

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ

8.1. Назначение. Принцип работы

Диэлектрические стержневые антенны относятся к антеннам бегущей волны с замедленной фазовой скоростью ($v_{\phi} < c$). Они применяются на границе сантиметрового и дециметрового диапазонов волн в полосе частот от 2 до 10 ГГц.

На рис. 8.1 приведена наиболее типичная схема диэлектрической стержневой антенны. Она представляет собой диэлектрический стержень 1, возбуждаемый круглым волноводом 2 с возбудителем 3 и питающим фидером 4. В зависимости от требований, предъявляемых

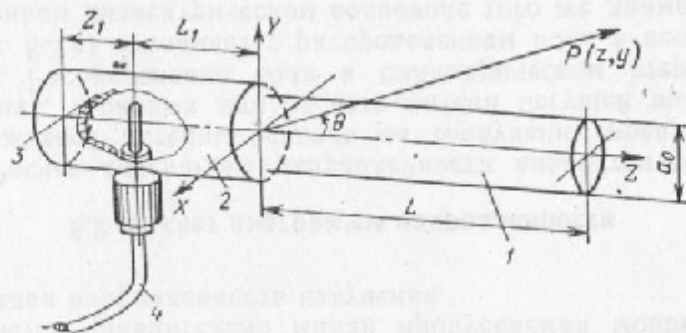


Рис. 8.1. Диэлектрическая стержневая антенна:

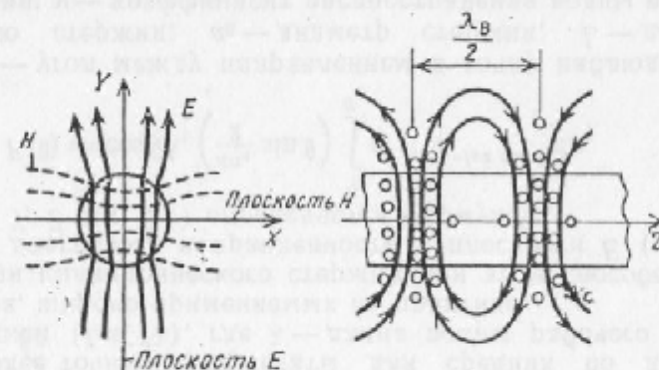
1 — диэлектрический стержень; 2 — возбуждающее устройство; 3 — возбудитель; 4 — питающий фидер.

к антенне, поперечное сечение стержня, возбудитель и его питание могут изменяться. Наиболее часто используются цилиндрические и конические стержни.

Диэлектрический стержень антенны можно рассматривать как отрезок диэлектрического волновода. Из теории диэлектрических волноводов известно, что в них могут распространяться как симметричные, так и несимметричные волны [ЛО 1], [ЛО 13]. Волны симметричного

типа, как правило, не используются в диэлектрических стержневых антеннах, так как вследствие осевой симметрии они не излучают вдоль оси стержня. Основной волной, используемой с этой целью, является несимметричная волна типа HE_{11} .

Распределение поля волны HE_{11} дано на рис. 8.2. В отличие от волны типа H_{11} в круглом металлическом волноводе, касательные составляющие электричес-

Рис. 8.2. Распределение поля волны HE_{11} .

кого поля волны к границе диэлектрика отличны от нуля из-за существования поля вне диэлектрического стержня. Следствием этого является наличие продольной составляющей электрического поля волны HE_{11} , объясняющее одновременное существование в диэлектрическом волноводе несимметричных волн типа H и E .

С помощью одного стержня удается формировать диаграммы направленности шириной $2\theta_{0,5} \approx 20^\circ \div 25^\circ$. Для получения более узких диаграмм направленности используются решетки, в которых диэлектрические стержневые антенны являются отдельными излучателями. С учетом направленных свойств излучателей, взаимосвязь между ними и ее влияние на входное сопротивление слабее, чем в решетках, состоящих из вибраторов и щелей, что облегчает настройку и управление решеткой.

Скорость распространения волны вдоль диэлектрического стержня мало зависит от длины волны. Поэтому диэлектрические стержневые антенны широкополосные и их полоса пропускания ограничивается, в основном, диапазоном свойств возбуждающего устройства.

При широкополосном возбуждении она может достигать 40—50%.

Преимуществом диэлектрических антенн является простота конструкции и малые поперечные размеры. Как и у всех антенн типа бегущей волны с замедленной фазовой скоростью, их особенностью является то, что сужение диаграммы направленности происходит за счет увеличения не поперечных размеров антенны, а продольных размеров при малом поперечном. Эта особенность определяет их применение, в частности, в авиационных радиоустройствах.

Недостатком диэлектрических стержневых антенн является сравнительно малая пропускаемая мощность и малая направленность излучения.

8.2. Расчет диаграммы направленности

Расчет диаграммы направленности диэлектрической стержневой антенны основан на следующих предположениях, типичных для расчета антенн бегущей волны:

1. Распределение поля в цилиндрическом стержне (рис. 8.3,а) совпадает с распределением поля в неограниченном диэлектрическом волноводе того же диаметра.

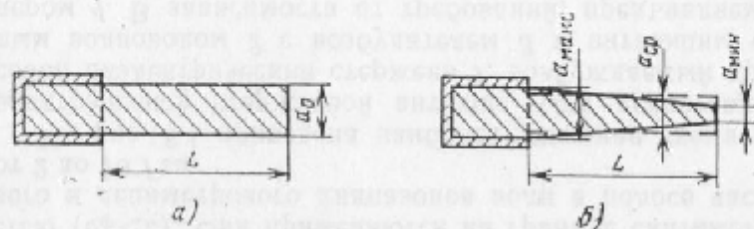


Рис. 8.3. Размеры цилиндрического и конического стержней.

2. Волна, распространяющаяся вдоль цилиндрического стержня, является волной с замедленной фазовой скоростью, которая не изменяется по длине стержня.

