависимость от координаты  $z$ , одинаковые амплитуды  $I_1(z)$ , но разные зависимости от координаты  $\varphi$ . Причем токи сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . На рис.1.23 а в виде эпюры показано распределение токов  $I'(\varphi, z)$  на витке спирали в зависимости от  $\varphi$ . На рис.1.23 б показано распределение тока  $I''(\varphi, z)$  в зависимости от  $\varphi$ . На рис.1.23 а показаны также:

- элементарные излучатели витка 1 и 2;
- векторы  $E_1$  и  $E_2$  поля, созданного этими элементами на оси спирали (оси  $Z$ );
- вектор  $E'$ , равный сумме векторов  $E_1$  и  $E_2$ .

Как видно, вектор  $E'$  ориентирован вдоль оси  $Y$ , т.е. поляризован линейно вертикально. Аналогично для любых двух элементарных излучателей, расположенных симметрично относительно оси  $Y$ , вектор  $E$  их суммарного поля ориентирован вдоль оси  $Y$ . Поэтому вектор  $E$  всех элементов витка будет ориентирован вдоль оси  $Y$  и можно считать, что вектор  $E'$  - это вектор электрического поля одного витка спирали на ее оси для тока  $I'(\varphi, z)$ . Причем виток излучает одинаково и вдоль оси  $+Z$  и в обратном направлении - вдоль оси  $-Z$ , и максимум диаграммы направленности одного витка ориентирован по оси  $Z$ . Плоскостью  $E$  является плоскость  $YZ$ , плоскостью  $H$  - плоскость  $XZ$ . Диаграммы направленности одного витка в плоскостях  $E$  и  $H$  для тока  $I'(\varphi, z)$  показаны на рис.1.24. На рисунке виток спирали показан в виде кольца.

На рис.1.23 б показаны распределение тока  $I''(\varphi) = I''(\varphi, z)|_{z=\text{const}}$  и вектор  $E''$  поля на оси спирали, созданного витком спирали с этим током. Вектор  $E''$  ориентирован вдоль оси  $X$ . Плоскости  $E$  и  $H$  поля витка с током  $I''(\varphi)$  меняются местами по сравнению с полем тока  $I'(\varphi)$ . Так как токи  $I''(\varphi)$  и  $I'(\varphi)$  имеют одинаковые амплитуды и сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , векторы  $E'$  и  $E''$  также одинаковы по амплитуде, сдвинуты по фазе на  $90^\circ$  и взаимно перпендикулярны в пространстве. Вследствие этого результирующий вектор  $E = E' + E''$  поля одного витка спирали имеет круговую поляризацию вдоль оси спирали.

Как показано на рис.1.24, главный лепесток ДН витка спирали в плоскости  $E$  уже, чем в плоскости  $H$ . Это связано с тем, что элементарный излучатель витка - диполь Герца в плоскости  $H$  излучает ненаправленно, а в плоскости  $E$  вдоль оси не излучает.

В суммарном поле витка спирали, имеющем круговую поляризацию, плоскости  $E$  и  $H$  вращаются вокруг оси  $Z$  с частотой поля. Поэтому рассматриваются диаграммы направленности по составляющим  $E_\theta$  и  $E_\varphi$ . Эти диаграммы направленности определяются следующими выражениями [11]:

$$F_1^\theta(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta) \cdot \cos \theta, \quad (1.25)$$

$$F_1^\varphi(\theta) = J_0(ka \cdot \sin \theta), \quad (1.26)$$

где  $J_0$  - функция Бесселя нулевого порядка;  $k$  - волновое число свободного пространства;  $a$  - радиус спирали.

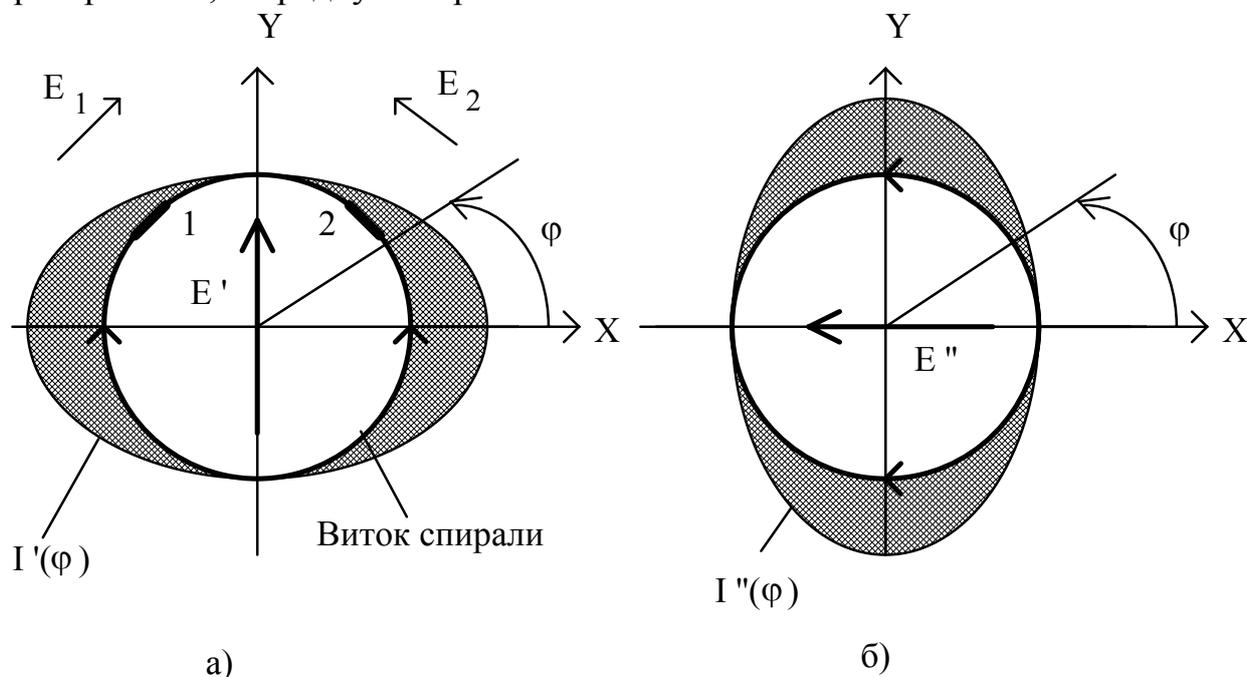


Рис.1.23. Распределение тока в витке спирали

Вдоль системы витков распространяется бегущая волна тока, поэтому устанавливается линейное фазовое распределение. Поля всех витков в направлении оси  $Z$  (в направлении вектора фазовой скорости волны тока) складываются с одинаковыми фазами, в противоположном направлении - компенсируют друг друга. В результате спиральная антенна на волне  $T_1$  формирует поле с осевой диаграммой направленности (см. рис.1.5, 1.12).

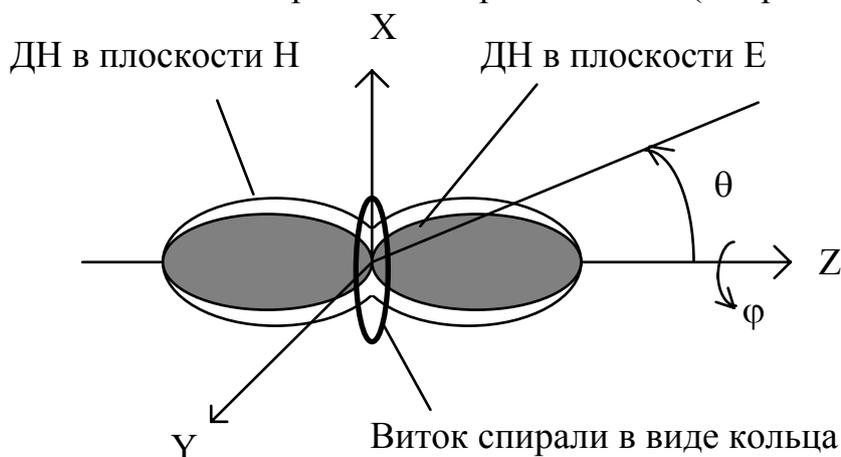


Рис.1.24. Диаграммы направленности одного витка спирали в плоскостях Е и Н

Аналогично, рассматривая распределение тока в витке спирали на волне  $T_2$ , можно показать, что виток спирали имеет коническую ДН (см. рис.1.6). Рис.1.25 иллюстрирует это. Как видно, в элементах витка, расположенных диаметрально противоположно, токи противофазны, поэтому их суммарное поле на оси спирали равно нулю. Под некоторым углом к оси поля этих элементов уже сдвинуты по фазе за счет разности хода, и их суммарное поле не равно нулю. То же самое наблюдается на всех волнах  $T_m$ . Причем с ростом номера  $m$  растет число боковых лепестков ДН, а направление главного максимума приближается к оси спирали - угол  $\Theta_m$  уменьшается.

В режиме  $T_0$ , когда резонирует нулевая пространственная гармоника ( $m=0$ ), ток на протяжении всего витка спирали имеет одинаковую фазу (одинаковое направление). Поэтому такой виток эквивалентен магнитному диполю, не излучающему вдоль оси витка. Диаграмма направленности антенны в режиме  $T_0$  показана на рис.1.26 и имеет форму тороида (на рис.1.26 показана половина пространственной ДН - дальняя от читателя).

Гармоника с номером  $m$  резонирует в поле спирали, если на периметре цилиндра спирали укладывается  $m$  длин волн  $\lambda$ , т.е.  $2\pi a = m\lambda$  или

$$ka = \frac{2\pi a}{\lambda} = m. \quad (1.27)$$

Подробный анализ типов волн в спиральной линии показывает, что условие (1.27) определяет среднюю длину волны рабочего диапазона, в котором существует волна  $T_m$ .

Диаграмму направленности и КНД спиральной антенны можно приближенно рассчитать по формулам, полученным аналитически для линейной антенной решетки с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждения; более точно - численно, предварительно решив внутреннюю задачу. Можно также расчет антенны и ее параметров произвести по эмпирическим формулам, полученным в результате обработки большого числа экспериментальных результатов.

Аналитический метод заключается в следующем. Регулярную спиральную антенну с числом витков  $N$  можно считать линейной антенной решеткой. Диаграмма направленности такой решетки по составляющим  $E_\theta$  и  $E_\varphi$  определяется выражением [3]:

$$F_{\theta,\varphi}(\theta) = F_1^{\theta,\varphi}(\theta) \cdot F_c(\theta). \quad (1.28)$$

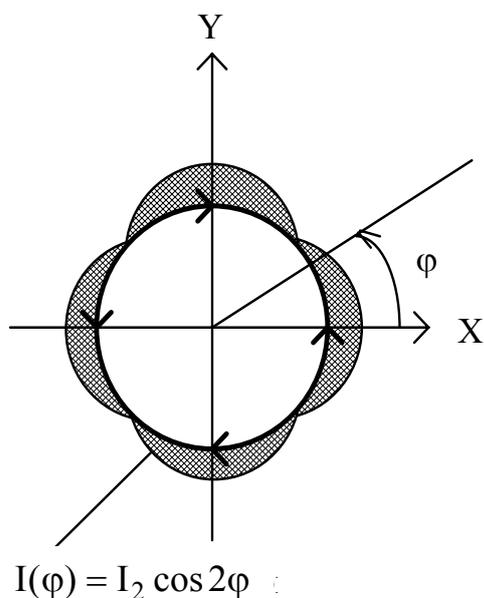


Рис.1.25. Распределение тока для волны  $T_2$

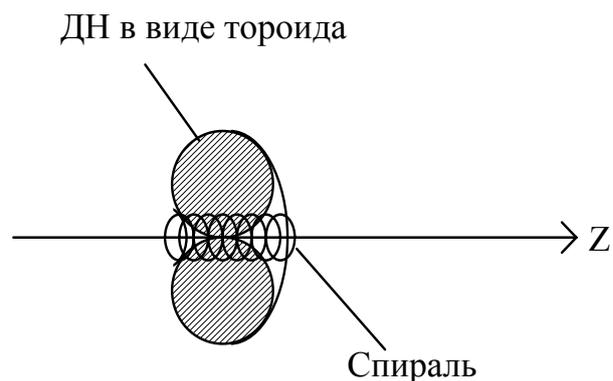


Рис.1.26. ДН на волне  $T_0$

Диаграммы направленности одного излучателя - витка спирали описываются формулами (1.25), (1.26). Множитель системы  $F_c(\theta)$  для решетки с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением определяется выражениями [3]:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin(N \cdot \Psi)}{N \cdot \sin \Psi} \right|, \quad (1.29)$$

$$\Psi = \frac{\pi S}{\lambda} (\cos \theta - K_3), \quad (1.30)$$

где  $S$  - расстояние между соседними излучателями (шаг спирали).

Коэффициент замедления  $K_3 = \frac{c}{V_\phi} = \frac{\beta}{k}$ , где  $\beta$  - коэффициент фазы замедленной волны, распространяющейся вдоль оси спирали.

Аналитическое решение задачи по определению типов волн в регулярной (бесконечной) спирали показывает, что коэффициент замедления превышает единицу на 0,01-0,001 и его можно считать равным 1. В этом случае можно применить выражения для ширины главного лепестка ДН и КНД, полученные для линейной антенны в режиме осевого излучения [3]:

$$2\Theta_{0,5} \approx 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad \text{КНД} \approx 4 \frac{L}{\lambda}, \quad (1.31)$$

где  $L=N \cdot S$  - осевая длина спирали (длина направителя).

Выражения (1.31) дают завышенное значение ширины главного лепестка ДН и заниженное значение КНД. Это связано с тем, что в спирали конечной длины коэффициент замедления больше. Приближенно его определяют из условия синфазного сложения полей всех витков в направлении оси спирали

(хотя это и недостаточно обоснованно), что приводит к следующему выражению [6]:

$$K_3 = \sin \alpha + \frac{\cos \alpha}{ka} \left(1 + \frac{1}{2N}\right). \quad (1.32)$$

Это значение коэффициента замедления при  $\frac{L}{\lambda} > 1,5$  близко к оптимальному в линейной антенне в режиме осевого излучения и равному [3]:

$$K_3 = 1 + \frac{\lambda}{2L}. \quad (1.33)$$

При оптимальном коэффициенте замедления ширина главного лепестка ДН и КНД определяются выражениями [3]

$$2\Theta_{0,5} \approx 61^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad \text{КНД} \approx 8 \frac{L}{\lambda}, \quad (1.34)$$

которые дают более точные значения.

Выражения (1.29), (1.30) справедливы при целом числе витков спирали  $N$ . Если  $N$  не целое, спиральную антенну для расчета ДН считают линейной антенной с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением длиной  $L$ . В этом случае множитель системы определяется выражением [3]:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (1.35)$$

где

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (\cos \theta - K_3). \quad (1.36)$$

Формулы (1.29), (1.30) и (1.35), (1.36) дают близкие результаты, если  $N > 5$ .

Аналитический метод расчета диаграммы направленности и КНД спиральной антенны является приближенным в силу использованных выше допущений (пренебрежение волнами, излучаемыми возбуждателем и концом направителя) и неточного значения коэффициента замедления. Кроме того, в таком расчете не учитывается металлический экран диаметром  $D_3 \approx (0,6 - 0,7)\lambda$ , который всегда применяется для уменьшения заднего излучения и повышения эффективности возбуждения замедленной волны в спирали. Поэтому часто для расчета ширины главного лепестка ДН и КНД используют следующие эмпирические формулы [2, 12], в которых  $k$  - волновое число свободного пространства:

$$2\Theta_{0,5} \approx 52^\circ \frac{\cos \alpha}{ka} \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad (1.37)$$

$$\text{КНД} \approx 7,5 \left( \frac{ka}{\cos \alpha} \right)^2 \frac{L}{\lambda}. \quad (1.38)$$

Входное сопротивление в широкой полосе частот имеет малую реактивную часть, активное сопротивление, приближенно определяемое выражением

$$R_{\text{вх}} \approx 140 \frac{ka}{\cos \alpha}.$$

*Диапазонные свойства спиральной антенны.* Основным режимом регулярной спиральной антенны является режим осевого излучения, наблюдаемый на волне  $T_1$ . Поэтому рассмотрим диапазонные свойства в этом режиме [11].

Волна  $T_1$  в однозаходной спиральной линии существует в диапазоне длин волн  $\lambda_{\text{max}}$  -  $\lambda_{\text{min}}$ , которые связаны с волновым числом свободного пространства  $k$  и радиусом спирали  $a$  соотношениями:  $(ka)_{\text{min}} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\text{max}}}$  и

$(ka)_{\text{max}} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\text{min}}}$ . Получены следующие выражения для значений  $(ka)_{\text{min}}$  и  $(ka)_{\text{max}}$ :

$$(ka)_{\text{min}} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\text{max}}} = (ka)_{\text{max}}^0, \quad (1.39)$$

$$(ka)_{\text{max}} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\text{min}}} \leq (ka)_{\text{min}}^2 \text{ и } (ka)', \quad (1.40)$$

где  $(ka)_{\text{max}}^0$  - ограничивает значение  $ka$  со стороны меньших значений и является верхней границей области существования волны  $T_0$ ;

$ka'$  - ограничивает область существования волны  $T_1$ , в которой резонирует пространственная гармоник с  $m=1$  (обеспечивается режим осевого излучения);

$(ka)_{\text{min}}^2$  - ограничивает со стороны меньших значений область существования волны  $T_2$ .

