

## РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

## 6.1. Основные характеристики рупорных антенн

Волноводно-рупорные антенны являются простейшими антеннами сантиметрового диапазона волн.

Они могут формировать диаграммы направленности шириной от  $100\text{--}140^\circ$  (при раскрые специальной формы) до  $10\text{--}20^\circ$  в пирамидальных рупорах. Возможность дальнейшего сужения диаграммы рупора ограничивается необходимостью резкого увеличения его длины.

Волноводно-рупорные антенны являются широкополосными устройствами и обеспечивают примерно полуторное перекрытие по диапазону. Возможность изменения рабочей частоты в еще больших пределах ограничивается возбуждением и распространением высших типов волн в питающих волноводах. Коэффициент полезного действия рупора высокий (около 100%). Рупорные антенны просты в изготовлении. Сравнительно небольшое усложнение (включение в волноводный тракт фазирующей секции) обеспечивает создание поля с круговой поляризацией.

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

Рупорные излучатели могут применяться как самостоятельные антенны или, так же как и открытые концы волноводов, в качестве элементов более сложных антенных устройств. Как самостоятельные антенны рупоры используются в радиорелейных линиях, в станциях метеослужбы, весьма широко в радиоизмерительной аппаратуре, а также в некоторых станциях специального назначения. Широко используются небольшие рупоры и открытые концы волноводов в качестве облучателей

параболических зеркал и линз. Облучатели в виде линейки рупоров или открытых концов волноводов могут быть использованы для формирования диаграмм направленности специальной формы, управляемых диаграмм или, например, при использовании одного и того же параболоида для создания карандашной и косекансной диаграмм направленности. Четырехрупорный или восьмирупорный излучатель может применяться при моноимпульсном способе пеленгации. С этой же целью могут быть использованы секториальные рупоры с высшими типами волн ( $H_{10}$ ,  $H_{20}$ ,  $H_{30}$ ). Для формирования узких диаграмм направленности могут быть использованы двумерные решетки, составленные из открытых концов волноводов или небольших рупоров. Возможно построение плоских или выпуклых фазированных решеток.

Параграфы 6.2—6.9 посвящены рассмотрению методики расчета рупорных излучателей. В параграфах 6.10—6.12 изложены некоторые особенности проектирования рупорно-волноводных фазированных решеток.

## 6.2. Метод расчета

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

Поле излучения рупорной антенны, как и всех антенн СВЧ, определяется приближенным методом. Сущность приближения заключается в том, что несмотря на связь между полем внутри и вне рупора, внутреннюю задачу решают независимо от внешней, и полученные из этого решения значения поля в плоскости раскрыва рупора используют для решения внешней задачи [ЛО 1, ЛО 13].

Амплитудное распределение поля в раскрыве рупора принимается таким же, как в питающем его волноводе. Например, при возбуждении рупора прямоугольным волноводом с волной  $H_{10}$ , вдоль оси  $X$  (проходящей в плоскости  $H$ ) распределение амплитуды поля косинусоидальное, а вдоль оси  $Y$  (проходящей в плоскости  $E$ ) амплитудное распределение равномерное. В связи с тем, что фронт волны в рупоре не остается плоским, а трансформируется в цилиндрический в секториальном рупоре и в сферический в пирамидальном и коническом, то фа-

за поля по раскрыву меняется по квадратичному закону.

Описанные амплитудное и фазовое распределения поля по раскрыву являются приближенными. Некоторое уточнение дает учет отражения от раскрыва хотя бы только основного типа волны. При этом надо иметь в виду, что коэффициент отражения  $\Gamma$  уменьшается с увеличением раскрыва.

Диаграмма направленности рупорной антенны по известному полю в раскрыве может рассчитываться методом волновой оптики на основе принципа Гюйгенса и формулы Кирхгофа [ЛО 13, ЛО 11, ЛО 1]. Применение формулы Кирхгофа к электромагнитному полю не является строгим. Рядом авторов были внесены уточнения, учитывающие особенности электромагнитного поля антенны. В силу этого в литературе для расчета диаграмм направленности имеется несколько различных, но похожих друг на друга формул, которые дают близкие результаты. Расчетные формулы будут приведены ниже в § 6.5. Имея выражение для диаграммы направленности, можно найти коэффициент направленного действия антенны, зависимость ширины диаграммы направленности от размеров раскрыва и другие характеристики антенны.

## 6.3. Выбор геометрических размеров рупора и волноводного излучателя

Рупорная антенна (рис. 6.1) состоит из рупора 1, волновода 2, и возбуждающего устройства 3.

Если генератор, питающий антенну, имеет коаксиальный выход, то возбуждение антенного волновода 2 осуществляется чаще всего штырем, расположенным перпендикулярно широкой стенке волновода, возбуждение к штырю подводится коаксиальным кабелем. Если генератор, питающий антенну, имеет волноводный выход, то фидерный тракт выполняется обычно в виде прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$ . Волноводный фидер непосредственно переходит в волновод 2, возбуждающий рупор. Расчет возбуждающего устройства в виде несимметричного штыря будет приведен в следующем параграфе.