3. Фазовая скорость распространения волны вдоль конического стержня (рис. 8.3,б) остается постоянной и совпадает с фазовой скоростью волны в эквивалентном цилиндрическом стержне среднего диаметра

$$a_{\text{ср}} = \frac{1}{2} (a_{\max} + a_{\min}),$$

где a_{\max} — максимальный диаметр стержня; a_{\min} — минимальный диаметр стержня.

4. Волной, отраженной от конца стержня, пренебрегают.

Перечисленные предположения упрощают картину явлений, происходящих в диэлектрических стержневых антеннах и позволяют определить распределение поля в диэлектрическом стержне. В действительности, отражения, возникающие при распространении волны в стержне, искажают это распределение. Однако эти искажения при правильном выборе размеров стержня невелики и при расчете диаграммы направленности антенны поле в стержне в режиме бегущей волны принимается за основу.

Известно несколько способов расчета диаграммы направленности [ЛО 1, Л 13, Л 1, Л 2], в которых механизм излучения антенны представляется либо как излучение эквивалентными поверхностными токами на стержне, либо как излучение токов смещения (поляризации) в объеме стержня.

В каждом способе используются различные упрощения в формулах для вычисления диаграммы направленности, что делает ее расчет приближенным. Расчет излучения объемных токов смещения позволяет получить наиболее точные результаты для средних по длине стержней ($L \leq 6\lambda$), где λ — длина волны рабочего диапазона, широко применяемых на практике.

Для цилиндрического стержня при этом способе расчета диаграмма направленности в плоскости E (плоскость Y, Z рис. 8.1) определяется формулой

$$F(\theta) = \cos \theta \Lambda_1 \left(\frac{\kappa a_0}{2} \sin \theta \right) \int_0^L e^{-i\gamma z} e^{-i\kappa z \cos \theta} dz, \quad (8.1)$$

где θ — угол между направлением в точку наблюдения и осью стержня; a_0 — диаметр стержня; L — длина стержня; γ — коэффициент распространения волны вдоль стержня (рис. 8.4); Λ_1 — лямбда-функция; $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Выражение (8.1) характерно для диаграммы направленности линейной антенны с непрерывным распределением излучающих элементов, в которых распределение токов по длине антенны изменяется по закону бегущей волны. Оно состоит из трех множителей.

Первый множитель $F_1(\theta) = \cos \theta$ характеризует влияние на диаграмму направленности одиночного элемента тока. Второй множитель $F_2(\theta) = A_1 \left(\frac{\kappa a_0}{2} \sin \theta \right)$ — влияние поперечного размера стержня. Последний множитель $F_3(\theta) = \int_0^L e^{-j\gamma z} e^{-j\kappa z \cos \theta} dz$ описывает влияние продольного разме-

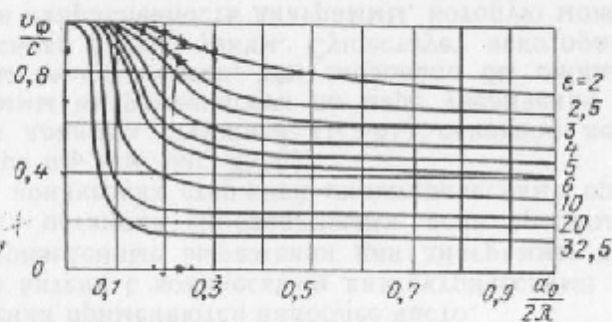


Рис. 8.4. Зависимость фазовой скорости волны в диэлектрическом волноводе $\frac{v_\phi}{c}$ от a_0 и ϵ .

ра стержня и является групповой характеристикой направленности антенны.

Множитель $F_1(\theta) = \cos \theta$ для диаграммы направленности в плоскости E мало сказывается на ее форме. В плоскости H (плоскость X, Z рис. 8.1) этот множитель отсутствует и диаграмма направленности несколько шире, чем в плоскости E . Поведение множителя $F_2(\theta)$ в зависимости от диаметра стержня приведено на рис. 8.5, из которого следует, что влияние поперечного размера делается заметным лишь при $a_0 \geq 2\lambda$, при $a_0 \leq \lambda$ этим влиянием можно пренебречь.

Множитель $F_3(\theta)$ оказывает определяющее влияние на диаграмму направленности. Поскольку излучение антенны связано с потерей энергии в стержне, следует предположить затухание волны, которое можно выразить комплексным коэффициентом распространения $\gamma = \beta - j\alpha$ в (8.1). Для малого затухания

$$\alpha \ll (\beta - \kappa)$$

можно считать, что

$$F_3(\theta) = \frac{\sin b}{b} + j \frac{c_1}{b} \left\{ \frac{\sin b}{b} - \cos b \right\}, \quad (8.2)$$

где $b = \frac{\kappa L}{2} (\gamma - \cos \theta)$; α — коэффициент затухания; β — коэффициент фазы; $\gamma = \frac{c}{v_\phi} = \frac{\beta}{\kappa}$ — коэффициент замедления; $c_1 = \frac{1}{2} \alpha L$.

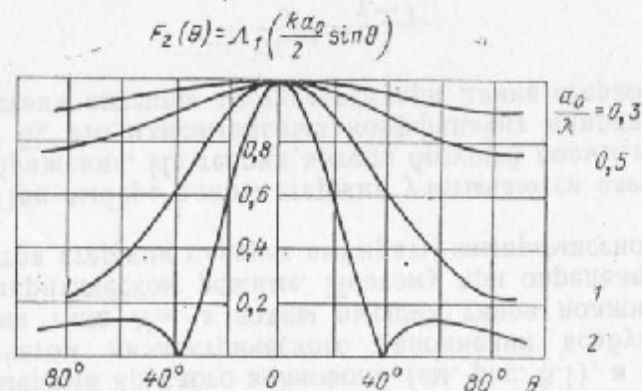


Рис. 8.5. Зависимость характеристики направленности $F_2(\theta)$ антенны от $\frac{a_0}{\lambda}$.