Указанные значения  $ka$  определяются выражениями:

$$(ka)_{\text{max}}^0 = \frac{\cos \alpha}{1 + \sin \alpha}, \quad (1.41)$$

$$ka' = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}, \quad (1.42)$$

$$(ka)_{\min}^2 = \frac{2 \cos \alpha}{1 + \sin \alpha}, \quad (1.43)$$

На рис.1.27 показаны зависимости приведенных значений  $ka$  от угла намотки спирали  $\alpha$ . Область значений  $ka$  и  $\alpha$ , в которой выполняются условия (1.40), (1.41), заштрихована. В этой области существует волна  $T_1$ , и в ней резонирует пространственная гармоника с номером  $m=1$ , т.е. в спиральной антенне существует режим осевого излучения. Как видно, эта область имеет максимальную ширину по шкале  $ka = \frac{2\pi a}{\lambda}$  (следовательно, по шкале длин волн  $\lambda$ ) при некотором оптимальном угле намотки спирали  $\alpha_{\text{опт}}$ . Максимальная ширина этой области ограничена значениями  $ka_{\min}$  и  $ka_{\max}$ , а по шкале длин волн - значениями  $\lambda_{\max} = \frac{2\pi a}{ka_{\min}}$  и  $\lambda_{\min} = \frac{2\pi a}{ka_{\max}}$ . Из условия равенства значений  $ka' = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}$  и  $(ka)_{\min}^2 = \frac{2 \cos \alpha}{1 + \sin \alpha}$  при  $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$  нетрудно получить  $\alpha_{\text{опт}} = 19,5^\circ$ . Значения, ограничивающие область режима осевого излучения получаются равными:

$$ka_{\min} = \frac{\cos \alpha_{\text{опт}}}{1 + \sin \alpha_{\text{опт}}} \approx 0,7, \quad (1.44)$$

$$ka_{\max} = \frac{\cos \alpha_{\text{опт}}}{1 - \sin \alpha_{\text{опт}}} \approx 1,4. \quad (1.45)$$

При этом  $\lambda_{\min} = \frac{2\pi a}{ka_{\max}} \approx 4,5a$ ,  $\lambda_{\max} = \frac{2\pi a}{ka_{\min}} \approx 9a$ , коэффициент перекрытия по частоте получается равным 2. Среднее в диапазоне значение длины волны  $\lambda_{\text{ср}} = \sqrt{\lambda_{\min} \cdot \lambda_{\max}}$  получается равным периметру цилиндра спирали  $2\pi a$ ;

$$ka_{\min} = 0,75; \quad ka_{\max} = 1,33; \quad \lambda_{\min} = \frac{2\pi a}{ka_{\max}} \approx 4,7a, \quad \lambda_{\max} = \frac{2\pi a}{ka_{\min}} \approx 8,4a,$$

$$K_f = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \approx 1,75.$$

Коэффициент перекрытия по частоте можно увеличить, применив многозаходную спираль, хотя при этом усложняется устройство, возбуждающее заходы спирали.

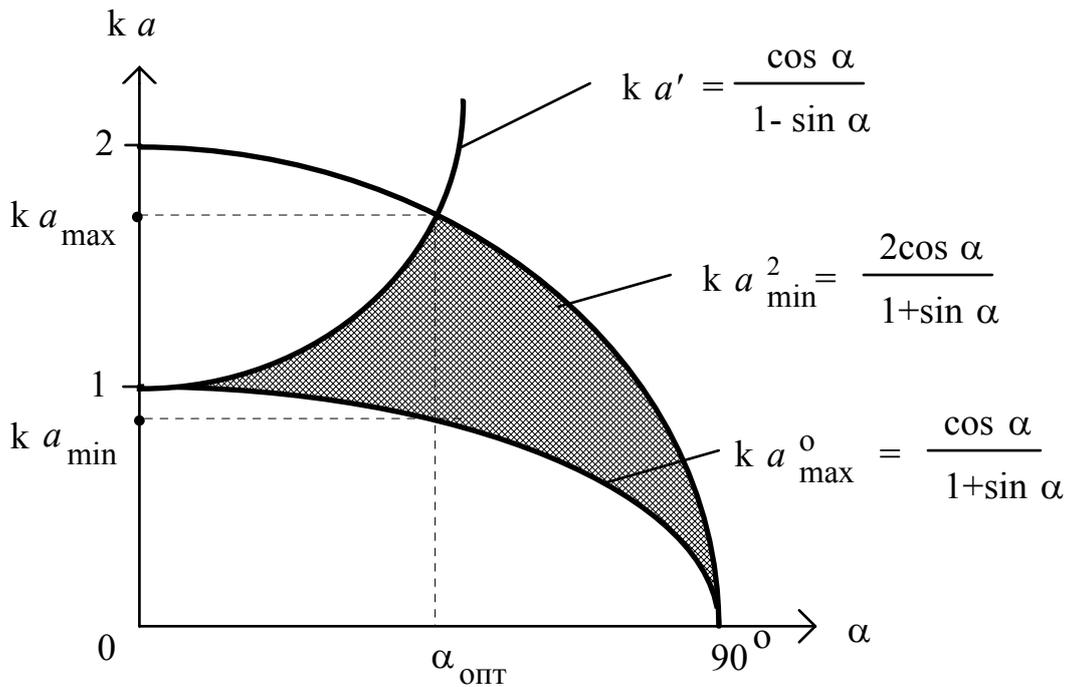


Рис.1.27. Область режима осевого излучения спиральной антенны

**1.7.2. Другие типы спиральных антенн.** С целью уменьшения продольных размеров антенны в качестве направителя используют плоские спирали. Такая антенна схематически показана на рис.1.28.

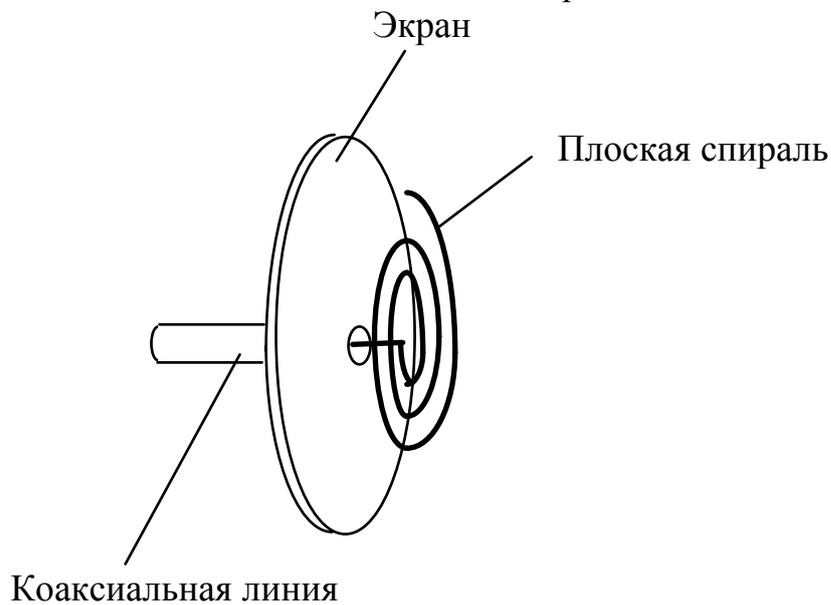


Рис.1.28. Плоская спиральная антенна

Плоская спиральная антенна менее диапазонна, чем цилиндрическая, так как сама спираль одинаково излучает в сторону экрана и в противоположном направлении. Для синфазного сложения этих полей в направлении от экрана расстояние между спиралью и экраном должно быть близким к четверти длины волны.

Более диапазонными по сравнению с цилиндрической регулярной спиральной антенной являются цилиндрическая спиральная антенна с переменным шагом и коническая спиральная антенна (см. рис.1.29).

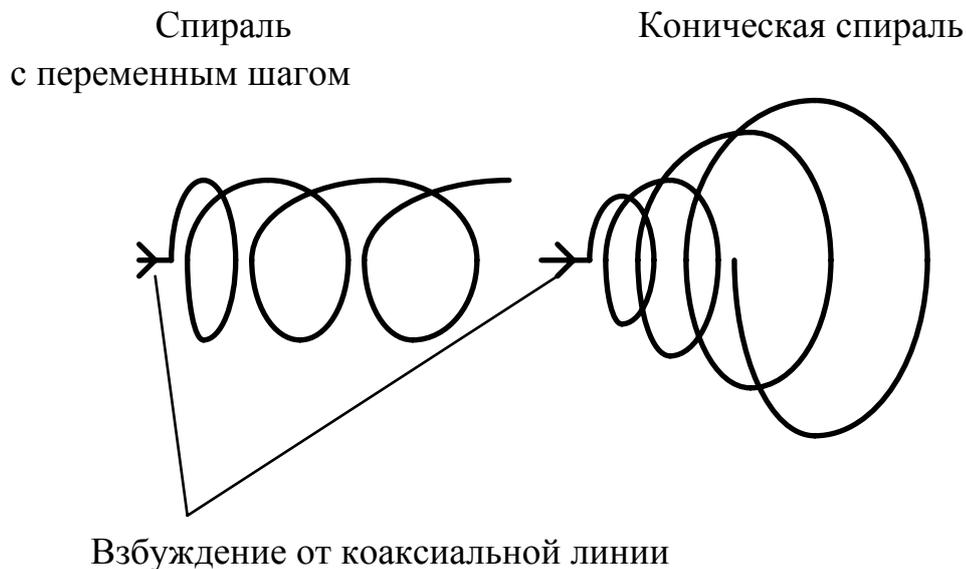


Рис.1.29. Направители спиральной антенны с переменным шагом и конической спиральной антенны

На рисунке показан только направитель, не показаны экран и возбуждающая коаксиальная линия.

## 1.8. Логарифмически периодические антенны бегущей волны

**1.8.1. Принцип построения и работы.** Логарифмически периодические антенны бегущей волны (ЛПА) относятся к так называемому классу частотно-независимых антенн и могут работать в диапазоне частот с коэффициентом перекрытия 10 и более. Эти антенны строятся с использованием принципа подобия, который заключается в следующем.

Ранее было показано, что основные характеристики и параметры антенны зависят от формы излучающих элементов и их волновых размеров. С увеличением размеров антенны и длины волны в  $m$  раз ее характеристики не меняются. Это позволяет создать антенну из последовательно расположенных вдоль некоторой линии подобных элементов и возбудить их бегущей вдоль этой линии волной. Если при этом обеспечить интенсивное излучение только элементов с заданными волновыми размерами, антенна будет работать в таком диапазоне длин волн, в котором на антенне при изменении длины волны найдется элемент с заданными волновыми размерами. В такой антенне создается так называемая активная зона из элементов, волновые размеры которых близки к заданным, и эта активная зона с изменением частоты перемещается вдоль линии расположения подобных элементов.

На рис.1.30 показан пример такой антенны в виде конической спирали, возбуждаемой со стороны витка меньшего диаметра.

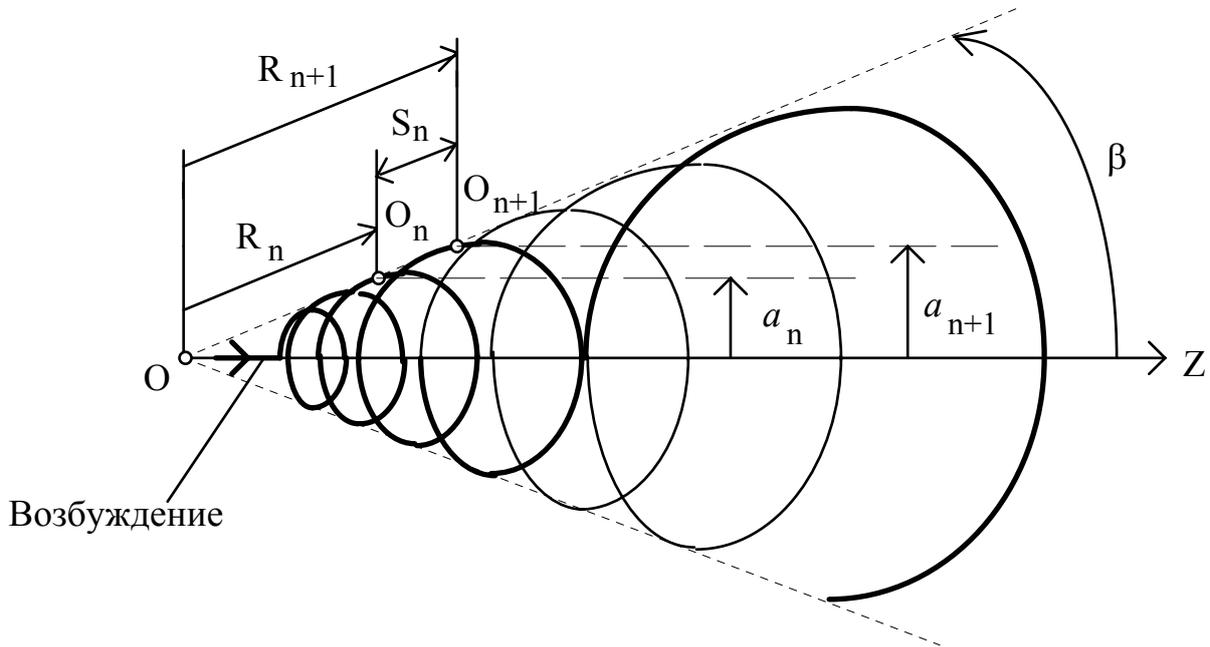


Рис.1.30. Спираль с логарифмической периодичностью

На рис.1.30 активная зона, включающая два витка, показана тонкими линиями. Показаны также величины: точки  $O$  - вершина спирали,  $O_n, O_{n+1}$  - одинаково расположенные точки на витках с номерами  $n$  и  $n+1$  (виток с меньшим диаметром имеет  $n=1$ );  $R_n, R_{n+1}$  - расстояния от точки  $O$  до точек  $O_n, O_{n+1}$ ;  $S_n = R_{n+1} - R_n$  - шаг спирали (расстояние между точками  $O_n$  и  $O_{n+1}$ );  $\beta$  - половина угла при вершине конуса, на который навита спираль;  $a_n, a_{n+1}$  - радиусы спирали (конуса) в точках  $O_n$  и  $O_{n+1}$ . Угол намотки спирали  $\alpha$  на всем протяжении спирали остается постоянным. Поэтому шаг спирали  $S$  ( $S_1, S_2, S_3, \dots$ ) и ее диаметр  $D=2a$  ( $D_1=2a_1, D_2=2a_2, D_3=2a_3, \dots$ ) с удалением от точки возбуждения возрастают. Для сохранения характеристик и параметров антенны при изменении частоты необходимо, чтобы отношение шагов, диаметров и других геометрических параметров двух соседних витков на протяжении всей антенны оставалось постоянным. Это условие можно записать в виде следующих соотношений:

$$\frac{S_n}{S_{n+1}} = \frac{a_n}{a_{n+1}} = \frac{R_n}{R_{n+1}} = \tau, \quad (1.46)$$

где  $\tau < 1$  - постоянная величина.

Чем меньше угол  $\beta$ , тем величина  $\tau$  ближе к единице, тем больше витков будет в активной зоне.

Резонанс первой пространственной гармоники, обеспечивающей режим осевого излучения, сохраняется в спирали при выполнении условий (1.40), (1.41) или для угла  $\alpha < \alpha_{\text{опт}}$ , как это следует из рис.1.27, при выполнении условий

$$(ka)_{\min} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\max}} = (ka)_{\max}^{\circ} = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}, \quad (1.47)$$

$$(ka)_{\max} = \frac{2\pi a}{\lambda_{\min}} \leq ka' = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}. \quad (1.48)$$

Для конической спирали при работе на длине волны  $\lambda$  эти условия можно записать в виде:

$$(ka)_{\min} = \frac{2\pi a_{n1}}{\lambda} = ka_{\max}^{\circ} = \frac{\cos \alpha}{1 + \sin \alpha}, \quad (1.49)$$

$$(ka)_{\max} = \frac{2\pi a_{n2}}{\lambda} \leq ka' = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}, \quad (1.50)$$

где  $a_{n1}$ ,  $a_{n2}$  - радиусы спирали на витках с номерами  $n1$  и  $n2$ . Значения этих радиусов в активной зоне при заданном угле  $\alpha$  определяются соотношениями (1.49), (1.50).

Вернемся к условию (1.46). Для регулярной спирали (цилиндрической спирали с постоянным углом намотки  $\alpha$  и шагом  $S$ ) выполняется условие

$$R_{n+1} = R_n + S, \quad (1.51)$$

которое описывает периодичность спирали по оси  $Z$ , что иллюстрируется рис.1.31. Такая периодичность называется арифметической. В конической спирали в соответствии с (1.46) выполняется условие

$$\frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{1}{\tau}, \quad (1.52)$$

из которого следует, что

$$\ln(R_{n+1}) = \ln(R_n) - \ln \tau. \quad (1.53)$$

Как видно, периодической закономерности подчиняется не величина  $R_{n+1}$ , а логарифм ее. Поэтому система, для которой выполняется условие (1.46), называется системой с логарифмической периодичностью.

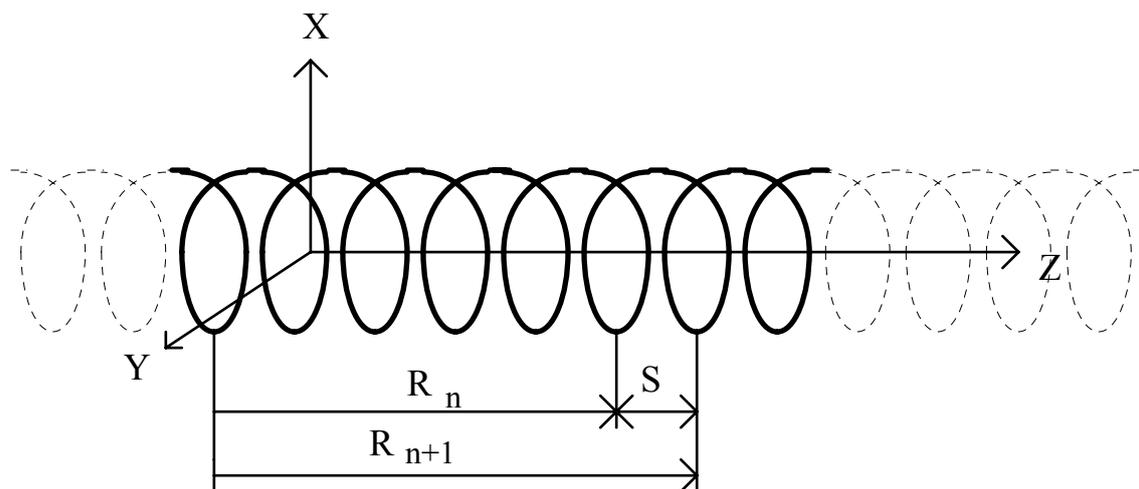


Рис.1.31. Регулярная спираль

Отношение размера любого элемента на  $n$ -м витке (шага, радиуса) к некоторой длине волны  $\lambda_n$  будет таким же, как отношение размера подобного элемента на  $(n+1)$ -м витке к длине волны  $\lambda_{n+1}$ . Например,

$$\frac{\lambda_{n+1}}{\lambda_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{a_{n+1}}{a_n} = \dots = \tau, \quad (1.54)$$

или

$$\ln(\lambda_{n+1}) = \ln(\lambda_n) - \ln \tau. \quad (1.55)$$

Из (1.55) следует, что все характеристики антенны с изменением частоты меняются по периодическому закону с периодом, равным  $\ln \tau$ , т.е. будут одинаковыми на длинах волн  $\lambda_n$  и  $\lambda_{n+1}$ , удовлетворяющих условию (1.55). В промежутке между  $\lambda_n$  и  $\lambda_{n+1}$  электрические характеристики будут иными, чем на этих длинах волн. Например, в системе рис.1.30 при изменении длины волны  $\lambda$  в интервале  $\lambda_n < \lambda < \lambda_{n+1}$  будет вращаться объемная диаграмма направленности вокруг оси  $Z$ , не меняя своей формы, что равносильно повороту системы координат  $X, Y$  вокруг оси  $Z$ . При бесконечном протяжении спирали рис.1.30 вдоль оси  $Z$  она будет частотно-независимой по сохранению формы диаграммы направленности. Строго говоря, система, показанная на рис.1.30, не будет обладать частотной независимостью. Для обеспечения такого свойства диаметр проводника спирали должен увеличиваться с удалением от точки возбуждения. Поэтому спираль рис.1.30, к тому же конечная по оси  $Z$ , как это имеет место в реальных конструкциях антенн, называется квазичастотно-независимой.