### Выбор размеров рупора

Размеры раскрыва пирамидального или секториального рупора  $a_p$  и  $b_p$  (см. рис. 6.1) выбираются по требуемой ширине диаграммы направленности в соответствующей плоскости или по к. н. д.

Ширина диаграммы направленности связана с размерами раскрыва  $a_p$  и  $b_p$  следующими соотношениями:

в плоскости вектора  $H$

$$2\varphi_{0.5} = 1,18 \frac{\lambda}{a_p}, \quad (6.7)$$

в плоскости вектора  $E$

$$2\theta_{0.5} = 0,89 \frac{\lambda}{b_p}. \quad (6.8)$$

Диаметр раскрыва  $2r$  конического рупора выбирается из следующих соотношений:

в плоскости вектора  $H$

$$2\varphi_{0.5} \approx 1,23 \frac{\lambda}{2r}, \quad (6.9)$$

в плоскости вектора  $E$

$$2\theta_{0.5} \approx 1,05 \frac{\lambda}{2r}. \quad (6.10)$$

В плоскости электрического вектора  $E$  диаграмма несколько уже, чем в плоскости магнитного вектора  $H$ , что объясняется разным законом изменения амплитуды поля в раскрыве в плоскостях  $E$  и  $H$ .

Если в качестве исходной величины для расчета размеров задан коэффициент направленного действия (к. н. д.), то дополнительно указывается соотношение размеров раскрыва (например, квадратный раскрыв) или соотношение ширины диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$ . Выбор размеров раскрывов по к. н. д. может быть выполнен при использовании графиков рис. 6.8÷6.10 § 6.7. Размеры горловины рупора совпадают с размерами поперечного сечения волноводов и дополнительного определения не требуют.

Длину рупора (см. рис. 6.1) характеризуют два размера:  $h$  — расстояние от раскрыва до горловины рупора, одинаковое в плоскостях  $E$  и  $H$ ,  $R_E$  и  $R_H$  — расстояние от раскрыва до точки, в которой сходятся ребра пирамидального рупора в плоскостях  $E$  и  $H$  соответственно.

При выборе длины пирамидального рупора следует обеспечить два условия: 1) допустимую фазовую ошибку

ку в раскрыве и 2) правильную стыковку рупора с питающим волноводом.

Максимальная фазовая ошибка в раскрыве  $\psi_{\max}$  определяется геометрическими размерами рупора и ее допустимая величина должна удовлетворять условиям:

в плоскости  $H$

$$\psi_{\max} = \frac{\pi a_p^2}{4\lambda R_H} \leq \frac{3}{4} \pi, \quad (6.11)$$

в плоскости  $E$

$$\psi_{\max} = \frac{\pi b_p^2}{4\lambda R_E} \leq \frac{\pi}{2}. \quad (6.12)$$

Из (6.11) и (6.12) получаются необходимые соотношения для определения длины рупора в плоскостях  $H$  и  $E$ :

$$R_H \geq \frac{a_p^2}{3\lambda}, \quad (6.13)$$

$$R_E \geq \frac{b_p^2}{2\lambda}. \quad (6.14)$$

С другой стороны, из треугольников в плоскостях  $H$  и  $E$  (см. рис. 6.1) следует

$$\frac{a_p}{a} = \frac{R_H}{R_H - h} \quad \text{и} \quad \frac{b_p}{b} = \frac{R_E}{R_E - h}, \quad (6.15)$$

откуда размеры рупора для осуществления стыковки связаны следующим соотношением:

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{a_p}{b_p} \frac{b_p - b}{a_p - a}. \quad (6.16)$$

Длину рупора рассчитывают в следующем порядке. Определяют длину рупора в одной из плоскостей, например  $R_H$  (или  $R_E$ ), заменив в формуле (6.13) или (6.14) неравенство равенством, затем по формуле (6.16) находят длину рупора в другой плоскости  $R_E$  (или  $R_H$ ). Если найденное значение  $R_E$  (или  $R_H$ ) не удовлетворяет неравенству (6.14) или (6.13), то в первую очередь определяют длину  $R_E$  (или  $R_H$ ), а затем  $R_H$  (или  $R_E$ ).

В секториальном рупоре стыковка с питающим волноводом может быть обеспечена при любой длине рупора, поэтому при выборе длины рупора должно учитываться только условие обеспечения допустимой фазовой ошибки. Для секториального рупора, расширяющегося в плоскости  $H$ , должно выполняться условие (6.13),



а для рупора, расширяющегося в плоскости  $E$ , — условие (6.14).

Длина оптимального конического рупора связана с диаметром его раскрыва  $2r$  и длиной волны соотношением

$$R = \frac{(2r)^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda. \quad (6.17)$$

Если в раскрыве рупора применяется какое-либо фазовыравнивающее устройство, рупор может быть сделан значительно короче. Например, при установке в раскрыве рупора линзы длина рупора берется равной фокусному расстоянию линзы.