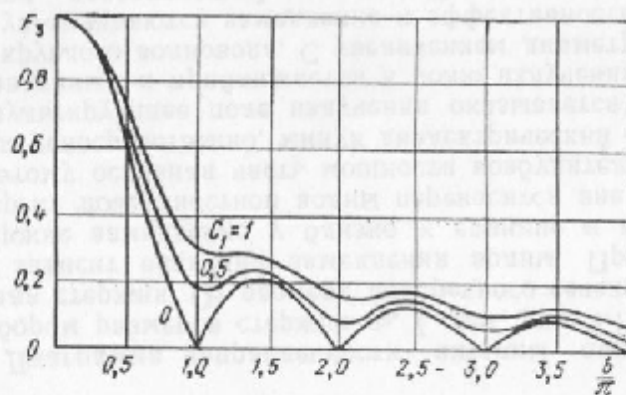


Рис. 8.6. Характеристика направленности F_3 антенны для различных значений коэффициента c_1 .

На рис. 8.6 приведен множитель F_3 в зависимости от величины b для некоторых значений c_1 . Для диаграммы направленности представляют интерес лишь те значения b , которые ограничены величинами:

$$b_{\min} = \frac{\kappa L}{2} (\gamma - 1) \quad \text{при } \theta = 0^\circ;$$

$$b_{\max} = \frac{\kappa L}{2} (\gamma + 1) \quad \text{при } \theta = 180^\circ.$$

В приближении пренебрежимо малого затухания волны в стержне из (8.2) можно получить выражение

$$F_3(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{\kappa L}{2} (\gamma - \cos \theta) \right]}{\frac{\kappa L}{2} (\gamma - \cos \theta)}, \quad (8.3)$$

которому соответствует предельная кривая $c_1 = 0$ рис. 8.6.

Способ расчета диаграммы направленности антенны на основе выражения (8.2) дает удовлетворительные результаты для длин стержней, не превышающих $(4+6)\lambda$. Экспериментальные результаты показывают, что при оценке величины затухания волны, распространяющейся в стержне $a_0 = (0,3+0,5)\lambda$ и $\epsilon = 2,5$, следует выбирать $c_1 = 0,5$. Обычно, такие стержни из конструктивных соображений применяются наиболее часто.

Для антенн с коническими диэлектрическими стержнями приведенные выражения для диаграммы направленности остаются справедливыми, если предположить замену конических стержней цилиндрическими среднего диаметра $a_{\text{ср}}$ (см. рис. 8.3,б).

Для длинных стержней ($L > 8\lambda$) основной лепесток диаграммы направленности по мере увеличения длины антенны не становится, как следовало бы ожидать из (8.3), сколь угодно узким. Существует некоторая предельная направленность диаграммы, которую можно получить для выбранных a_0 и ϵ стержня. При этих длинах диэлектрический стержень является волноводом, переносящим поверхностную волну к его концу, с которого происходит излучение, как с эквивалентного плоского раскрыва. Размер раскрыва, образованного радиальным распределением поля поверхностной волны, оказывается больше, чем диаметр стержня, и диаграмма более направленной. Однако длинные стержни не нашли широкого практического применения.

8.3. Расчет размеров антенны

Диаграмма направленности антенны определяется выбором размеров стержня a_0 , L (см. рис. 8.1) и материала стержня. От размера поперечного сечения стержня зависит величина замедления волны. При тонком стержне замедление γ близко к единице и почти вся энергия поверхностной волны переносится вне стержня. Поэтому основная часть мощности возбуждателя излучается непосредственно, минуя диэлектрический стержень. Результирующее поле излучения оказывается слабонаправленным и приближается к полю излучения раскрыва круглого волновода. С увеличением диаметра стержня увеличиваются замедление и эффективность возбуждения поверхностной волны. Однако при толстом стержне из-за значительного замедления волны растут нежелательные отражения от конца стержня, которые искажают структуру поля в нем, искажают диаграмму направленности и делают ее расчет по формуле (8.2) недостоверным. Диаметр стержня, кроме того, ограничен размерами круглого волновода (см. рис. 8.1), в котором с учетом диэлектрического заполнения возбуждается волна типа H_{11} , а волны высших типов должны быть в закрытом режиме. Поэтому при определении диаметра стержня следует выбирать компромиссное решение.

При выборе длины стержня учитываются следующие соображения. Из теории антенн бегущей волны известно [ЛО 5], что максимальный коэффициент направленного действия антенны достигается при длине стержня, равной

$$\frac{2L_{\text{опт}}}{\lambda} = \frac{1}{\gamma - 1}. \quad (8.4)$$

Такую антенну называют оптимальной. При заданном коэффициенте замедления γ , который зависит от выбора диаметра a_0 и ϵ материала диэлектрического стержня из (8.4), можно определить оптимальную длину антенны. Характер изменения множителя F_3 диаграммы направленности (8.3) антенны в зависимости от ее длины L приведен на рис. 8.7. Для длины стержня, меньшей оптимальной, характерно увеличение ширины основного лепестка диаграммы и уменьшение уровня боковых лепестков. Если длина стержня незначительно превышает оптимальную, то основной лепесток диаграммы сужа-

ется, но быстро растет уровень боковых лепестков. Дальнейшее увеличение длины стержня может привести к раздвоению основного лепестка диаграммы.

Расчет антенны начинается с выбора материала диэлектрического стержня. Выбор диэлектрика зависит от величины ϵ , тангенса угла потерь и конструктивных со-

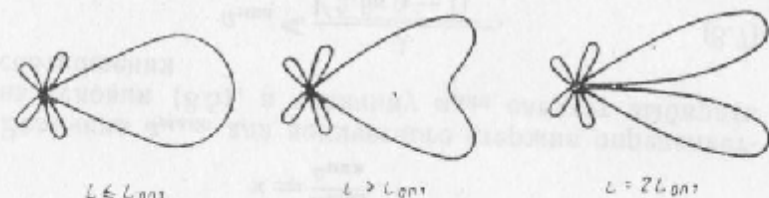


Рис. 8.7. Изменение диаграммы направленности антенны в зависимости от длины стержня L .