Коническая спираль, в которой выполняются условия (1.46) для всех размеров, определяется только двумя постоянными для данной конструкции углами -  $\alpha$  и  $\beta$ . Поэтому такая спираль называется еще эквиугольной.

Логарифмически периодические антенны бегущей волны (квазичастотно-независимые) строятся с применением различных излучающих элементов -

витков спирали, симметричных и несимметричных вибраторов, рамочных антенн. Рассмотрим логарифмически периодическую вибраторную антенну.

**1.8.2. Логарифмически периодическая вибраторная антенна (ЛПВА).** Антенна схематически показана на рис.1.32 и состоит из двухпроводной линии и системы симметричных вибраторов (показано 5 вибраторов).

На рис.1.32 двухпроводная линия перекрещивается между каждой парой вибраторов. На рисунке показаны также: длины вибраторов  $n$ -го и  $n+1$ -го -  $L_n$  и  $L_{n+1}$ , их расстояния от вершины антенны (точки  $O$  - точки схождения прямых, ограничивающих длины вибраторов) -  $R_n$  и  $R_{n+1}$ , расстояние между первым (меньшим) и вторым вибраторами -  $S_1$ . Антенна возбуждается в точках  $A$  и  $B$  от двухпроводной линии. От первого вибратора к последующим по двухпроводной линии распространяется волна тока, возбуждая вибраторы. Принцип работы антенны заключается в следующем.

Первый вибратор делается полуволновым на минимальной длине волны заданного рабочего диапазона  $\lambda_{\min}$  -  $\lambda_{\max}$ , а самый большой делается полуволновым на максимальной длине волны этого диапазона. Расстояние  $S_1$  должно быть равным  $0,25 \lambda_{\min}$ . На этом расстоянии фаза волны тока, распространяющейся в двухпроводной, линии уменьшается на  $90^\circ$ . В результате перекрещивания линии между первым и вторым вибраторами второй вибратор возбуждается с опозданием по фазе на  $90^\circ+180^\circ$  или с опережением по фазе на  $90^\circ$ . Ранее было показано (см. [13] "Вибраторные антенны"), что поля такой пары вибраторов в направлении оси  $Z$  складываются синфазно, а в противоположном направлении вычитаются. Причем, если первый вибратор полуволновой резонансный, то второй вибратор большей длины имеет индуктивное входное сопротивление и играет роль рефлектора.

При увеличении длины волны резонансным вибратором будет второй, третий вибратор будет рефлектором. Первый вибратор, длина которого меньше резонансного, будет играть роль директора. Эти вибраторы представляют собой активную зону антенны, с которой идет интенсивное излучение. За третьим вибратором (рефлектором) амплитуда тока в двухпроводной линии мала, и все последующие вибраторы не оказывают существенного влияния на поле антенны.

При дальнейшем увеличении длины волны активная зона перемещается в сторону вибраторов с большей длиной. В активную зону может входить несколько вибраторов с длиной, меньшей резонансной. Их число это зависит от угла  $\beta$  (см. рис.1.32). Чем меньше  $\beta$ , тем больше вибраторов входит в активную зону. Участок антенны между активной зоной и вибраторами, длина которых существенно меньше резонансной, практически не излучает и играет роль канализирующей линии.

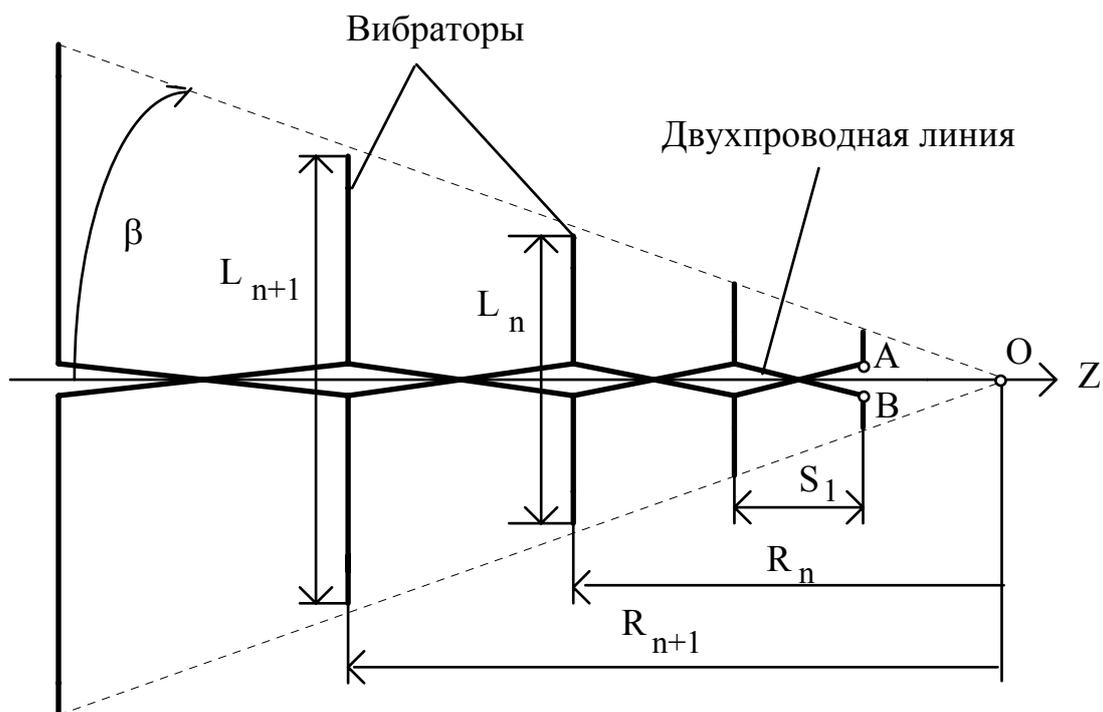


Рис.1.32. Логарифмически периодическая вибраторная антенна

Рассмотренный принцип является очень упрощенным и не учитывает взаимодействия вибраторов между собой через поле, некоторое замедление фазовой скорости волны тока в двухпроводной линии за счет влияния подключенных к ней вибраторов, дополнительные сдвиги по фазе между соседними вибраторами, обусловленные реактивным входным сопротивлением нерезонансных вибраторов.

Существует ряд других конструкций логопериодических антенн с линейной и круговой поляризацией [2,6,7,15].

Расчет логопериодических антенн обычно производится приближенно с использованием результатов многочисленных экспериментальных исследований [15]. Более точно такие антенны можно рассчитать, решая внутреннюю и внешнюю задачи численно.

## 2. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

### 2.1. Общие сведения

Антенная решетка представляет собой систему слабонаправленных излучателей, расположенных друг от друга на некотором расстоянии, обычно меньшем длины волны. В качестве излучателей используются вибраторные, щелевые, волноводные, рупорные антенны, антенны бегущей волны, полосковые и микрополосковые излучатели, в отдельных случаях - зеркальные антенны. Как правило, излучатели делаются одинаковыми.

Все излучатели в режиме передачи возбуждаются от общего генератора, а в режиме приема работают на общую нагрузку (приемник). Распределение мощности генератора в режиме передачи между излучателями осуществляется с помощью системы распределения мощности (СРМ). Эта же система распределения мощности обеспечивает объединение мощности, принятой отдельными излучателями, в общей нагрузке.

Приближенно КНД решетки равен произведению КНД одного излучателя на число излучателей. При большом числе излучателей возможно достижение больших значений КНД, поэтому антенные решетки относятся к классу средне- и высоконаправленных антенн, хотя нередко используются антенные решетки с небольшим числом излучателей.

Антенные решетки применяются в миллиметровом, сантиметровом, дециметровом, метровом и в отдельных случаях в декаметровом диапазонах волн. Причем в дециметровом и метровом диапазонах антенные решетки как средне- и высоконаправленные антенны используются вместо зеркальных антенн, которые в этих диапазонах имеют слишком большую массу отражателя.

Амплитудное распределение возбуждения излучателей в антенной решетке делается таким, чтобы обеспечить уровень боковых лепестков не более допустимого. Фазовое распределение делается равномерным или линейным. Линейное фазовое распределение обеспечивает сканирование, т.е. перемещение ДН в пространстве по угловым координатам. Электрическое сканирование производится путем изменения параметров линейного фазового распределения с помощью электрически управляемых фазовращателей, включаемых в каждый излучатель или в группу излучателей. Такие излучатели строятся с применением намагниченных ферритов или р-і-п диодов и управляются с помощью специальной ЭВМ.

По способу размещения излучателей в пространстве антенные решетки делятся на

*линейные*, в которых излучатели расположены вдоль линии;

*двухмерные*, в которых излучатели расположены на плоскости;

*трехмерные*, в которых излучатели расположены в некотором объеме (на криволинейной поверхности).

Линейные антенные решетки чаще всего делаются прямолинейными, реже дуговыми или кольцевыми. В трехмерных решетках обычно излучатели расположены на части сферы.

В линейных и плоских решетках излучатели, как правило, делаются одинаковыми и одинаково ориентированными в пространстве. Такие решетки могут быть эквидистантными, когда расстояние между соседними излучателями на всей решетке одинаково, и неэквидистантными, когда расстояние между соседними излучателями меняется по решетке. Чаще всего используются эквидистантные антенные решетки.

На рис.2.1 показана структурная схема линейной антенной решетки, где использованы следующие обозначения: ИС - излучающая система (система из  $N$  слабонаправленных излучателей, расположенных одним из указанных выше способов в пространстве); СФ - система фазирования (система управляемых фазовращателей); СРМ - система распределения мощности, имеющая 1 вход и  $M \leq N$  выходов. В частном случае в СРМ число выходов  $M$  равно числу излучателей  $N$ . Если в решетке один вход, в диаграмме направленности формируется 1 главный лепесток. Число входов  $P$  может быть больше 1, тогда решетка формирует  $P$  диаграмм направленности, в каждой из которых будет один главный лепесток. Причем все входы развязаны между собой. Такие решетки называются многолучевыми.

В синфазных антенных решетках отсутствует система фазирования.

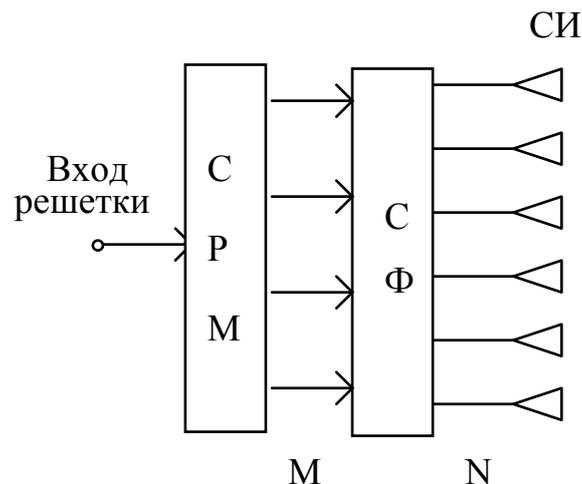


Рис.2.1. Структурная схема антенной решетки

Рассмотрим более подробно указанные три системы антенной решетки: типы, основные закономерности построения, основные закономерности в зависимости характеристик и параметров решетки от параметров этих систем.

## 2.2. Излучающая система

**2.2.1. Линейная антенная решетка.** Рассмотрим эквидистантную антенную решетку. Схематически система излучателей такой решетки в координатах  $X, Y, Z$  показана на рис.2.2.

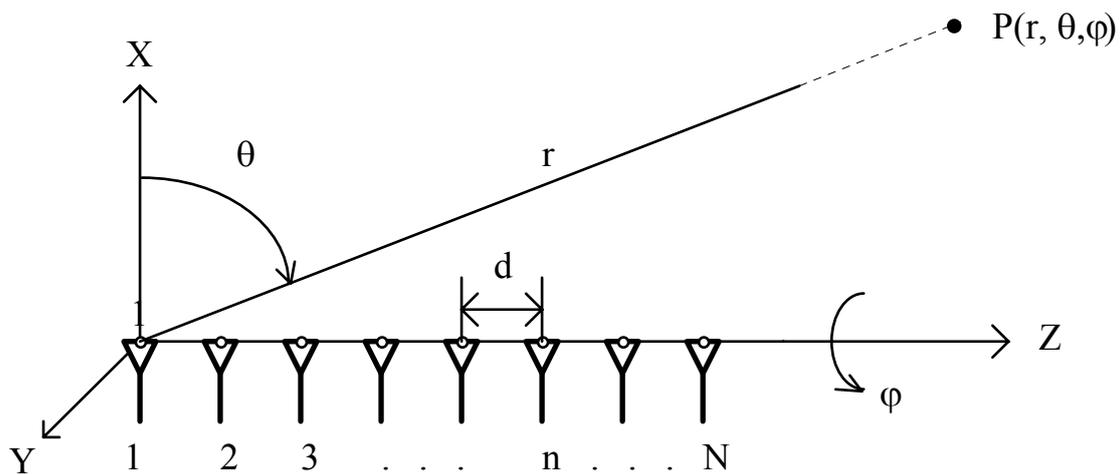


Рис.2.2. Излучающая система линейной эквидистантной решетки

На рис.2.2 обозначено:

- $P(r, \theta, \varphi)$  - точка наблюдения в дальней зоне;
- $r, \theta, \varphi$  - сферические координаты точки  $P$ ;
- $d$  - расстояние между соседними излучателями;
- $N$  - число излучателей;
- $n$  - номер излучателя ( $1 \leq n \leq N$ ).

Ненормированная диаграмма направленности линейной решетки при линейном фазовом и равномерном амплитудном распределении возбуждения излучателей описывается выражением [3]:

$$f(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_c(\theta), \quad (2.1)$$

где  $F_1(\theta, \varphi)$  - нормированная диаграмма направленности одного излучателя;

$F_c(\theta)$  - нормированный множитель системы:

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin(N \cdot \Psi)}{N \cdot \sin \Psi} \right|, \quad (2.2)$$

$$\Psi = \frac{\pi d}{\lambda} \left( \sin \theta + \frac{\Phi_0}{kd} \right), \quad (2.3)$$

где  $\lambda$  - длина волны;  $\Phi_0$  - разность фаз между соседними излучателями;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

- волновое число свободного пространства.

Диаграмма направленности решетки может иметь несколько главных лепестков, что зависит от волнового расстояния между соседними излучателями  $\frac{d}{\lambda}$ . Это расстояние должно обеспечить выполнение условия единственности главного лепестка (главного максимума):

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N(1 + \sin \theta_{\text{ск}})}, \quad (2.4)$$

где  $\theta_{\text{ск}}$  - половина сектора сканирования.

Направление нулевого главного лепестка диаграммы направленности  $\theta_m$ , единственность которого обеспечивается выполнением условия (2.4), определяется выражением:

$$\sin \theta_m = -\frac{\Phi_0}{kd}. \quad (2.5)$$

При равномерном амплитудном распределении возбуждения элементов решетки параметры диаграммы направленности приближенно определяются выражениями, полученными для линейной антенны [3], если число излучателей решетки  $N > 5-6$ :

ширина главного лепестка ДН

$$2\Theta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{L \cos \theta_m}; \quad (2.6)$$

максимальный уровень боковых лепестков  $F_{\text{бм}} = 21,7 \%$ .

Эти параметры ДН получены в результате анализа множителя систем линейной антенны при линейном фазовом распределении. Учет направленности излучающего элемента решетки несколько уменьшит ширину главного лепестка и уровень боковых лепестков ДН. Более точные значения  $2\Theta_{0,5}$  и  $F_{\text{бм}}$  можно получить в результате численных расчетов ДН по формулам (2.1) - (2.3) для решетки из конкретных излучателей.

При сканировании меняются параметры ДН и значение КНД. На рис.2.3 показаны качественные нормированные ДН одного излучателя  $F_1(\theta)$ , множитель системы  $F_c(\theta)$  и ДН решетки  $f(\theta)$  при выполнении условия (2.4). Причем показаны главный лепесток и первые два боковых. Общее число боковых лепестков в секторе  $0 \leq \theta \leq 90^\circ$  равно  $N-2$  [3].

Как видно, при увеличении угла отклонения главного максимума диаграммы направленности  $\Theta_{m0}$  от нормали к решетке уровень максимума ДН решетки  $F_{\text{max}}$  уменьшается по закону ДН одного излучателя  $F_1(\theta)$ . Учитывая, что КНД пропорционален квадрату ДН, величина КНД при сканировании будет изменяться по закону  $F_1^2(\theta) = F_{\text{max}}^2$ . Причем при  $\Theta_{m0} = 0$  значение КНД будет максимальным, так как  $F_1^2(0) = 1$ . Обозначим это значение КНД символом  $D_m$ . Тогда при отклонении главного максимума ДН на угол  $\Theta_{m0}$  значение КНД будет определяться формулой:

$$D(\Theta_{m0}) = D_m \cdot F_1^2(\Theta_{m0}). \quad (2.7)$$

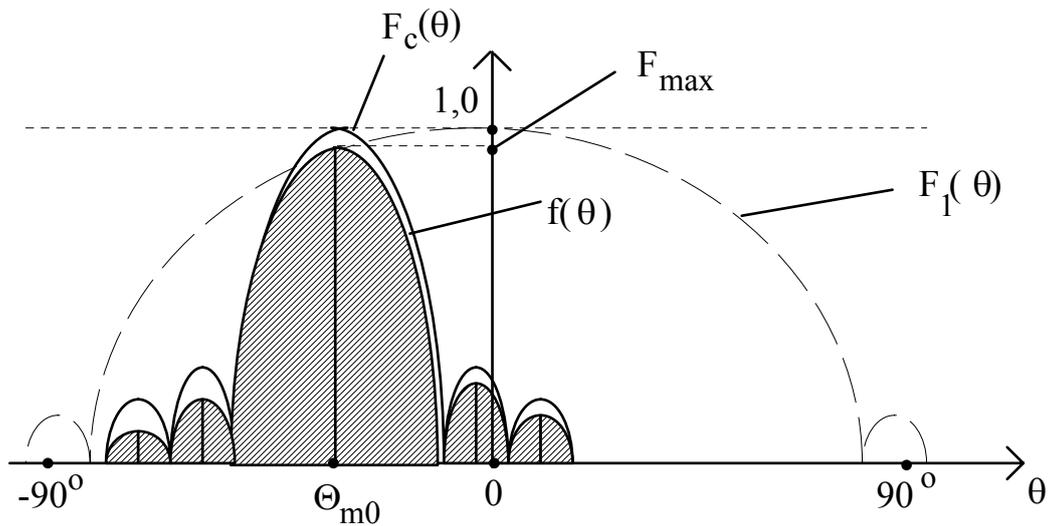


Рис.2.3. Диаграмма направленности антенной решетки

Отношение  $\frac{D(\Theta_{m0})}{D_m} = F_1^2(\Theta_{m0}) = F_{\max}^2$ , следующее из (2.7), называется диаграммой сканирования.