ображений. Для некоторых типов диэлектриков эти величины приведены в табл. 8.1. На практике обычно применяется полистирол с $\epsilon = 2,5 \div 2,56$. Диаметр цилиндри-

Таблица 8.1

Характеристики некоторых диэлектрических материалов

Температура, °C	Полиэтилен		Полистирол		Фторопласт	
	21	80	25	80	23	100
Диэлектрические потери, $\text{tg } \delta$	На частотах 10^2 гц					
	0,0005	0,0005	0,0001	0,0009	0,0005	0,0010
	На частотах 10^{10} гц					
Диэлектрическая проницаемость	2,25	2,25	2,56	2,54	2,1	2,04
	На частотах 10^2 гц					
	2,25	2,20	2,54	2,53	2,08	2,04

ческого стержня, заполняющего круглый волновод (см. рис. 8.1), выбирается из соотношения

$$a_0 \leq \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\epsilon - 1)}} \quad (8.5)$$

При частичном заполнении круглого волновода диэлектриком величина a_0 выбирается из условия существования в незаполненном волноводе волны типа H_{11} . Для выбранного диаметра стержня a_0 и диэлектрической проницаемости ϵ из рис. 8.4 определяется величина замедления γ поверхностной волны, распространяющейся вдоль стержня. Как правило, величина $\gamma = 1,1 \div 1,4$. Длина стержня выбирается оптимальной из условия (8.4). Величина γ менее 1,1 может привести к чрезмерной

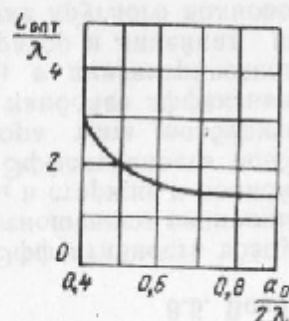


Рис. 8.8. Зависимость оптимальной длины стержня $L_{\text{опт}}$ от диаметра a_0 .

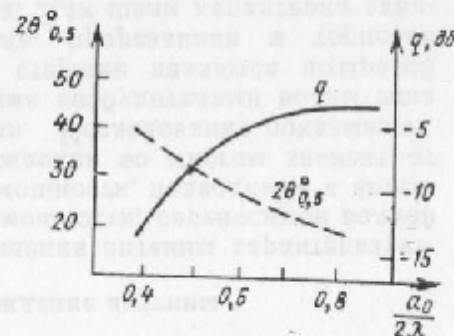


Рис. 8.9. Зависимость ширины диаграммы направленности $2\theta_{0,5}^0$ и уровня боковых лепестков q [дБ] от диаметра стержня $\frac{a_0}{2\lambda}$.

длине L , для которой рассматриваемый метод расчета неоправдлив. Зависимость $L_{\text{опт}}$ от диаметра стержня приведена на рис. 8.8 [Л 3]. Характер зависимости ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности $2\theta_{0,5}^0$ и уровня боковых лепестков q от диаметра стержня при его оптимальной длине приведен на рис. 8.9 [Л 3].

На практике обычно применяются цилиндрические стержни с диаметром $a_0 = 0,3 \div 0,5\lambda$. Для таких стержней диаграмма направленности антенны определяется множителями $F_1(\theta) = \cos \theta$ и $F_3(\theta)$ из рис. 8.6 при $c_1 = 0,5$. Однако, как следует из рис. 8.6, ширина основного лепестка диаграммы направленности $2\theta_{0,5}^0$ весьма мало зависит от величины c_1 . Поэтому при расчете антенны по заданной ширине диаграммы направленности в плоско-

сти E не используется

$$F(\theta) = \cos \theta \frac{\sin \left[\frac{\pi L}{\lambda} (\gamma - \cos \theta) \right]}{\frac{\pi L}{\lambda} (\gamma - \cos \theta)} \quad (8.6)$$

В плоскости H диаграмма направленности оказывается несколько шире, чем в плоскости E , из-за отсутствия множителя $\cos \theta$.

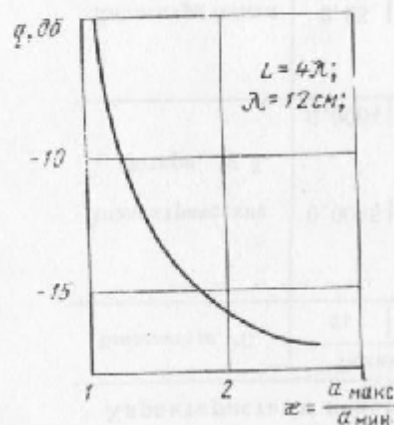


Рис. 8.10. Зависимость ослабления боковых лепестков q [дБ] диаграммы направленности антенны с коническим стержнем от x .

Наряду с цилиндрическими стержнями получили распространение конические стержни (см. рис. 8.3,б). Экспериментальные исследования показывают, что они позволяют получить большее ослабление боковых лепестков диаграммы направленности, чем цилиндрические стержни. Однако длина конических стержней при одинаковой ширине диаграммы направленности больше, чем цилиндрических.

На рис. 8.10 приведена зависимость ослабления боковых лепестков диаграммы

направленности антенны с коническим стержнем в зависимости от соотношения его диаметров

$$x = \frac{a_{\max}}{a_{\min}}$$

Величина a_{\max} для конического стержня определяется из условия (8.5), а величину a_{\min} следует выбирать из соотношения

$$a_{\min} \leq \frac{\lambda}{\sqrt{2,5\pi(\epsilon - 1)}} \quad (8.7)$$

Примером оптимального соотношения диаметров конического полистиролового стержня $\epsilon = 2,5$ являются $a_{\max} = 0,46\lambda$, $a_{\min} = 0,3\lambda$.

Расчет диаграммы направленности антенны с коническим стержнем проводится так же, как и для антенны с цилиндрическим стержнем, при условии замены конического стержня цилиндрическим среднего диаметра.

8.4. К. н. д. и усиление антенны

Коэффициент направленного действия (к. н. д.) диэлектрической стержневой антенны оптимальной длины в осевом направлении вычисляется по формуле

$$D = (7 + 8) \frac{L}{\lambda} \quad (8.8)$$

Формула (8.8) характерна для к. н. д. антенны бегущей волны с равномерным непрерывным распределением элементарных диполей по оси антенны, которая является приближенной моделью диэлектрической стержневой антенны.

К. н. д. антенны можно вычислить также по известной ширине диаграммы направленности в плоскости E и H .

Коэффициент усиления антенны зависит от величины тепловых потерь в диэлектрическом стержне, которые обычно пренебрежимо малы. Поэтому величину коэффициента усиления антенны можно считать равной величине к. н. д.

8.5. Возбуждение антенны

Эффективность возбуждения антенны характеризуется отношением величины мощности, переносимой волной HE_{11} в стержне к полной мощности, подводимой к антенне. Эффективность возбуждения во многом зависит от выбора типа возбудителя. Исследования показывают, что наиболее эффективными возбудителями волны типа HE_{11} в диэлектрическом стержне являются штыревой вибратор и линейная щель, прорезанная в торцевой стенке круглого волновода. Для щели характерна зависимость эффективности возбуждения от замедления волны в стержне. Этого недостатка лишен штыревой вибратор, который обеспечивает более устойчивое возбуждение.

При длине волны $\lambda > 8$ см распространение получила схема возбуждения рис. 8.1, при которой штыревой вибратор возбуждения возбуждает диэлектрический стержень, заполняющий круглый волновод. Вибратор является продолжением внутреннего проводника коаксиальной линии, питающей антенну. Такой возбудитель называют волноводно-коаксиальным переходом.

Размеры и положение вибратора в круглом волноводе выбираются так, чтобы отражения, вызываемые его входным сопротивлением $Z_{вх}$ в питающей коаксиальной линии в рабочем диапазоне частот, были достаточно малы. Это обеспечивает минимальные потери в коаксиальной линии, увеличивает ее электрическую прочность и облегчает согласование антенны с генератором или приемником.

Строгий расчет входного сопротивления $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$ волноводно-коаксиального перехода весьма сложен. При упрощенном методе расчета предполагается, что вибратор возбуждает только основную волну типа H_{11} в круглом волноводе, и мощность, излучаемая вибратором, приравнивается мощности переносимой этой волной. Это предположение позволяет вычислить сопротивление излучения вибратора, составляющего активную часть входного сопротивления $R_{вх}$. Расчет проводится по формуле

$$R_{вх} = 2\rho_{11} \frac{4l_d^2}{\pi a_{\max}^2} \sin^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda_{вн}} z_1 \right), \quad (8.9)$$

где

$\rho_{11} = \eta \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda_d/\lambda_{кр1})^2}}$ — волновое сопротивление круглого волновода для волны типа H_{11} ;

l_d — действующая длина вибратора;

$\lambda_{вн} = \frac{\lambda_d}{\sqrt{1 - (\lambda_d/\lambda_{кр1})^2}}$ — длина волны H_{11} в волноводе, заполненном диэлектриком;

λ_d — длина волны рабочего диапазона в диэлектрике;

$\lambda_{кр1}$ — критическая длина волны H_{11} , $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$.

Из выражения (8.9) следует, что величина $R_{вх}$ может существенно меняться с изменением z_1 и достигает максимального значения при $z_1 = \lambda_{вн}/4$.

Реактивная часть входного сопротивления $X_{вх}$ волноводно-коаксиального перехода обусловлена возбуждением высших типов волн. Волновод для этих волн является закритическим и они локализованы вблизи вибратора. Теоретический расчет величины $X_{вх}$ оказывается достаточно сложным и на практике она определяется обычно экспериментально. Величина $X_{вх}$, как и величина $R_{вх}$, зависит от положения вибратора в волноводе и может из-

меняться при его смещении в осевом направлении и в направлении, поперечном оси.

Согласование $Z_{вх}$ с питающей коаксиальной линией осуществляется подбором величины $R_{вх}$ из (8.9), равным волновому сопротивлению линии, изменением длины вибратора при $z_1 = \lambda_{вн}/4$.

Изменение положения вибратора в круглом волноводе нерационально, так как ведет к значительному искажению поля основной волны и появлению интенсивных волн высших типов, ухудшающих диапазонные свойства волноводно-коаксиального перехода. Поэтому для компенсации реактивной составляющей входного сопротивления $X_{вх}$ в коаксиальной линии используются согласующие элементы в виде шайб, четвертьволновых трансформаторов или шлейфов с подвижными замыкателями.

Длина стакана L_1 (см. рис. 8.1) от вибратора до раскрыва круглого волновода выбирается так, чтобы высшие типы волн не искажали распределение поля основной волны в раскрыве волновода. Ослабление амплитуд v_{mn} ближайших к основной волне высших типов волн, рассчитывается по формуле

$$v_{mn}[\text{дБ}] = 8,686 \alpha_{mn} L_1, \quad (8.10)$$

где $\alpha_{mn} = k_d \sqrt{(\lambda_d/\lambda_{крmn})^2 - 1}$ — коэффициент затухания волн высших типов; $k_d = 2\pi/\lambda_d$ — волновое число в диэлектрике; $\lambda_{крmn}$ — критические длины волн в круглом волноводе (табл. 8.2).