**2.2.2. Плоская антенная решетка.** В плоских антенных решетках используются две схемы расположения излучателей - прямоугольная и треугольная. На рис.2.4 и.2.5 показаны эти две схемы. Места расположения излучателей обозначены точками. Решетки расположены в плоскости XY, ось Z ориентирована перпендикулярно плоскости решетки. В обеих решетках контур решетки - прямоугольный, но он может быть круглым, овальным или более сложной формы.

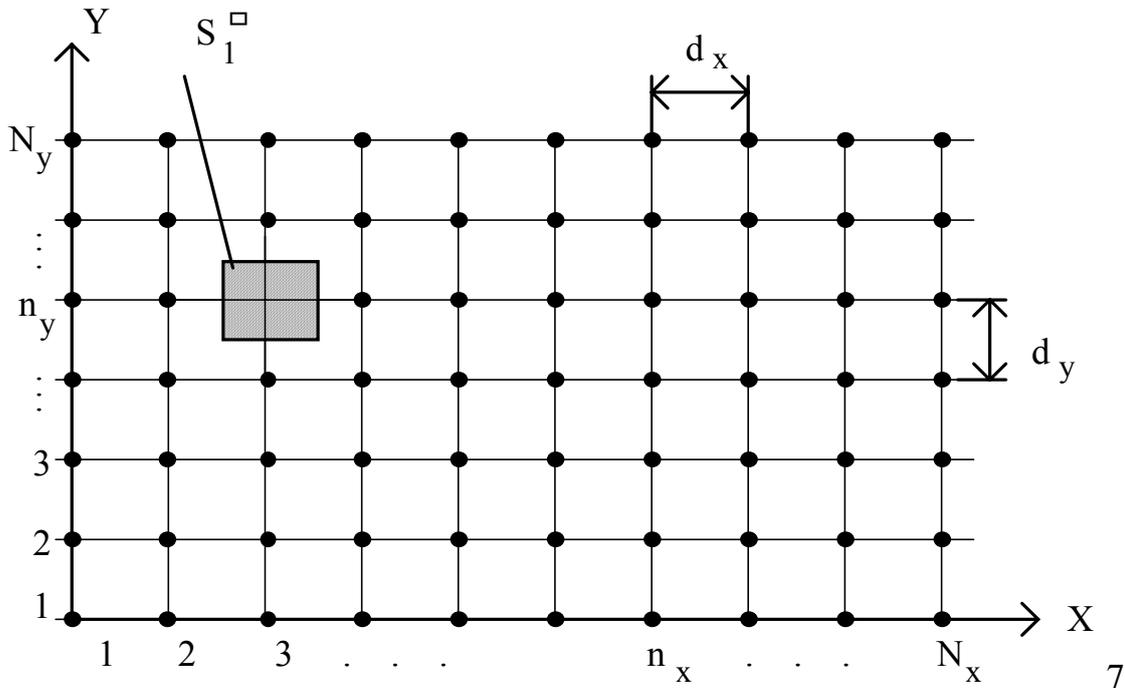


Рис.2.4. Плоская антенная решетка с прямоугольной схемой расположения излучателей (с прямоугольной сеткой)

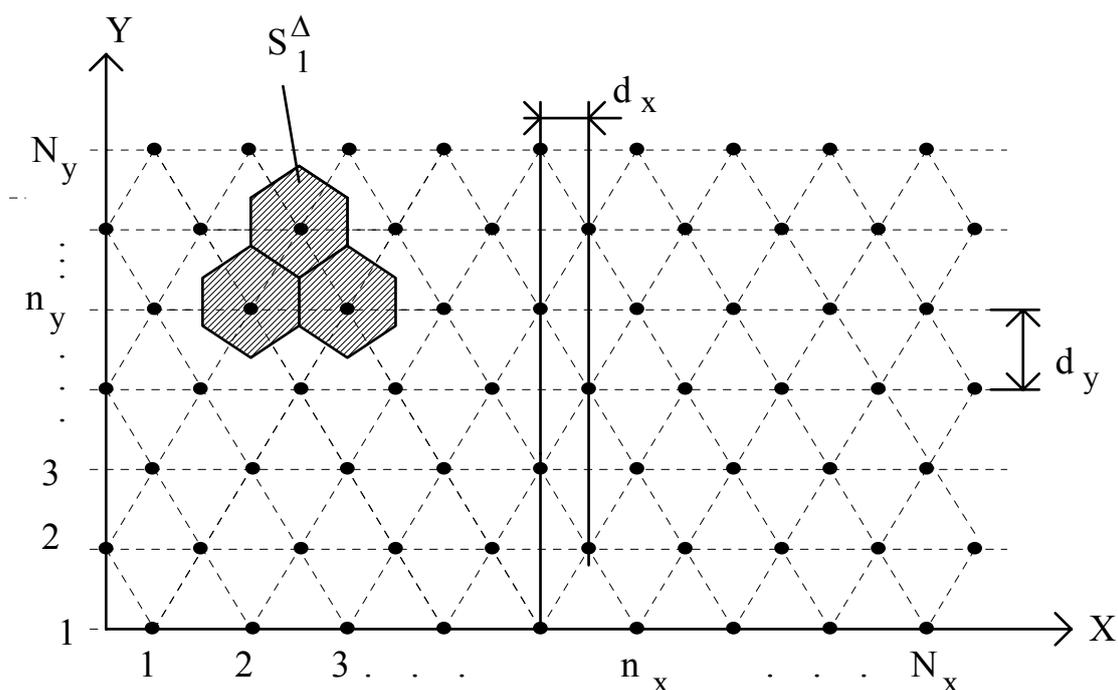


Рис.2.5. Плоская антенная решетка с треугольной схемой расположения излучателей (с треугольной сеткой)

На рисунках показано:

- $n_x, N_x$  - номер излучателя и число излучателей по оси X (в строке);
- $n_y, N_y$  - номер излучателя и число излучателей по оси Y (в столбце);
- $d_x, d_y$  - расстояние между соседними столбцами и строками;
- $S_1^{\square}, S_1^{\Delta}$  - площадь, приходящаяся на один излучатель в решетке с прямоугольной и треугольной сетками.

Как видно, в решетке с треугольной сеткой в столбцах излучатели расположены на расстоянии  $2d_y$ , а соседние столбцы по оси Y сдвинуты на расстояние  $d_y$ . Рассмотрим сначала решетку с прямоугольной сеткой рис.2.4.

*Плоская решетка с прямоугольной схемой размещения излучателей (с прямоугольной сеткой).* Для обеспечения двумерного сканирования (по двум угловым координатам) по строкам и столбцам устанавливается линейное фазовое распределение. В целом в такой решетке амплитудно-фазовое распределение делается разделяющимся по координатам X и Y и может быть записано в виде:

$$\dot{A}(x, y) = A(x, y) \cdot e^{i\Psi(x, y)} = \dot{A}_x(x) \cdot \dot{A}_y(y), \quad (2.8)$$

где  $\dot{A}_x(x)$  - амплитудно-фазовое распределение вдоль оси X (в строке, или по столбцам);

$\dot{A}_y(y)$  - амплитудно-фазовое распределение вдоль оси Y (в столбце, или по строкам). Причем:

$$\dot{A}_x(x) = A_x(x) \cdot e^{i\Psi_x(x)}, \quad (2.9)$$

$$\dot{A}_y(y) = A_y(y) \cdot e^{i\Psi_y(y)}, \quad (2.10)$$

где  $A_x(x) = A_{n_x}$  - нормированная амплитуда возбуждения излучателя с номером  $n_x$ ;

$\Psi_x(x) = \Psi_{n_x}$  - фаза возбуждения излучателя с номером  $n_x$  относительно первого с  $n_x=1$ .

Для линейного фазового распределения вдоль оси X

$$\Psi_{n_x} = \Phi_{ox}(n_x - 1), \quad (2.11)$$

где  $\Phi_{ox}$  - разность фаз между соседними излучателями в строке;

В (2.10)  $A_y(y) = A_{n_y}$  - нормированная амплитуда возбуждения излучателя с номером  $n_y$ ;

$\Psi_y(y) = \Psi_{n_y}$  - фаза возбуждения излучателя с номером  $n_y$  относительно первого с  $n_y=1$ .

Для линейного фазового распределения вдоль оси Y

$$\Psi_{n_y} = \Phi_{oy}(n_y - 1), \quad (2.12)$$

где  $\Phi_{oy}$  - разность фаз между соседними излучателями в столбце.

В каждой из главных плоскостей (XZ и YZ) плоскую решетку можно рассматривать как линейную:

в плоскости XZ линейная решетка имеет  $N_x$  излучателей, каждый излучатель представляет собой столбец;

в плоскости YZ линейная решетка имеет  $N_y$  излучателей, каждый излучатель представляет собой строку.

В строках и столбцах должно выполняться условие единственности главного максимума:

$$\text{в строке} \quad \frac{d_x}{\lambda} \leq \frac{N_x - 1}{N_x(1 + \sin \theta_{ск}^x)}, \quad (2.13)$$

$$\text{в столбце} \quad \frac{d_y}{\lambda} \leq \frac{N_y - 1}{N_y(1 + \sin \theta_{ск}^y)}, \quad (2.14)$$

где  $\theta_{ск}^x$ ,  $\theta_{ск}^y$  - половина сектора сканирования в плоскости XZ и в плоскости YZ.

При выполнении условий (2.13) и (2.14) в пространстве будет только один нулевой главный лепесток диаграммы направленности.

Диаграмма направленности в главных плоскостях определяется выражениями, полученными для линейной антенной решетки (2.1) - (2.3). Для рассматриваемой плоской антенной решетки эти выражения принимают вид:

*в плоскости XZ*

$$f_x(\theta) = F_1^x(\theta) \cdot F_c^x(\theta), \quad (2.15)$$

где  $F_1^x(\theta)$  - нормированная диаграмма направленности одного излучателя в плоскости XZ;

$F_c^x(\theta)$  - нормированный множитель системы в плоскости XZ:

$$F_c^x(\theta) = \left| \frac{\sin(N_x \cdot \Psi_x)}{N_x \cdot \sin \Psi_x} \right|, \quad (2.16)$$

$$\Psi_x = \frac{\pi d_x}{\lambda} \left( \sin \theta + \frac{\Phi_{ox}}{kd_x} \right); \quad (2.17)$$

*в плоскости YZ*

$$f_y(\theta) = F_1^y(\theta) \cdot F_c^y(\theta), \quad (2.18)$$

где  $F_1^y(\theta)$  - нормированная диаграмма направленности одного излучателя в плоскости YZ;

$F_c^y(\theta)$  - нормированный множитель системы в плоскости YZ:

$$F_c^y(\theta) = \left| \frac{\sin(N_y \cdot \Psi_y)}{N_y \cdot \sin \Psi_y} \right|, \quad (2.19)$$

$$\Psi_y = \frac{\pi d_y}{\lambda} \left( \sin \theta + \frac{\Phi_{oy}}{kd_y} \right). \quad (2.20)$$

Направление нулевого главного максимума в плоскостях определяются выражениями, следующими из (2.5) для линейной решетки:

*в плоскости XZ*

$$\sin \theta_{mx} = -\frac{\Phi_{ox}}{kd_x}, \quad (2.21)$$

*в плоскости YZ*

$$\sin \theta_{my} = -\frac{\Phi_{oy}}{kd_y}. \quad (2.22)$$

Схематически решетка и углы  $\theta_{mx}$  и  $\theta_{my}$  показаны на рис.2.6, где

P - точка наблюдения в дальней зоне;

P' - проекция точки P на плоскость XY;

$r, \theta, \varphi$  - сферические координаты точки P;

Углы  $\theta_m, \varphi_m$  определяют направление главного максимума в пространстве.

При равномерном амплитудном распределении возбуждения элементов решетки параметры диаграммы направленности приближенно определяются выражениями, полученными для линейной антенны [3], если число излучателей решетки  $N > 5-6$ :

ширина главного лепестка ДН в плоскости XZ

$$2\Theta_{0,5}^x = 51^\circ \frac{\lambda}{L_x \cos \theta_{mx}}, \quad (2.23)$$

ширина главного лепестка ДН в плоскости YZ

$$2\Theta_{0,5}^y = 51^\circ \frac{\lambda}{L_y \cos \theta_{my}}, \quad (2.24)$$

где  $L_x = d_x(N_x - 1)$  - длина решетки по оси X;

$L_y = d_y(N_y - 1)$  - длина решетки по оси Y.

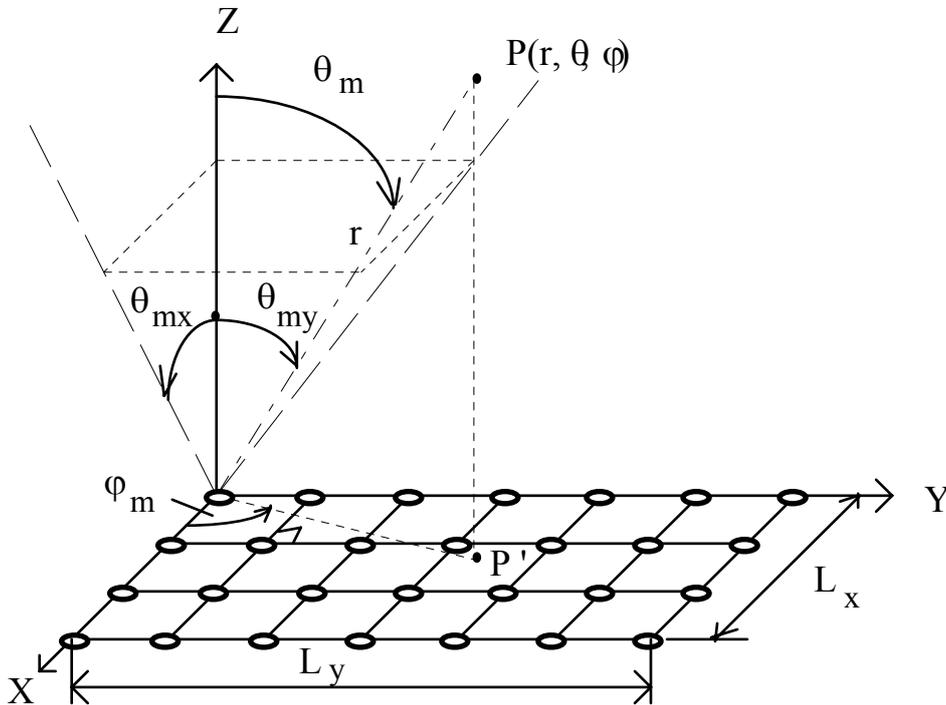


Рис.2.6. Плоская решетка в системе координат

При равномерном амплитудном распределении максимальный уровень боковых лепестков в обеих плоскостях

$$F_{\text{бм}} \approx 21,7 \%. \quad (2.25)$$

Формулы (2.23) – (2.25) получены в результате анализа множителя системы линейной решетки [3] и не учитывают направленных свойств элементарного излучателя.

При использовании разделяющегося амплитудно-фазового распределения возбуждения излучателей решетки в соответствии с выражениями (2.8) – (2.12) фаза возбуждения излучателя, стоящего на пересечении строки с номером  $n_x$  и столбца с номером  $n_y$ , равна

$$\Psi(n_x, n_y) = \Psi_{n_x} + \Psi_{n_y} = \Phi_{ox}(n_x - 1) + \Phi_{oy}(n_y - 1). \quad (2.26)$$

Значения  $\Phi_{ox}$  и  $\Phi_{oy}$  определяются выражениями (2.21) и (2.22) по требуемым отклонениям главного лепестка в плоскостях XZ и YZ -  $\theta_{mx}$  и  $\theta_{my}$ .

Из выражения (2.26) следует, что фаза в рассматриваемом излучателе равна сумме фаз в строке с номером  $n_x$  ( $\Psi_{n_x}$ ) и в столбце с номером  $n_y$  ( $\Psi_{n_y}$ ). Отсюда вытекает и алгоритм управления фазовым распределением, состоящий из следующих этапов:

1. По требуемым значениям  $\theta_{mx}$  и  $\theta_{my}$  из формул (2.21) и (2.22) определяются значения  $\Phi_{ox}$  и  $\Phi_{oy}$ .

2. Находится фаза в строке с номером  $n_x$

$$\Psi_{n_x} = \Phi_{ox}(n_x - 1). \quad (2.27)$$

3. Находится фаза в столбце с номером  $n_y$

$$\Psi_{n_y} = \Phi_{oy}(n_y - 1). \quad (2.28)$$

4. Находится фаза в излучателе, стоящем на пересечении строки с номером  $n_x$  и столбца с номером  $n_y$

$$\Psi(n_x, n_y) = \Psi_{n_x} + \Psi_{n_y}. \quad (2.29)$$

Как видно для управления фазовым распределением в решетке, состоящей из  $N_x$  строк и  $N_y$  столбцов, требуется  $N_x + N_y$  управляющих сигналов, подаваемых на управляемые фазовращатели. Такой способ управления фазовым распределением называется строчно-столбцевым. При поэлементном способе управления фазовым распределением, когда амплитудно-фазовое распределение не является разделяющимся, требуется столько управляющих сигналов, сколько излучающих элементов в решетке, т.е.  $N_x \cdot N_y$ . В этом - существенное достоинство разделяющегося амплитудно-фазового распределения, а оно используется в плоских решетках с прямоугольной схемой размещения излучателей.

*Плоская решетка с треугольной схемой размещения излучателей (с треугольной сеткой).* Сравним две схемы - рис.2.4 и рис.2.5 с точки зрения площади, приходящейся на один излучатель  $S_1^{\square}$  и  $S_1^{\Delta}$ .

В решетке с треугольной сеткой (рис.2.5) расстояние между столбцами меньше, чем расстояние между строками  $d_x < d_y$ . Поэтому при одинаковых

секторах сканирования в плоскостях XZ и YZ ( $\theta_{\text{ск}}^x = \theta_{\text{ск}}^y = \theta_{\text{ск}}$ ) условие единственности главного максимума достаточно выполнить для плоскости YZ, т.е.

$$\frac{d_y}{\lambda} \leq \frac{N_y - 1}{N_y(1 + \sin \theta_{\text{ск}})}. \quad (2.30)$$

Если в решетках с прямоугольной и треугольной сетками заданы одинаковые секторы сканирования, в соответствии с (2.13) и (2.14) в решетке с прямоугольной сеткой при большом числе излучателей по осям X и Y ( $N_x > 10$ ,  $N_y > 10$ )  $d_x \approx d_y = d$ . В этом случае площадь  $S_1$  представляет собой квадрат со стороной  $d$ , т.е.  $S_1^{\square} = d^2$ . Площадь  $S_1^{\Delta}$  представляет собой шестиугольник с размером по оси X, равным  $d_x = d$ . Его площадь  $S_1^{\Delta} = \frac{2}{\sqrt{3}}d^2$ . Отношение

площадей  $S_1^{\Delta}$  и  $S_1^{\square}$  получается равным  $\frac{S_1^{\Delta}}{S_1^{\square}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ . И в этом случае при

одинаковых линейных размерах решеток с прямоугольной и треугольной сетками (при одинаковых параметрах диаграммы направленности) общее число излучателей в решетке с треугольной сеткой меньше приблизительно на 15% по сравнению с решеткой с прямоугольной сеткой. В этом преимущество треугольной сетки. Ее недостатком является то, что амплитудно-фазовое распределение возбуждения излучателей не является разделяющимся, так как соседние столбцы сдвинуты по оси Y на величину  $d_y$  - рис.2.5. В силу этого приходится применять поэлементный способ управления фазовым распределением и число управляющих сигналов, подаваемых на фазовращатели в каждом излучателе, возрастает до  $N_x \cdot N_y$ .

## 2.3. Система фазирования

**2.3.1. Состав системы фазирования (СФ). Типы применяемых фазовращателей.** Система фазирования состоит из электрически управляемых фазовращателей, т.е. устройств изменяющих фазу проходящей волны под воздействием управляющих электрических сигналов. Фазовращатель представляет собой отрезок волновода длиной  $L$ , в котором длина волны равна  $\lambda_{\text{в}}$ . Фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$ , вносимый фазовращателем, связан с длиной фазовращателя  $L$  и длиной волны  $\lambda_{\text{в}}$  известным соотношением:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}L. \quad (2.31)$$

Длина волны в волноводе зависит от длины волны в вакууме  $\lambda_0$ , критической длины волны  $\lambda_{\text{кр}}$  и относительных диэлектрической  $\epsilon$  и магнитной проницаемости  $\mu$  среды, заполняющей полость волновода:

$$\lambda_{\%0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon\mu - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \quad (2.32)$$

Из (2.31) и (2.32) следует, что величину  $\Delta\varphi$  можно менять тремя способами:

- а) изменением  $L$ ;
- б) изменением  $\varepsilon$ ;
- в) изменением  $\mu$ .

Способ "а" реализуется в фазовращателях, построенных с использованием полупроводниковых коммутационных р-і-п диодов. Эти диоды работают в ключевом режиме и производят коммутацию отрезков волновода разной длины  $L$ . Способ "б" используется в фазовращателях, построенных с применением сегнетоэлектриков. Способ "в" - в фазовращателях на основе намагниченных ферритов. В антенных решетках, в основном, используются фазовращатели на р-і-п диодах и на ферритах. Полупроводниковые фазовращатели делаются только дискретными, в них фазовый сдвиг в интервале  $0 - \Delta\varphi$  меняется с дискретом  $\delta\varphi$ , т.е. принимает значения  $0, \delta\varphi, 2\delta\varphi, 3\delta\varphi, 4\delta\varphi$  и т.д. Ферритовые фазовращатели делаются дискретными и аналоговыми. В аналоговых фазовращателях фазовый сдвиг может принимать любое значение в интервале  $0 - \Delta\varphi$ . Дискретные фазовращатели более удобны для применения в антенных решетках, так как легко управляются цифровыми вычислительными машинами, менее подвержены воздействию внешних условий (например, температуры), нестабильности управляющих сигналов во времени.

Дискретные фазовращателя состоят из нескольких последовательно соединенных звеньев (каскадов). Каждое звено в зависимости от управляющего сигнала (например, в цифровой форме сигналов 0 и 1) дает два значения фазы и поэтому называется бинарными. Первое значение фазы условно принимается за 0, второе -  $\varphi$ . Причем для первого звена  $\varphi = \delta\varphi$ , для второго звена  $\varphi = 2\delta\varphi$ , для третьего  $\varphi = 4\delta\varphi$  и т.д. Сказанное поясняется рис.2.7, на котором показана структурная схема фазовращателя, состоящего из 4 звеньев.

На рис.2.7 каждый прямоугольник обозначает одно бинарное звено фазовращателя. Через точку с запятой показаны каждое из двух значений фазы, которые дает одно звено. Внизу показаны цифровые управляющие сигналы в виде 0 и 1, подаваемые на каждое звено со специальной схемы. Левые сигналы (0) соответствуют первому значению фазы (0), правые сигналы (1) соответствуют второму значению фазы, разному в каждом звене. Если сделать  $\delta\varphi = \frac{\pi}{8}$ , в интервале  $0 - 2\pi$  можно получить любое значение фазы  $\Delta\varphi$  с

дискретом  $\delta\varphi = \frac{\pi}{8}$ . Такой фазовращатель в виде структурной схемы показан на рис.2.8.

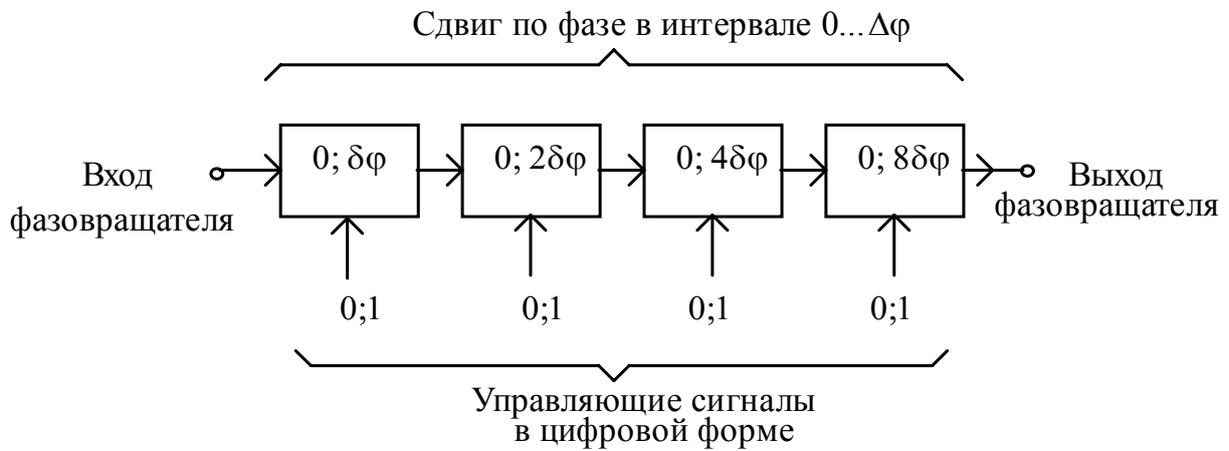


Рис.2.7. Дискретный четырехзвенный фазовращатель

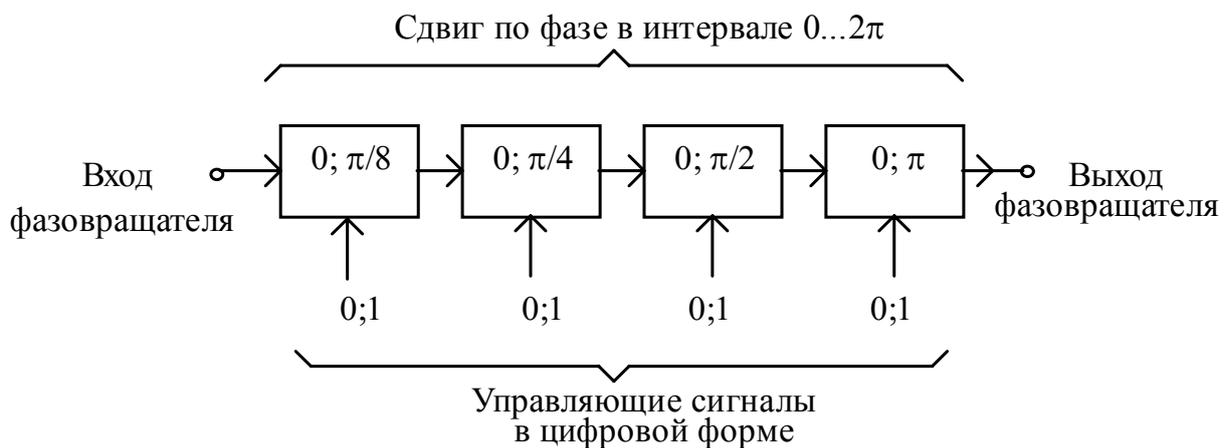


Рис.2.8. Фазовращатель с дискретом изменения фазы  $\delta\varphi = \frac{\pi}{8}$

В ниже приведенной таблице для примера показаны некоторые значения фазы  $\Delta\varphi$  в интервале  $0 - 2\pi$  с дискретом  $\delta\varphi = \frac{\pi}{8}$ , которые получаются при подаче на звенья 1-4 (нумерация звеньев слева направо) цифровых сигналов 0 и 1.

Если требуется получить изменение фазы  $\Delta\varphi$  в интервале  $0 - 2\pi$  с дискретом  $\delta\varphi = \frac{\pi}{4}$ , достаточно сделать три звена, показанных на рис.2.9.

В общем случае для получения изменения фазы в интервале  $0 - 2\pi$  с дискретом  $\delta\varphi = \frac{2\pi}{2^m}$ , где  $m=2,3,4,\dots$ , требуется фазовращатель с числом звеньев, равным  $m$ . Сдвиги по фазе в каждом звене должны соответствовать рис.2.7.

При этом всегда последнее звено будет давать значения фазы 0 и  $\pi$ , а первое - 0 и  $\delta\varphi$ .

Таблица 1. Значения цифровых сигналов.

Значение фазы →	$0, 2\pi$	$\frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{8}$	$\pi$	$\frac{10\pi}{8}$
Номер звена ↓								
1	0	1	0	0	0	1	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1
3	0	0	0	1	1	1	0	0
4	0	0	0	0	0	0	1	1

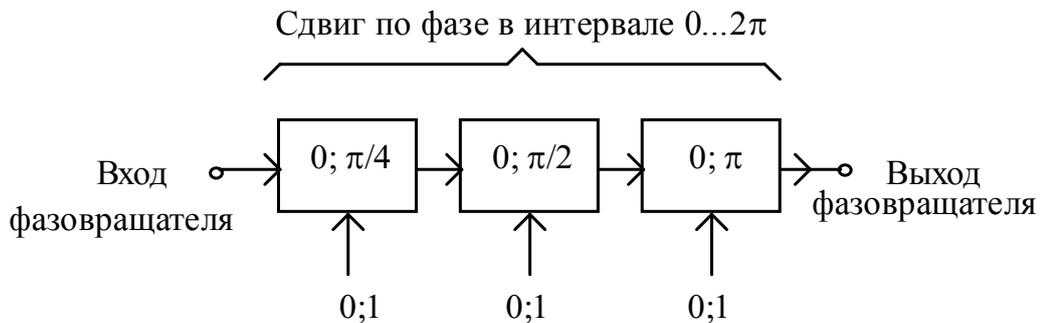


Рис.2.9. Фазовращатель с дискретом изменения фазы  $\delta\varphi = \frac{\pi}{4}$

**2.3.2. Конструкции полупроводниковых и ферритовых фазовращателей.** Для примера рассмотрим два типа полупроводниковых фазовращателей. На рис.2.10 показана схема построения бинарного фазовращателя на переключаемых отрезках линий передачи. Обычно она реализуется на полосковых и микрополосковых линиях. На рисинке показана топология полосок. Полупроводниковые р-і-п диоды обозначены символами  $D_1, D_2, D_3, D_4$ .

Принцип работы фазовращателя заключается в следующем. В соответствии со свойствами р-і-п диодов при положительном смещении на диодах  $D_1, D_2$  и отрицательном на диодах  $D_3, D_4$  сопротивление диодов  $D_1, D_2$  близко к нулю, а диодов  $D_3, D_4$  более 10 кОм. Поэтому вход фазовращателя соединен с выходом через отрезок линии длиной  $L_1$ , и фаза волны на выходе по сравнению со входом будет равна  $\varphi_1 = -\frac{2\pi}{\lambda}L_1$ , где  $\lambda$  - длина волны в полосковой линии.

Если поменять полярность напряжения смещения на диодах на противоположную, вход фазовращателя будет соединен с выходом через

отрезок  $L_2$ . В этом случае фаза волны на выходе по сравнению со входом будет равна  $\varphi_2 = -\frac{2\pi}{\lambda}L_2$ .

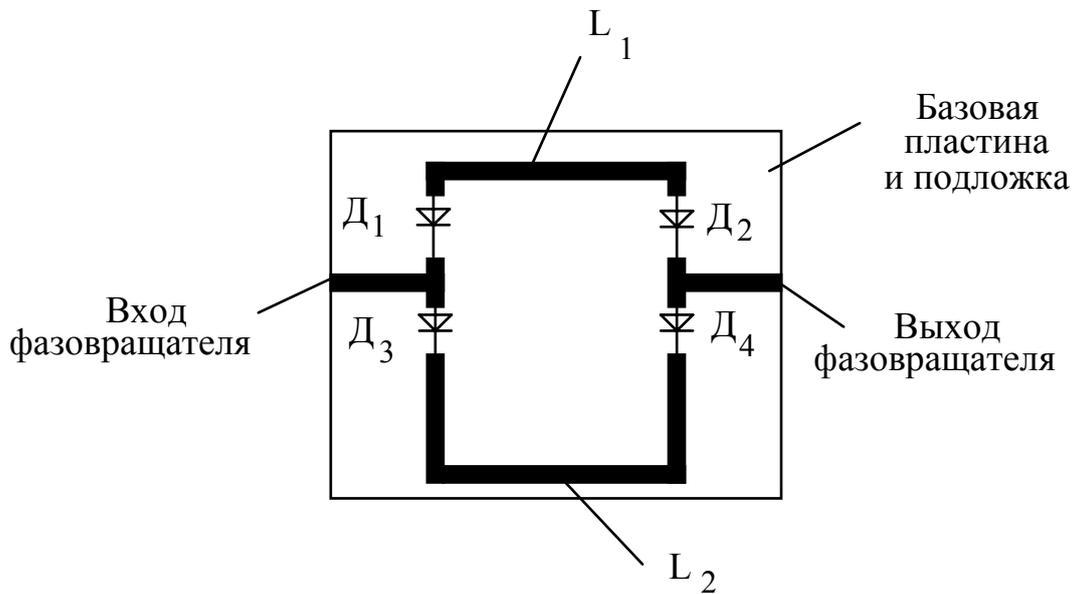


Рис.2.10. Фазовращатель на p-i-n диодах

Разность фаз на выходе фазовращателя для этих двух состояний диодов получается равной  $\delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda}(L_2 - L_1)$ . Первое значение фазы принимается за 0, второе будет равно  $\delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(L_2 - L_1)$ . Выбором величины  $L_2 - L_1$  можно принципиально обеспечить любое значение дискрета изменения фазы.

Вторая схема полупроводникового фазовращателя показана на рис.2.11. Реализуется такой фазовращатель на различных типах линий передачи - прямоугольных волноводах, коаксиальных, полосковых линиях и называется отражательным. Используется в отражательных антенных решетках, о которых речь пойдет ниже.

На рис.2.11 показана принципиальная схема фазовращателя, на которой волновод показан в виде двухпроводной линии.

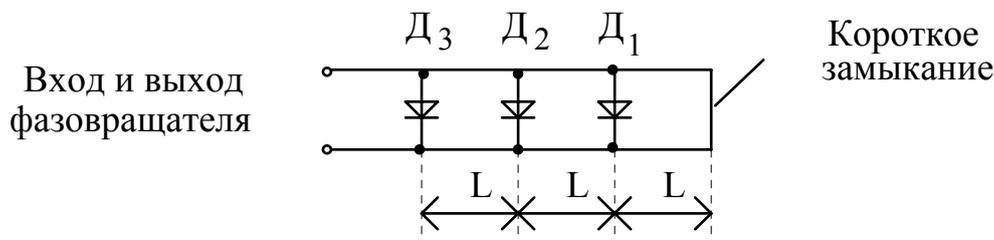


Рис.2.11. Отражательный полупроводниковый фазовращатель

Фазовращатель состоит из отрезка волновода, закороченного на конце, трех p-i-n диодов  $D_1, D_2, D_3$ , расположенных на равных расстояниях  $L$  друг от

друга и включенных в волновод параллельно. Диод  $D_1$  расположен от короткого замыкания также на расстоянии  $L$ . Входом и выходом фазовращателя является одно и то же открытое плечо волновода. Принцип работы фазовращателя заключается в следующем.

Если все три диода закрыты, их сопротивление велико и они не шунтируют волновод. В этом состоянии волна, входящая в фазовращатель, доходит до короткого замыкания, отражается от него и возвращается на вход фазовращателя, который для этой волны является выходом. При этом фаза волны на выходе имеет какое-то значение  $\varphi_1$  относительно фазы волны на входе. Если на диод  $D_1$  подано положительное смещение, он закорачивает волновод и входная волна отражается от него, т.е. по сравнению с первым состоянием проходит путь от входа до выхода на  $2L$  меньше. При этом фаза волны на выходе фазовращателя по сравнению с первым состоянием изменится на величину  $\delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_B} 2L$ , где  $\lambda_B$  - длина волны в волноводе. Подавая поочередно положительное смещение на диоды  $D_1, D_2, D_3$ , можно изменять фазу волны на выходе фазовращателя с дискретом  $\delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_B} 2L$ . Обычно такие фазовращатели делаются на 4 значения фазы с дискретом  $90^\circ$ . В этом случае величина  $L = \frac{\lambda_B}{8}$ .

В ферритовых фазовращателях используется зависимость магнитной проницаемости феррита от постоянного управляющего магнитного поля. Рис.2.12 поясняет одну из возможных конструкций фазовращателя на феррите. Фазовращатель состоит из отрезка прямоугольного волновода, ферритовой пластины, расположенной вдоль оси волновода, и электромагнита, создающего управляющее магнитное поле  $H_0$ . В волноводе используется основная волна  $H_{10}$ . Изменение тока, текущего через обмотку электромагнита, приводит к изменению магнитного поля  $H_0$ , магнитной проницаемости феррита и длины волны в волноводе  $\lambda_B$ . В результате меняется фаза волны на выходе фазовращателя по отношению ко входу.

В дискретных ферритовых фазовращателях используются ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса, и два значения фазы на выходе фазовращателя соответствуют двум состояниям намагниченности феррита до насыщения. Переход от одного состояния к другому производится изменением направления постоянного магнитного поля  $H_0$  на противоположное.