Таблица 8.2

Критические длины волн $\lambda_{крmn}$ в круглом волноводе

Волны типа E_{mn}				Волны типа H_{mn}			
m	n			m	n		
	1	2	3		1	2	3
0	2,61 $a_0/2$	1,14 $a_0/2$	0,725 $a_0/2$	0	1,64 $a_0/2$	0,895 $a_0/2$	0,62 $a_0/2$
1	1,64 $a_0/2$	0,825 $a_0/2$	0,62 $a_0/2$	1	3,41 $a_0/2$	1,18 $a_0/2$	0,736 $a_0/2$
2	1,22 $a_0/2$	0,745 $a_0/2$	0,54 $a_0/2$	2	2,06 $a_0/2$	0,935 $a_0/2$	0,63 $a_0/2$

Величина ослабления v_{mn} должна быть более 40 дБ.

Наряду с рассмотренной схемой возбуждения антенны (см. рис. 8.1) находит применение схема возбуждения, представленная на рис. 8.11. Штыревой вибратор

возбуждает волну H_{10} в отрезке прямоугольного волновода 1, которая, в свою очередь, через переходник 2 и круглый волновод 3 возбуждает диэлектрический стержень 4. Волноводно-коаксиальный переход для прямоугольного волновода имеет несколько лучшие диапазонные свойства и позволяет согласовать $Z_{вх}$ перехода с питающей коаксиальной линией выбором положения вибратора в прямоугольном волноводе как при его смещении по Z , так и по X . Расчет активной части входного сопротивления $R_{вх}$ перехода проводится, как в гл. 6.

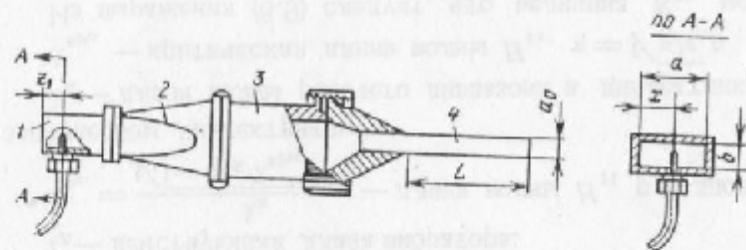


Рис. 8.11. Схема возбуждения диэлектрического стержня антенны прямоугольным волноводом.

1 — прямоугольный волновод; 2 — переходник от прямоугольного волновода к круглому; 3 — круглый волновод; 4 — диэлектрический стержень.

Длина отрезков прямоугольного 1, круглого 2 волноводов и переходника 3 выбирается в соответствии с соотношением (8.10).

Величина $R_{вх}$ выбирается равной волновому сопротивлению питающей коаксиальной линии. Компенсация реактивной части входного сопротивления $X_{вх}$ проводится экспериментальным подбором смещения вибратора по Z и X .

При уменьшении длины волны рабочего диапазона $\lambda \leq 8$ см коаксиальная линия для питания антенны не используется из-за быстрого роста потерь в линии и технологических трудностей ее изготовления.

В этом случае используется волноводное питание антенны путем прямого перехода от прямоугольного волновода к круглому или с помощью двойного волноводно-коаксиального перехода (рис. 8.12). Расчет двойного перехода проводится на основе выражений для одиночных волноводно-коаксиальных переходов 1 и 2. Согласование двойного коаксиального перехода с волноводной линией осуществляется выбором положения вибратора в

прямоугольном волноводе (z, x). Согласование одиночных волноводно-коаксиальных переходов между собой осуществляется размещением согласующих элементов в переходнике 3 и выбором длины последнего.

С целью уменьшения потерь в возбуждающем устройстве используется частичное заполнение круглого волновода диэлектриком. Форма стержня, вставляемого в круглый волновод, подбирается обычно экспериментально с целью уменьшения отражений, возникающих для основной волны в волноводе.

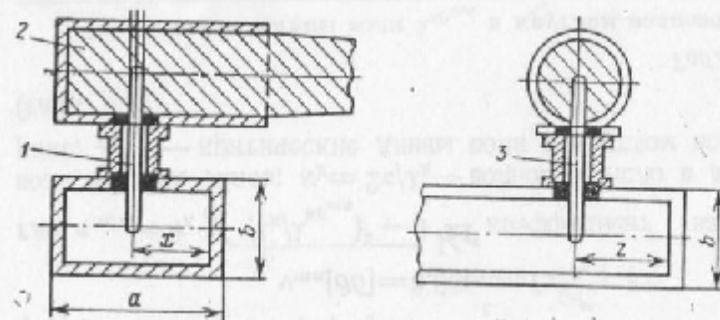


Рис. 8.12. Волноводное питание антенны при помощи двойного волноводно-коаксиального перехода:

1 — переход в круглый волновод; 2 — переход в прямоугольный волновод; 3 — коаксиальный переходник.

Частотные свойства входного сопротивления антенны зависят от изменения отражений, возникающих в волноводно-коаксиальном переходе и в диэлектрическом стержне в рабочем диапазоне частот.

Для улучшения диапазонных свойств волноводно-коаксиального перехода, а также его электрической прочности используются вибраторы специального вида [101].

Величина коэффициента отражения от конца диэлектрического стержня поля основной волны оценивается по формуле

$$|\Gamma| < |\gamma - 1|,$$

где γ — коэффициент замедления.

С увеличением диаметра стержня коэффициент $|\Gamma|$ увеличивается. Обычно, для цилиндрических стержней с диаметром $a_0 \leq 0,5\lambda$ и $\epsilon = 2,5$ величина $|\Gamma| \leq 0,15$. Для конических стержней эта величина будет еще меньше.