В дискретных ферритовых фазовращателях используются ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса, и два значения фазы на выходе фазовращателя соответствуют двум состояниям намагниченности феррита до насыщения. Переход от одного состояния к другому производится изменением направления постоянного магнитного поля  $H_0$  на противоположное. Для достижения каждого состояния через обмотку электромагнита пропускаются короткие прямоугольные импульсы тока противоположной полярности. Фаза волны на выходе фазовращателя, соответствующая одному состоянию,

принимается за нуль. В другом состоянии фаза волны на выходе равна заданному значению.

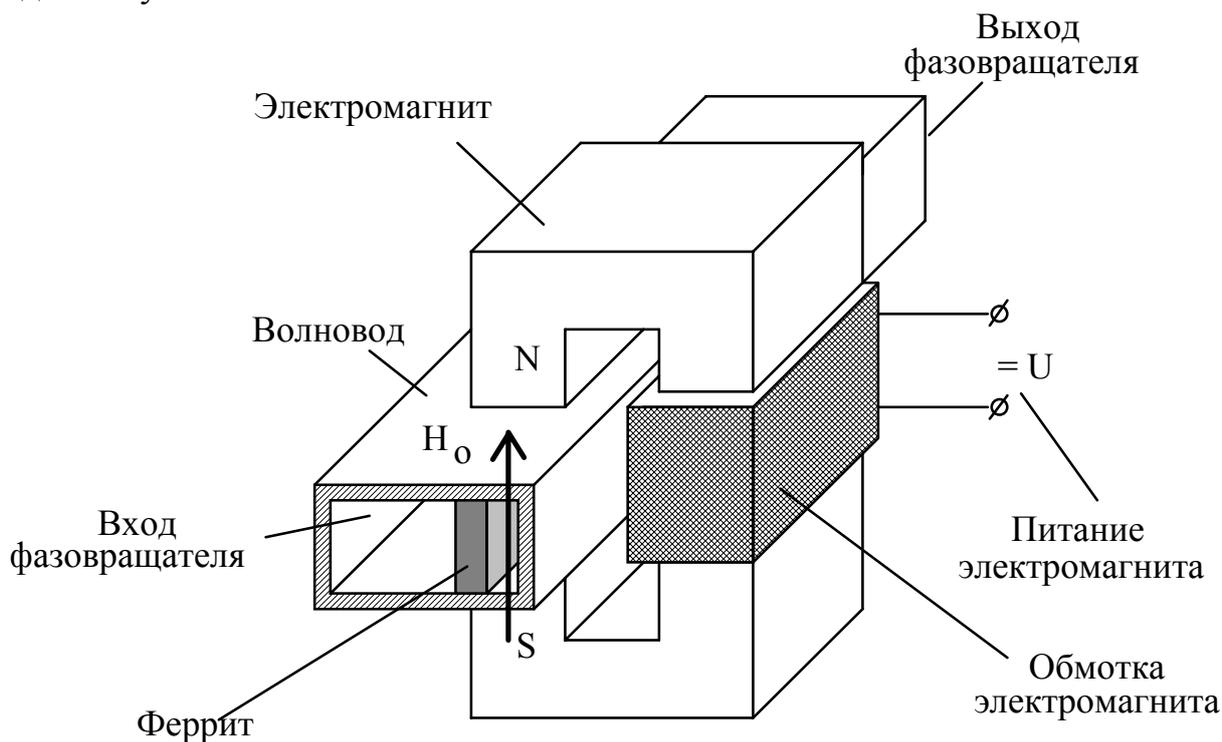


Рис.2.12. Ферритовый фазовращатель

Ферритовые фазовращатели строятся с применением ферритов с поперечным, как показано на рис.2.12 и продольным подмагничиванием по отношению к вектору фазовой скорости волны в волноводе [16,17].

Скорость изменения фазы в ферритовом фазовращателе зависит от постоянной времени электромагнита. Для уменьшения постоянной времени применяются специальные сплавы для сердечника электромагнита или электромагнит делается без сердечника. На рис.2.13 схематически показан ферритовый фазовращатель с поперечным подмагничиванием без сердечника. Продольный проводник, по которому пропускается импульс тока, создает азимутальное магнитное поле. Феррит выполняется в виде цилиндра прямоугольной или круглой формы с отверстием по оси для продольного проводника и вставляется в волновод с волной  $H_{10}$  (на рис.2.13 волновод показан пунктиром). Азимутальное магнитное поле намагничивает левую и правую половины ферритового цилиндра полем противоположного направления, что усиливает эффект влияние феррита на фазовую скорость электромагнитной волны.

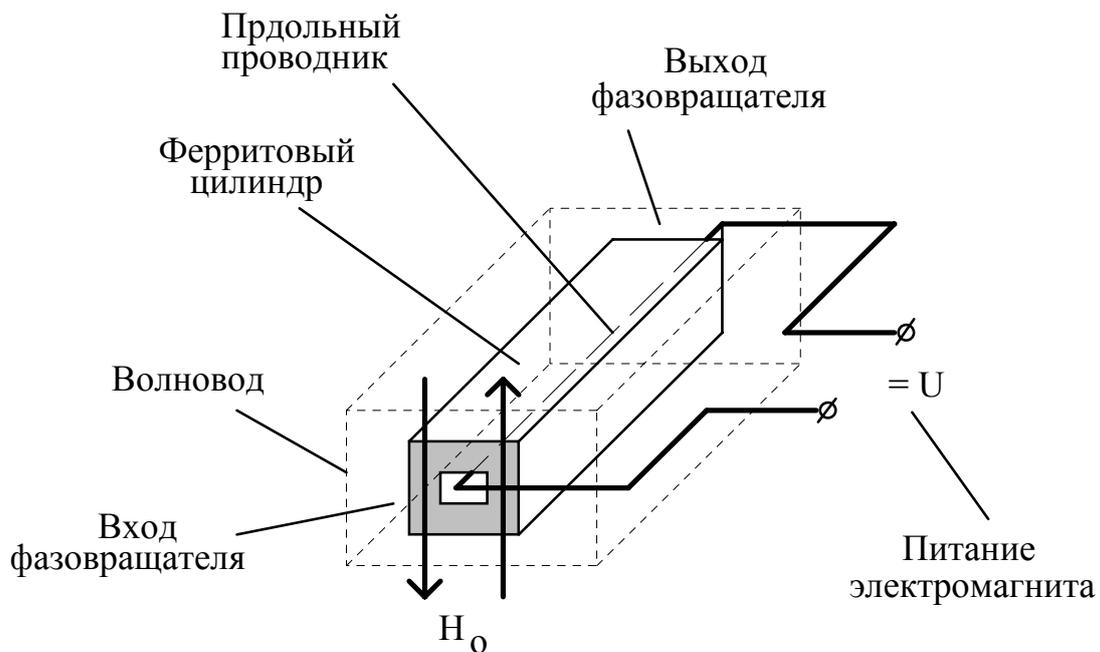


Рис.2.13. Ферритовый фазовращатель

#### 2.4. Влияние дискретности управления фазовым распределением на параметры решетки

В результате дискретности управления фазовым распределением на раскрыве решетки фазовое распределение отличается от требуемого линейного. На рис.2.14 показано линейное фазовое распределение в линейной решетке  $\Psi(n) = \Phi_0(n-1)$ , где  $\Phi_0$  - разность фаз между соседними излучателями, обеспечивающее отклонение главного максимума диаграммы направленности решетки на угол  $\Theta_m$ ,  $n$  - номер излучателя. Точками на оси абсцисс показаны места расположения излучателей решетки. Излучатели занумерованы цифрами 1,2,3,4,5...n...N. По оси ординат отложено значение фазы  $\Psi(n)$ . Горизонтальные сплошные линии проведены на уровнях, кратных дискрету управления фазой  $\delta\phi$ . За счет дискретности управления фазой требуемая фаза в каждом излучателе округляется до ближайшего значения, кратного величине  $\delta\phi$ . Полученное таким образом фазовое распределение  $\Psi_0(n)$  получается ступенчатым и показано жирной линией на рис.2.14.

Поскольку каждый фазовращатель дает значение фазы в интервале  $0 - 2\pi$ , при превышении требуемой фазы в излучателе значения  $2\pi$  производится так называемый сброс фазы, т.е. уменьшение фазы на  $2\pi$ . Сброс фазы не влияет на диаграмму направленности решетки, но ухудшает диапазонные свойства решетки.

На рис.2.14 не учтен сброс по фазе на  $2\pi$ . Линейное и ступенчатое фазовые распределения с учетом сброса по фазе и при  $\delta\phi = \pi$  показаны на рис.2.15.

Из рис.2.14 и 2.15 следует, что излучатели возбуждаются по фазе с ошибкой  $\Delta\phi = \Psi(n) - \Psi_0(n)$ , которая показана на рис.2.14 (заштрихована). От

излучателя к излучателю ошибка  $\Delta\varphi$  меняется по линейному закону и является периодической. Максимальное значение ошибки равно дискрету  $\delta\varphi$ .

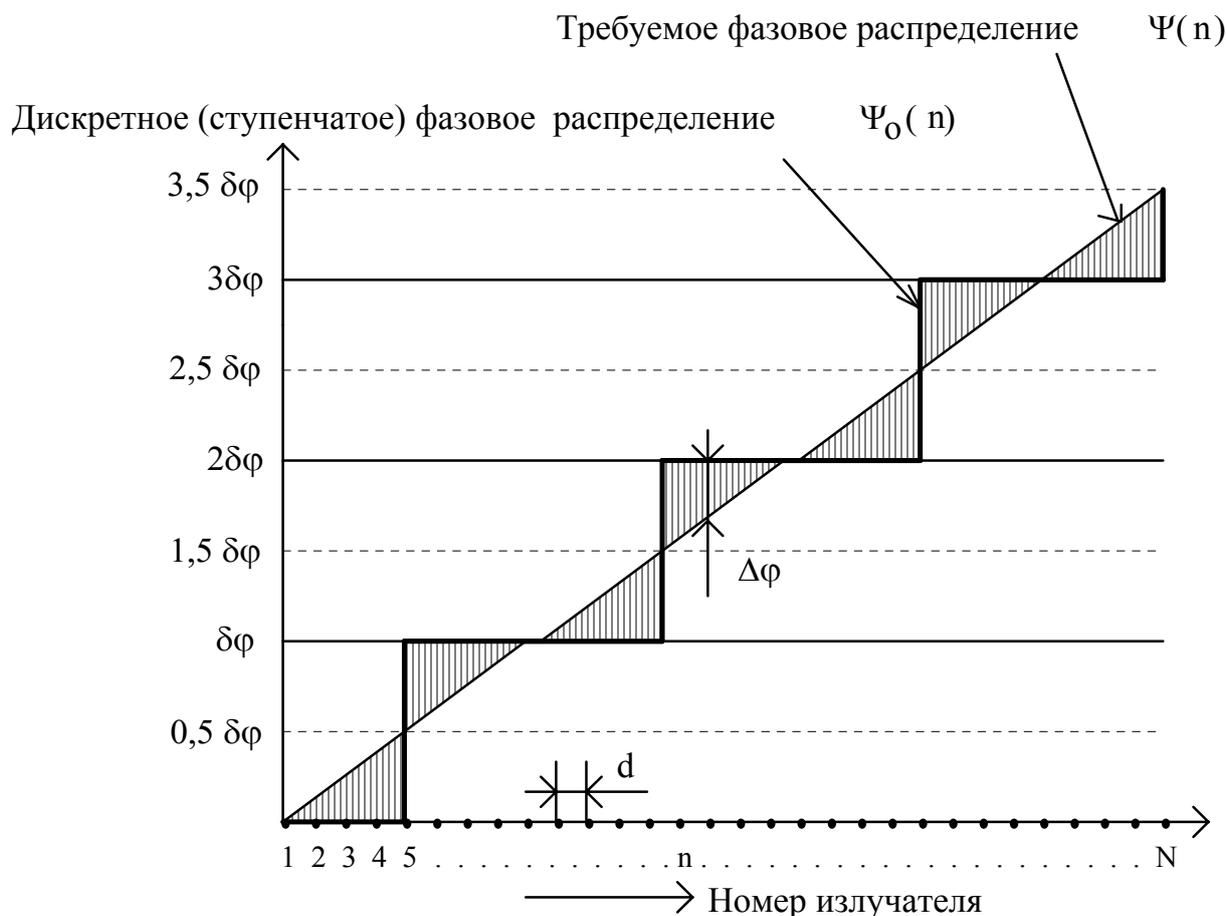


Рис.2.14. Линейное и дискретное фазовые распределения

При дискретном фазовом распределении на решетке образуются зоны. В пределах каждой зоны фазы возбуждения всех излучателей одинаковы, в соседних зонах фазы отличаются на величину дискрета  $\delta\varphi$ . Эти зоны называются подрешетками. Таким образом, при дискретном фазовом распределении решетка как бы разбивается на синфазные подрешетки. В системе подрешеток фазовое распределение линейное.

Между соседними излучателями должно выполняться условие единственности главного максимума  $d < \lambda$ . Но в каждую подрешетку может входить несколько излучателей, поэтому между центрами подрешеток расстояние может быть больше  $\lambda$  или намного больше  $\lambda$ . Т.е. в системе подрешеток не выполняется условие единственности главного максимума множителя системы подрешеток. В результате в антенной решетке возрастают боковые лепестки в направлениях побочных главных максимумов системы подрешеток. Уменьшается также КНД решетки.

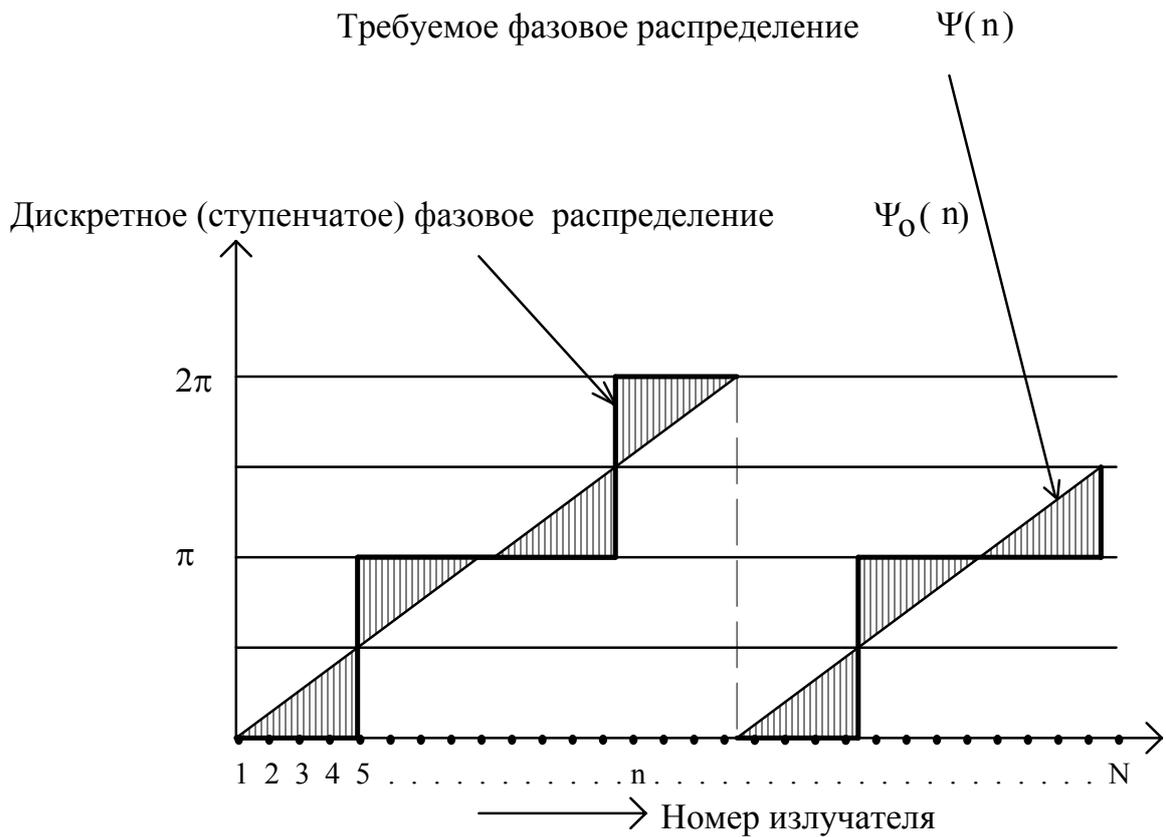


Рис.2.15. Линейное и дискретное фазовые распределения с учетом сброса фазы на  $2\pi$

Чем больше дискрет  $\delta\varphi$ , тем сильнее выражены эти нежелательные эффекты. Вместе с тем, уменьшение дискрета приводит к усложнению фазовращателей, их стоимости. Поэтому обычно используются дискреты  $\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{8}$  и редко  $\frac{\pi}{16}$ .

### 3. АНТЕННЫ КОРОТКИХ, СРЕДНИХ И ДЛИННЫХ ВОЛН

#### 3.1. Общие сведения

Диапазоны коротких ( $10 < \lambda < 100$  м), средних ( $100 < \lambda < 1000$  м) и длинных ( $1000 < \lambda < 10000$  м) волн используются в радиотехнике для организации радиосвязи, радиовещания, в радионавигации, радиолокации, а также в других специального назначения радиотехнических системах. В этом диапазоне, в основном, используются проволочные антенны различных конструкций - вибраторные, рамочные, антенны бегущей волны. В высокочастотной части коротковолнового диапазона используются также зеркальные антенны и антенные решетки из вибраторных антенн.

В низкочастотной части коротковолнового диапазона и особенно на более длинных волнах антенна имеет малые волновые размеры, поэтому вибраторные и рамочные антенны не могут быть сделаны резонансными, так как резонансные размеры получаются неприемлемо большими. Поэтому настройка антенны в резонанс в целях согласования с фидером питания производится с помощью дополнительных конденсаторов и катушек индуктивности, компенсирующих реактивную часть входного сопротивления антенны.

Сопротивление излучения проволочной антенны с малыми волновыми размерами получается низким, сравнимым или меньшим сопротивления потерь в антенне, что ведет к существенному снижению коэффициента полезного действия антенны. Для повышения сопротивления излучения в антенне применяют дополнительные элементы, а для согласования антенны приходится применять трансформаторы сопротивления.

Радиосвязь в указанных диапазонах длин волн осуществляется в условиях сильного влияния поверхности Земли и ионосферы. Это связано с тем, что при малых волновых размерах антенна имеет слабую направленность и облучает поверхность Земли и ионосферу. Влияние условий распространения радиоволн учитывается при конструировании антенн.