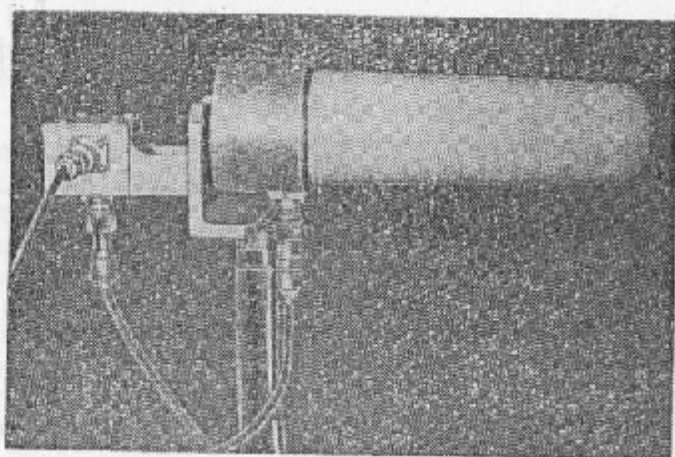


Рис. 8.13. Общий вид диэлектрической стержневой антенны с коническим стержнем.

Поэтому отражениями от конца стержня можно пренебречь.

На рис. 8.13 приведен общий вид антенны с коническим стержнем.

8.6. Виды диэлектрических стержней

Помимо антенн со сплошными диэлектрическими стержнями круглого поперечного сечения находят применение антенны с диэлектрическими стержнями полувинного поперечного сечения, помещенными на металлическом экране. Поле волны HE_{11} в таком стержне не искажается, так как оно симметрично относительно плоскости H (см. рис. 8.2), а к. и. д. антенны увеличивается вдвое за счет зеркального отображения. В остальном остаются справедливыми все значения, относящиеся к расчету стержней полного поперечного сечения. Такие антенны находят применение в качестве маловыступающих антенн. Кроме того, они весьма удобны для экспериментального исследования диэлектрических стержневых антенн.

Наряду с антеннами, в которых используются сплошные диэлектрические стержни, применяются антенны с полыми стержнями или диэлектрическими трубами. Применение диэлектрических труб предполагает суще-

ствование двух границ раздела диэлектрик — воздух, что существенно усложняет их изучение. Поэтому в настоящее время при проектировании таких антенн основываются лишь на результатах экспериментального исследования.

В отличие от сплошного диэлектрического стержня для диэлектрической трубы характерен сравнительно малый уровень боковых лепестков диаграммы направленности (около 10% по полю от уровня основного лепестка). Для формирования направленного излучения наиболее удобны тонкостенные трубы с толщиной стенок

$$\Delta = \frac{\lambda}{10 \div 15} \sqrt{\frac{1}{\epsilon - 1}}.$$

Обычно в качестве материала используются текстолиты с $\epsilon \approx 6$, которые придают достаточную жесткость конструкции антенны.

На рис. 8.14 приведена зависимость ширины основного

лепестка диаграммы направленности $2\theta_{\text{ос}}^0$ по уровню 6 дБ в зависимости от диаметра трубы [ЛО 13]. Увеличение диаметра трубы приводит к сужению основного лепестка диаграммы при практически неизменном уровне боковых лепестков. Диаметр трубы a следует выбирать равным $1,0 \div 1,2\lambda$. На рис. 8.15 приведена зависимость величины $2\theta_{\text{ос}}^0$ от длины диэлектрической трубы. Формирование диаграммы направленности диэлектрической трубой происходит так же, как в случае антенн бегущей волны с фазовой скоростью, близкой к скорости света. Поэтому диаграмму направленности такой диэлектрической ан-

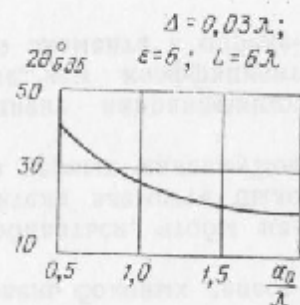


Рис. 8.14. Зависимость ширины диаграммы направленности $2\theta_{\text{ос}}^0$ по уровню 6 дБ антенны с диэлектрической трубой от ее диаметра $\frac{a}{\lambda}$.

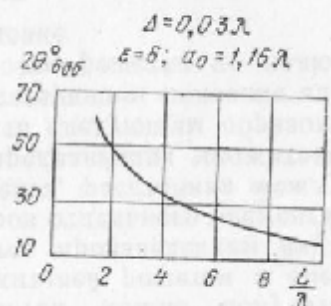


Рис. 8.15. Зависимость ширины диаграммы направленности $2\theta_{\text{ос}}^0$ антенны с диэлектрической трубой от ее длины L/λ .

тены можно рассчитать по формуле

$$F(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (1 - \cos \theta) \right]}{\frac{kL}{2} (1 - \cos \theta)} \cos \left(\frac{ka}{2} \sin \theta \right).$$

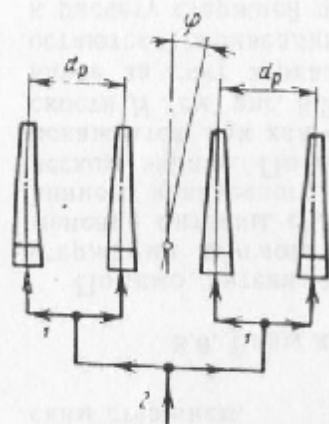


Рис. 8.16. Решетка из диэлектрических стержневых антенн.

Диаграмма направленности антенны в E плоскости практически не отличается от диаграммы в H плоскости.

Кроме диэлектрических стержней в качестве продольных излучателей могут использоваться ферритовые стержни [Л. 1]. Преимуществом ферритовых стержней является большое значение диэлектрической проницаемости ($\epsilon = 10 \div 15$), что позволяет уменьшить размеры излучателя и иметь возможность управления характеристиками излучения при подмагничивании стержней. Это свойство, в частности, используется в сканирующих антенных решетках.

8.7. Решетка из диэлектрических стержневых антенн

Решетка из диэлектрических стержневых антенн (рис. 8.16) применяется для сужения диаграммы направленности, повышения коэффициента направленного действия и уменьшения уровня боковых лепестков. Благодаря слабой связи между элементами такой решетки упрощается настройка и фазировка этих элементов по сравнению с настройкой решеток, выполненных из элементов других типов.