В рассматриваемых диапазонах волн поверхность Земли ведет себя как проводник (тангенс угла потерь  $\operatorname{tg} \Delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_a} \gg 1$ , так как частота  $\omega$  низкая). В связи с этим при горизонтальной поляризации за счет влияния Земли главный максимум диаграммы направленности поднят над поверхностью и вдоль горизонта антенна практически не излучает. Поэтому для радиосвязи в длинноволновой части коротковолнового диапазона и на более длинных волнах используются антенны вертикальной поляризации.

В коротковолновой части коротковолнового диапазона используются также антенны с горизонтальной поляризацией, так как на этих волнах поверхность Земли ведет себя как полупроводник.

Рассмотрим некоторые типы проволочных антенн, используемых в указанных диапазонах длин волн.

### 3.2. Вибраторные антенны

Разработано много типов и конструкций вибраторных антенн рассматриваемых диапазонов волн. К ним относятся Г- и Г-образные антенны, симметричные вертикальные и горизонтальные вибраторы, синфазные антенные решетки из симметричных вибраторов и др.

Г- и Г-образные антенны представляют собой несимметричный вибратор, нагруженный на емкостную нагрузку. На рис.3.1 схематически показана Г-образная антенна.

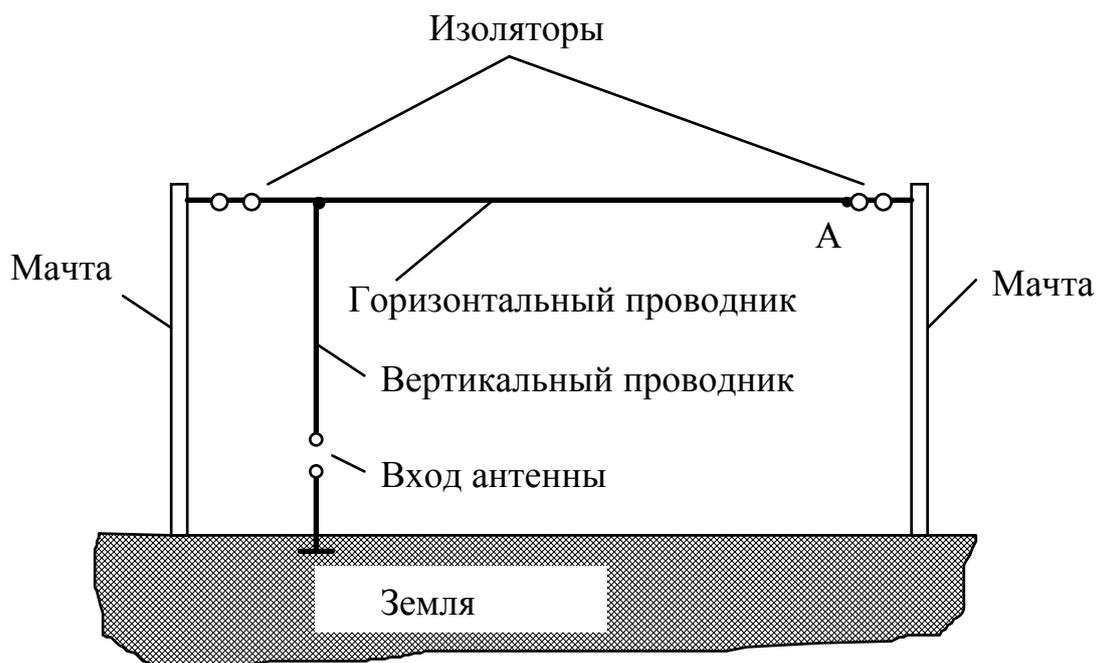


Рис.3.1. Г-образная антенна

Излучающей частью в антенне является вертикальный проводник - вертикальный несимметричный вибратор. Горизонтальный проводник является емкостной нагрузкой антенны. Одна входная клемма подключается к вертикальной части, другая - заземляется.

Длина вертикальной части в диапазоне средних и длинных волн и в длинноволновой части коротковолнового диапазона значительно меньше длины волны. Без горизонтального проводника на конце вертикального проводника ток равен нулю и возрастает ко входу по закону стоячей волны (синусоиды). На длине вертикального проводника укладывается небольшая часть полуволны, поэтому амплитуда тока на входе существенно меньше максимального значения, соответствующего пучности синусоиды, и для излучения заданной мощности необходимо на входе создавать большой ток. Подключение горизонтального проводника относит узел тока на конец горизонтальной части (в точку А на рис.3.1), что ведет к росту сопротивления излучения.

Влияние проводящей поверхности Земли увеличивает вдвое сопротивление излучения, что поясняется рис.3.2, на котором Земля заменена зеркальным изображением антенны. Токи в вертикальных частях реальной антенны и ее зеркального изображения имеют одинаковое направление, а в горизонтальных частях противоположное. Вертикальные части в результате становятся эквивалентными симметричному вибратору, а поля горизонтальных частей реальной антенны и ее зеркального изображения компенсируют друг друга. В результате поле излучения антенны имеет вертикальную по отношению к Земле поляризацию.

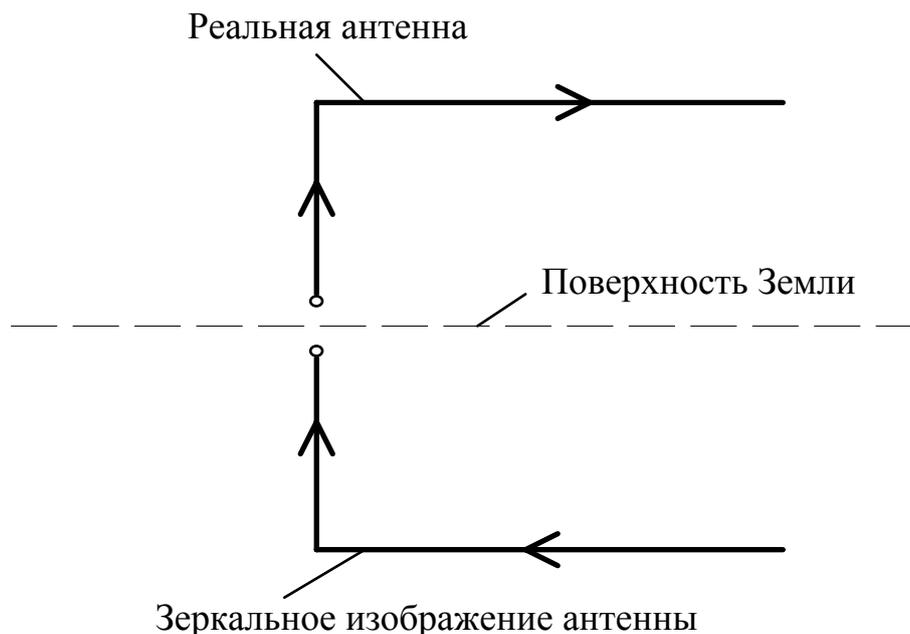


Рис.3.2. Г-образная антенна и ее зеркальное изображение в поверхности Земли

В Т-образных антеннах емкостная нагрузка выполняется в виде горизонтального проводника, к центру которого подключен вертикальный проводник, что показано на рис.3.3 (на рисунке не показаны опорные мачты, изоляторы, а Земля показана в виде заземления).

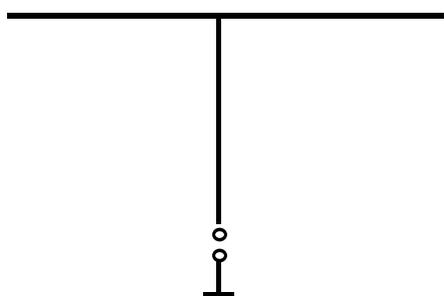


Рис.3.3. Т-образная антенна

Емкостная нагрузка может быть более развитой - в виде системы горизонтальных или наклонных проводников (зонтичные антенны).

К системе горизонтальных проводников может подключаться несколько вертикальных. Один из них в нижней части является одной из входных клемм антенны, другие в нижней части заземляются через катушки индуктивности.

Рассмотренные варианты антенн являются разновидностью несимметричного вибратора (вертикальный провод) над экраном (поверхностью Земли). В диапазоне коротких волн используются

также вертикальные симметричные вибраторы. Пример такой антенны схематически поясняет рис.3.4. Элементами вибратора являются оттяжки мачты. На рис.3.4 точками показаны входные клеммы вибратора (точки А и В), кружочками - изоляторы. Антенна питается от двухпроводной (или экспоненциальной) линии, идущей от передатчика, расположенного на поверхности Земли.

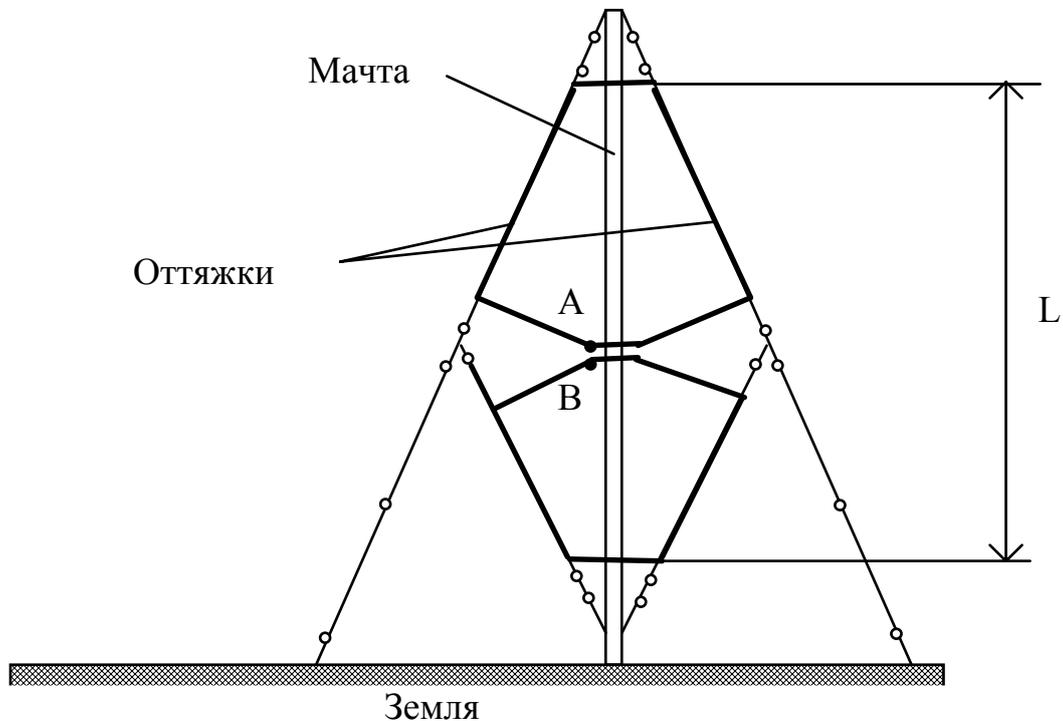


Рис.3.4. Вертикальный симметричный вибратор коротковолнового диапазона

Та часть оттяжек и других проводников, образующих плечи вибратора, выделены на рис.3.4 жирными линиями. Длина вибратора  $L$  делается резонансной.

Увеличение поперечных размеров вибратора, показанного на рис.3.4, позволяет улучшить диапазонные свойства антенны по сравнению с вибратором из тонких вертикальных проводников.

Описанные кратко вибраторные антенны используются как передающие и приемные.

В качестве передающих антенн коротковолнового диапазона используются синфазные антенные решетки. На рис.3.5 схематически показана антенная решетка из симметричных горизонтальных вибраторов, в которой 4 столбца и 5 строк (экран в решетке не показан). Система распределения мощности выполнена на двухпроводной линии как параллельно-параллельная. Между столбцами и строками расстояние равно половине рабочей длины волны. Поэтому для синфазного возбуждения столбцов и строк между соседними столбцами и строками двухпроводная линия перекрещивается.

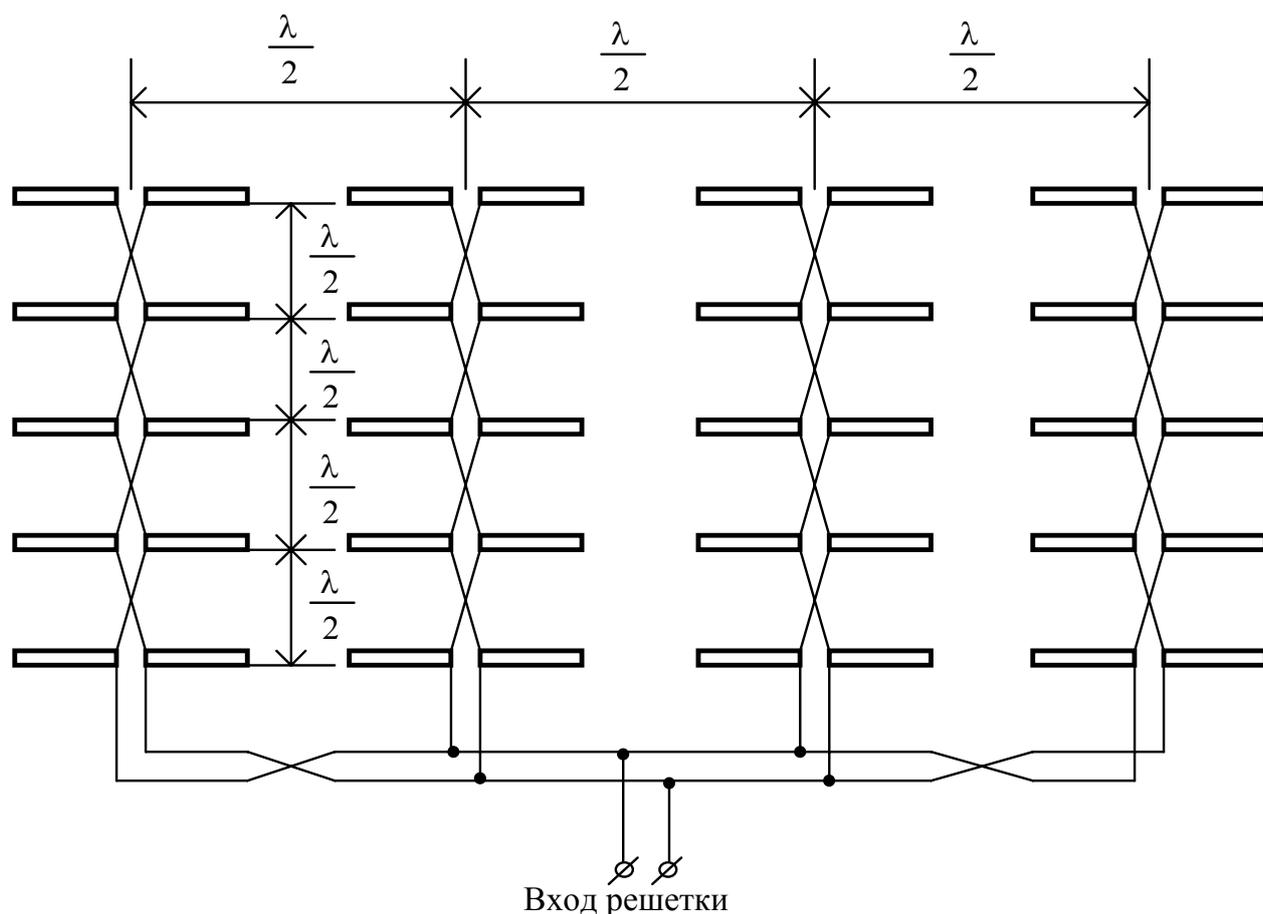


Рис.3.5. Антенная решетка из симметричных вибраторов

### 3.3. Рамочные антенны

В рассматриваемых диапазонах волн в качестве приемных антенн используются рамочные антенны с длиной периметра рамки, значительно меньшей длины волны. В такой рамке распределение амплитуд и фаз тока на практически равномерно, поэтому главный максимум диаграммы направленности ориентирован перпендикулярно оси рамки. На рис.3.6 показаны круглая рамка, возбуждаемая в разрыве, направление и распределение тока в рамке в режиме передачи в какой-то момент времени.

Как видно, в любых двух диаметрально противоположных элементах рамки токи имеют противоположное направление. Поэтому поля их в направлении оси рамки (оси  $Z$  на рис.3.5) компенсируют друг друга. В плоскости  $XY$  (плоскости рамки) разность расстояний от указанных элементов рамки до точки наблюдения в дальней зоне максимально и отличается на величину диаметра рамки  $D$ . Поэтому в этой плоскости диаграмма направленности имеет максимум. Объемная диаграмма направленности представляет собой тороид. Ось тороида совпадает с осью рамки, что показано на рис.3.7 (показана половина тороида - дальняя от читателя). В плоскости  $XY$  рамка не направлена. В плоскости, содержащей ось  $Z$  (плоскость  $\varphi = \text{const}$ ), диаграмма направленности описывается выражением  $F(\theta) = \sin \theta$ .

Распределение амплитуды и фаза тока в рамке

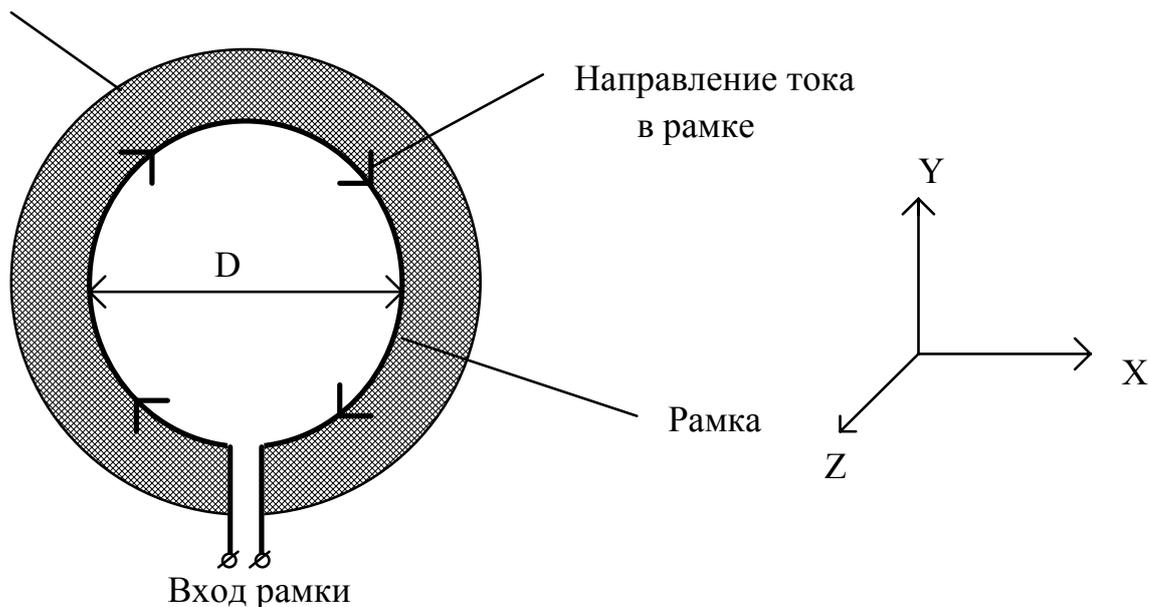
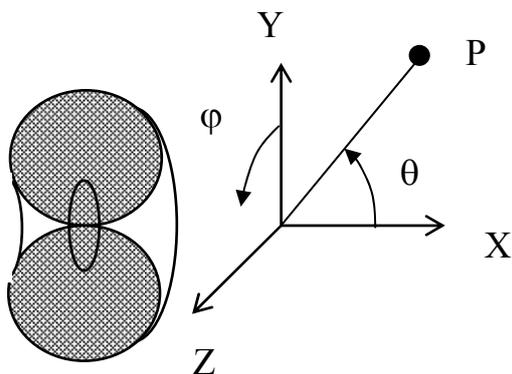


Рис.3.6. Рамочная антенна

На рис.3.7 показана точка P в дальней зоне и ее угловые координаты  $\varphi, \theta$ . Такая рамка является магнитным диполем. Плоскость E - это плоскость XY, плоскость H - плоскость  $\varphi = \text{const}$ .



В режиме приема электродвижущая сила (ЭДС), наводимая в рамке, определяется в соответствии с законом электромагнитной индукции Фарадея выражением:

$$e = - \frac{d}{dt} \int_s \mu_a H \cdot dS, \quad (3.1)$$

Рис.3.7. Диаграмма направленности рамочной антенны

где  $\mu_a$  - абсолютная магнитная проницаемость среды, в которой расположена рамка, H - напряженность магнитного поля принимаемой волны,  $S = \frac{\pi D^2}{4}$  - площадь рамки.

Из (3.1) следует, что чем больше напряженность магнитного поля принимаемой волны в пределах плоскости рамки и магнитная проницаемость  $\mu_a$ , тем больше ЭДС. Для увеличения ЭДС рамка может быть расположена на ферритовом сердечнике, как показано на рис.3.8.

В этом случае рамка выполняется в виде нескольких витков, и индуктивность рамки используется в качестве элемента входного контура радиоприемника.

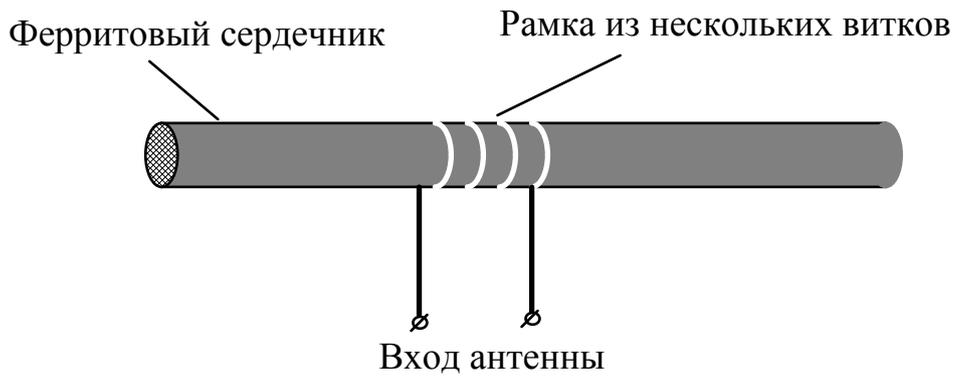


Рис.3.8. Рамочная антенна с ферритовым сердечником

### 3.4. Ромбические антенны

Ромбические антенны используются в диапазоне коротких волн. Конструкция схематически поясняется рис.3.9, где цифрами 1, 2, 3, 4 обозначены опоры, стоящие на поверхности Земли, кружочками - изоляторы.

Излучающий проводник представляет собой двухпроводную линию, но изогнутую в виде ромба. С одной вершины ромба двухпроводная линия возбуждается от вертикально расположенной двухпроводной линии (линии питания), с другой стороны - нагружена на активное сопротивление  $R$ , равное волновому сопротивлению излучающей ромбической двухпроводной линии.

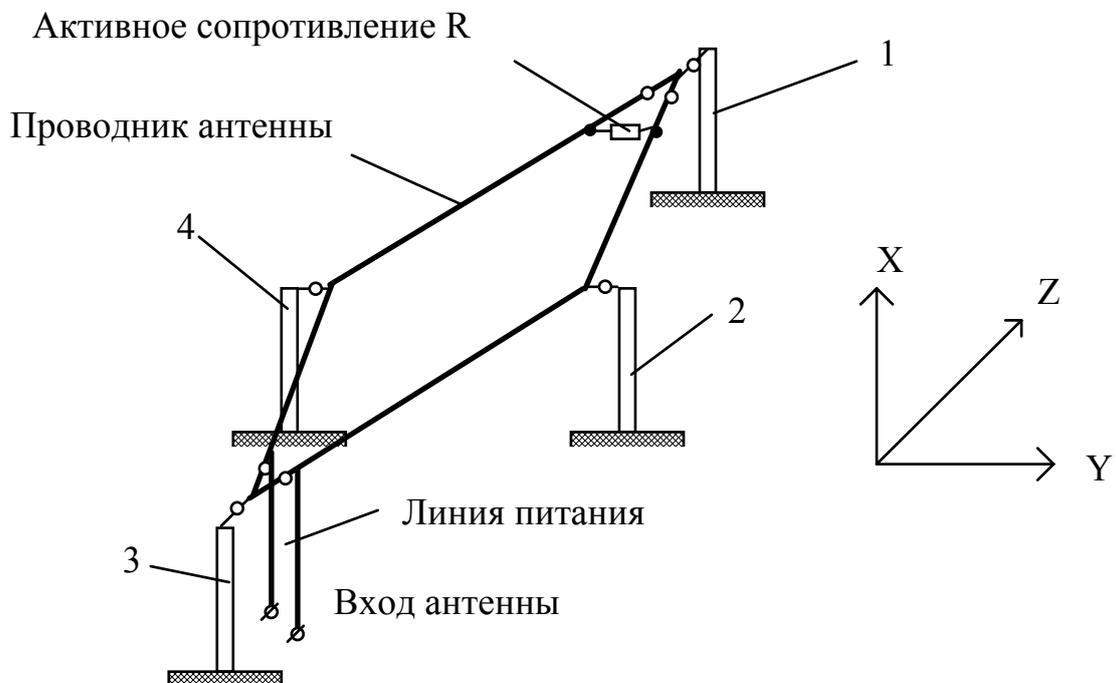


Рис.3.9. Ромбическая антенна

Плоскость ромба параллельна поверхности Земли (ромб лежит в плоскости YZ на рис.4.7, ось X - перпендикулярна поверхности Земли).

Благодаря нагрузке излучающей двухпроводной линии на сопротивление R в линии устанавливается режим бегущей волны тока.

Поляризация антенны горизонтальная по отношению к поверхности Земли, максимум диаграммы направленности ориентирован вдоль оси Z. Рассмотрим принцип работы антенны.

Излучающий проводник в виде ромба состоит из 4 сторон. Длина каждой стороны равна L. От клемм возбуждения в сторону нагрузочного сопротивления R распространяется бегущая волна тока. Вследствие этого каждая сторона ромба представляет собой линейную антенну с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением. Фазовая скорость волны тока немного меньше скорости света в свободном пространстве за счет конечной проводимости проводника антенны. Поэтому коэффициент замедления волны тока  $K_3$  больше единицы, но незначительно ( $K_3 \approx 1,005-1,01$ ). Элементарным излучателем прямолинейного проводника является диполь Герца. На рис.3.10 показан прямолинейный излучающий проводник длиной L с бегущей волной тока (вектор фазовой скорости волны тока направлен вдоль оси проводника слева направо).

Ранее было показано [3], что при коэффициенте замедления  $K_3 > 1$  множитель  $F_c(\theta)$  системы имеет максимум, ориентированный вдоль оси антенны, и определяется выражением

$$F_c(\theta) = \left| \frac{\sin \Psi}{\Psi} \right|, \quad (3.2)$$

где

$$\Psi = \frac{\pi L}{\lambda} (K_3 - \cos \theta). \quad (3.3)$$

Диполь Герца имеет диаграмму направленности  $F_1(\theta) = \sin \theta$ . В выражении (3.3) угол  $\theta$  отсчитывается от оси проводника, как показано на рис.3.10.

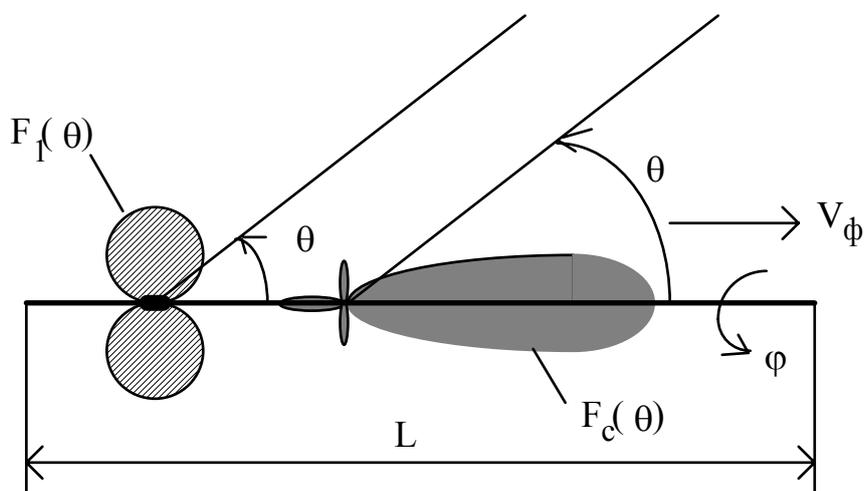


Рис.3.10. Излучающий прямолинейный проводник

На рис.3.10 показан множитель системы  $F_c(\theta)$  - зачернен, диаграмма направленности диполя Герца - заштрихована. Диаграмма направленности проводника  $F(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_c(\theta)$  в плоскости  $\varphi = \text{const}$  показана на рис.3.11. Так как диаграмма направленности  $F(\theta)$  не зависит от угла  $\varphi$ , пространственная диаграмма направленности представляет собой конус с максимумом, ориентированным под углом  $\Theta_m$  по отношению к оси проводника. Плоскостью Е является плоскость, в которой лежит проводник, т.е.  $\varphi = \text{const}$ , плоскость Н перпендикулярна оси проводника.

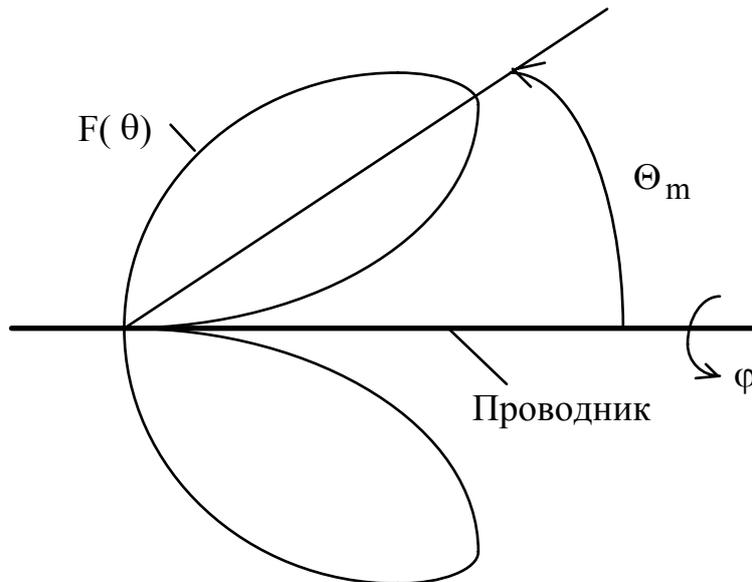


Рис.3.11. Диаграмма направленности проводника

На рис.3.12 показана ромбическая антенна в плане и диаграмма направленности каждой стороны ромба в виде двух лепестков  $a$  и  $b$ . Длина каждой стороны ромба и угол  $\alpha$  при вершине ромба выбираются так, чтобы лепестки  $a$  каждой стороны были ориентированы вдоль оси ромба (оси Z), а поля в направлении оси ромба в этих лепестках складывались с одинаковыми фазами.

В результате получается диаграмма направленности антенны такой, как показано на рис.3.13.

Более подробно принцип работы и методика расчета ромбической антенны изложен в [18].

Разработан также ряд других антенн для применения в диапазонах коротких, средних и волн. Информацию о них можно найти в книгах [6, 7, 14, 18 - 22].

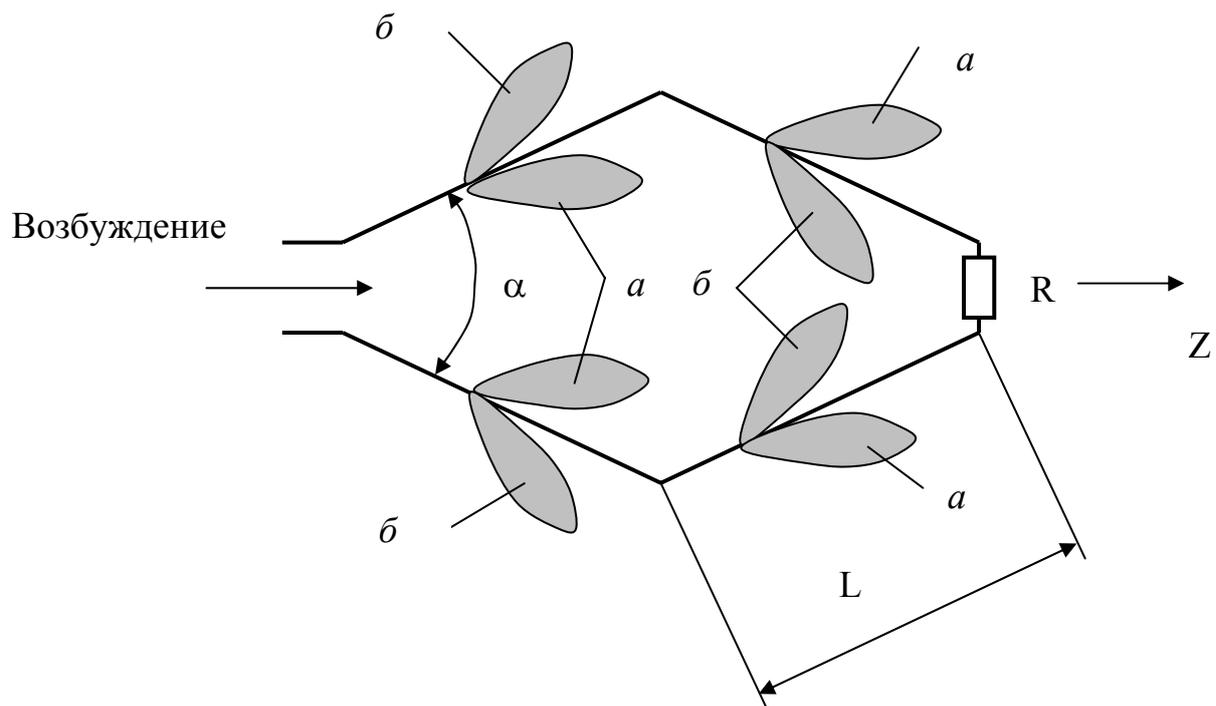


Рис.3.12. Ромбическая антенна в плане

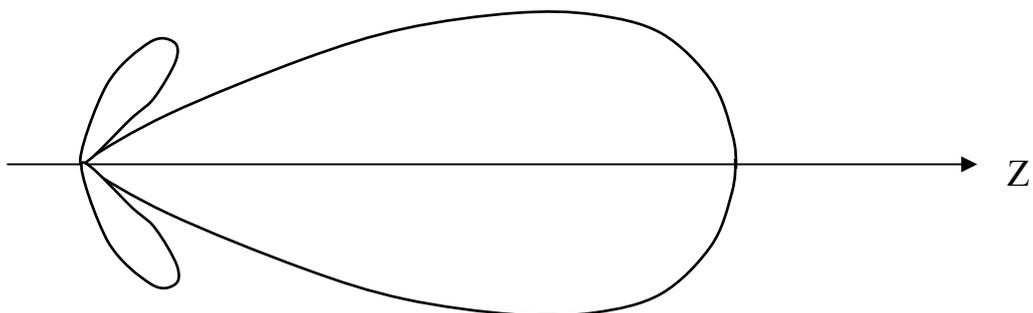


Рис.3.13. Диаграмма направленности ромбической антенны

## Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1988.
2. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975.
3. Юрцев О.А. Элементы общей теории антенн. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ". Ч 1. – Мн.: БГУИР, 1997.
4. Антенные системы радиоэлектронных средств. / Под общей редакцией Г.В.Хохлова. – М.: Воениздат, 1978 .
5. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988.
6. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. – М.: Связь, 1977.
7. Лавров А.С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь, 1974.
8. Вычислительные методы в электродинамике. / Под ред. Р.Митры. – М.: Мир, 1977.
9. Коган С.Х. Распространение волн вдоль бесконечной спирали. // ДАН СССР. – 1949. – Т 66. - № 5.
10. Шестопапов В.П., Булгаков А.А., Булгаков Б.М. Теоретическое и экспериментальное исследование спирально-диэлектрических антенн. // Радиотехника и электроника. – 1961. – Т.6. - № 7.
11. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. – М.: Радио и связь, 1974.
12. Kraus J.D. The helical antenna. // Proc. IRE. – 1949. – V.37. - № 3.
13. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ". Ч 2. – Мн.: БГУИР, 2001.
14. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. – М.: Энергия, 1966.
15. Сверхширокополосные антенны. Пер. с англ. – М.: Мир, 1968.
16. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1981.
17. СВЧ – Полупроводниковые приборы и их применение. // Под ред. Г.Уотсона. Пер. с англ. – М.: Мир, 1972.
18. Айзенберг А.З. Коротковолновые антенны. – М.: Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1962.
19. Надененко С.И. Антенны. – М.: Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1959.
20. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио, 1961.
21. Никольский В.В. Антенны. – М.: Связь, 1966.
22. Крчержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь, 1989.

Св. план 2001. поз. 18 (вед.)

Учебное издание

Юрцев Олег Анатольевич

Антенны бегущей волны, антенные решетки,  
антенны коротких, средних и длинных волн

Методическое пособие  
по курсу "Антенны и устройства СВЧ"  
для студентов специальности "Радиотехника"  
В 3-х частях  
Часть 3

Редактор Н.А. Бебель

---

Подписано в печать

Бумага

Уч. - изд.л. 5,3

Печать офсетная

Тираж 200 экз.

Формат 60 × 84 1/16

Усл. печ. л.

Заказ

---

Учреждение образования «Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Отпечатано в БГУИР. Лицензия ЛП № 156. 220013, Минск, П.Бровки, 6