Диаграмма направленности решетки определяется произведением двух множителей

$$F(\varphi) = F_0(\varphi) F_n(\varphi), \quad (8.11)$$

где $F_0(\varphi)$ — множитель элемента, определяемый приближенно формулами (8.1) — (8.3) или (8.6); $F_n(\varphi)$ — множитель решетки.

Простейшим случаем является однорядная одноэтажная решетка, позволяющая сузить диаграмму направ-

ленности в одной плоскости. Такие диаграммы требуются, например, на корабельных радиолокационных станциях.

Множитель решетки в этом случае при синфазном питании элементов в плоскости углов φ определяется формулой

$$F_n(\varphi) = \frac{\sin \left(N \frac{\pi d_p}{\lambda} \sin \varphi \right)}{N \sin \left(\frac{\pi d_p}{\lambda} \sin \varphi \right)}, \quad (8.12)$$

где N — число элементов; d_p — расстояние между элементами.

Из формулы (8.11) видно, что одну и ту же ширину диаграммы направленности решетки можно получить при различных значениях множителей решетки и элемента, так как она определяется произведением двух множителей. При выборе размеров отдельного элемента, определяющих множитель элемента, расстояния между элементами и их количества, определяющих множитель решетки, целесообразно поступать следующим образом.

При значении угла φ_0 , соответствующем половине заданной диаграммы направленности решетки по полю, в (8.11) должно выполняться условие

$$R(\varphi_0) = 0,707.$$

В случае необходимости получения низкого уровня боковых лепестков, вторым условием является требование, чтобы угол φ_2 одного из нулей множителя решетки (рис. 8.17,б) совпал с углом максимума первого бокового лепестка множителя элемента (рис. 8.17,а). При этом, как видно из рис. 8.17,в уровень боковых лепестков значительно уменьшается.

Целесообразно, кроме того, добиваться, чтобы направление φ_1 первого нуля множителя элемента было близким к направлению одного из первых максимумов множителя решетки.

Можно принять, что коэффициент направленного действия решетки в N раз больше, чем коэффициент направленного действия отдельного элемента и определяется формулой

$$D \approx N D_1,$$

где D_1 — коэффициент направленного действия отдельного элемента.

Наиболее распространенной схемой питания синфазной решетки является разветвленная схема (см. рис. 8.16). В этой схеме в точках 1 и 2 разветвления фидеров необходимо соблюдать условие согласования. Наиболее широкополосным является согласование без применения трансформаторов сопротивления, когда

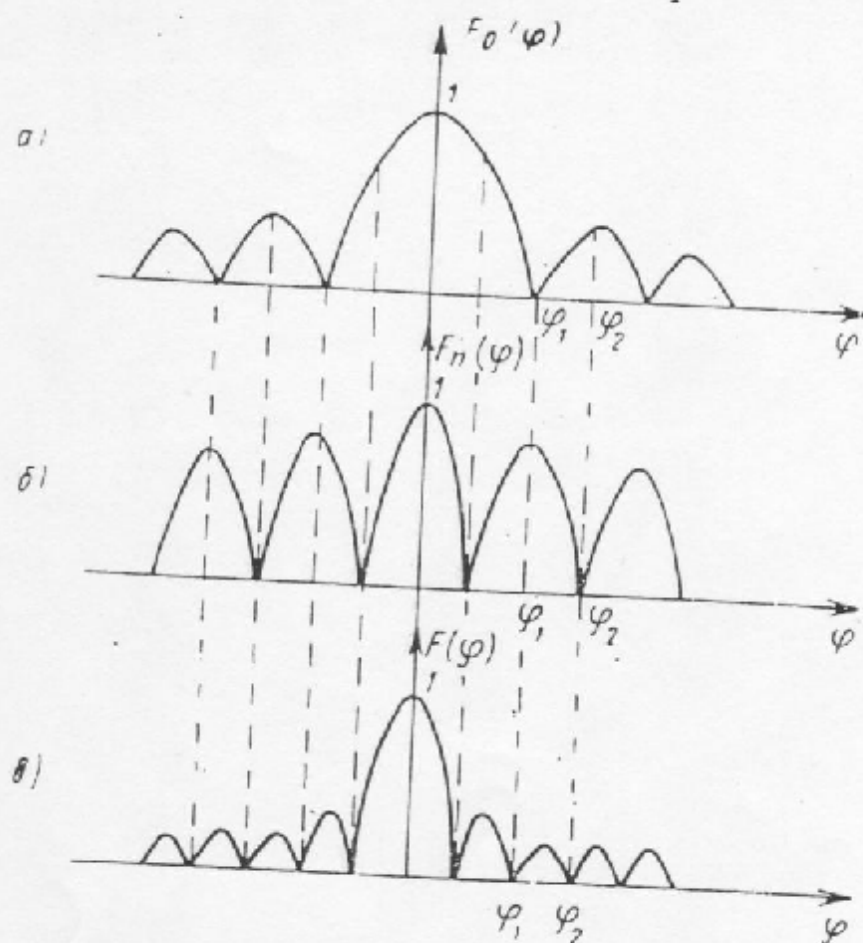


Рис. 8.17. Схема формирования диаграммы направленности решетки.

волновое сопротивление фидера, подводящего питание к точке разветвления, берется вдвое меньше, чем волновое сопротивление каждого из двух параллельно подключенных к этой точке получающих питание фидеров. Такой способ, однако, мало пригоден при большом числе элементов решетки.

Литература

1. Рудольф Кюн. Микроволновые антенны. Изд-во «Судостроение», 1967.
2. James I. R. Теоретическое исследование цилиндрических диэлектрических стержневых антенн, Proc. IEE (Electronics Record) 1967, april, NT-2, v. 114.
3. Journal Inst. Electr. Comm. Engrs, Japan, 1965 april, v. 48, № 4.