#### 6.4. Расчет возбуждающего устройства

Рассмотрим некоторые варианты переходов от коаксиальной линии к волноводу. В большей части переходов используется электрическая связь, хотя при некотором усложнении конструкции может быть реализован также метод магнитной связи.

На рис. 6.3—6.5 изображено несколько примеров электрической связи возбуждающего устройства с волноводом.

Критерием согласования возбуждающего устройства с волноводом служит режим бегущей волны в коаксиальном питающем фидере, т. е. равенство входного сопротивления возбуждающего устройства  $Z_{вх}$  волновому сопротивлению фидера  $\rho_{ф}$ .

На рис. 6.3 изображено наиболее распространенное устройство зондового типа в виде несимметричного штыря, расположенного параллельно электрическим силовым линиям. Специально подбирая длину штыря  $l$  и расстояние от штыря до закорачивающей стенки  $l_1$ , можно обеспечить требуемое согласование. Диэлектрическая шайба, фиксирующая положение штыря в волновод, является де-

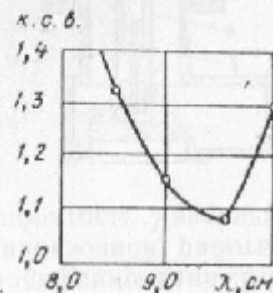
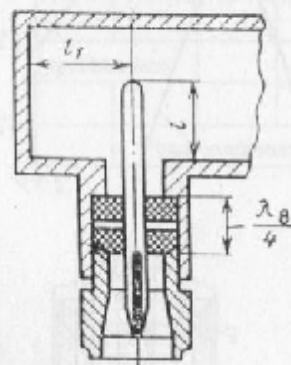


Рис. 6.3. Простой зондовый переход.

талию коаксиального соединения. Диаметр наружного проводника около шайбы увеличивается для того, чтобы сохранить волновое сопротивление в области, заполненной диэлектриком, равным  $\rho_{ф}$ . Длина шайбы берется равной четверти волны в диэлектрике. На графике для примера приведена кривая изменения к. с. в. в полосе частот для устройства, согласованного на волне  $\lambda = 9,5$  см. По сравнению с другими типами возбужда-

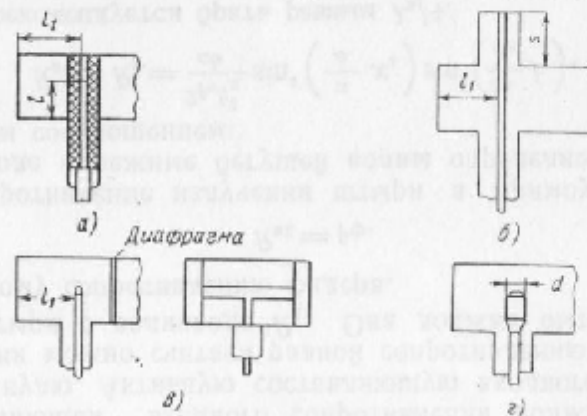


Рис. 6.4. Переходы:

а — с опорной диэлектрической втулкой; б — с регулируемым отрезком короткозамкнутой коаксиальной линии; в — с поперечным стержнем; г — диапазонный зондовый переход.

ющих устройств рассматриваемый зондовый переход имеет несколько меньшую механическую и электрическую прочность и узкую частотную полосу.

Более жесткий и точный метод крепления зонда посредством диэлектрической втулки показан схематически на рис. 6.4,а.

Одним из первых способов перехода от коаксиальной линии к волноводу с достаточно жестким креплением зонда и двумя органами регулировки является устройство, приведенное на рис. 6.4,б. Центральный проводник коаксиальной линии проходит через волновод и нагружается на верхнем конце закороченным коаксиальным шлейфом. Изменением длины этого шлейфа и длины короткозамкнутой части волновода можно добиться полного согласования. Описываемое устройство узкополосное и его целесообразно применять при работе на фиксированной волне или как настраиваемое устройство.

На рис. 6.4,в показана схема зондового перехода с поперечным стержнем, обеспечивающим вполне на-

дежное крепление вертикального штыря; на рисунке показана диафрагма, улучшающая согласование.

Для работы в полосе частот может использоваться модифицированный зондовый переход. Известно, что для диапазонной работы должны использоваться толстые вибраторы. Увеличение диаметра возбуждающего штыря

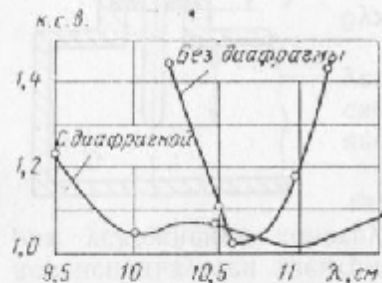
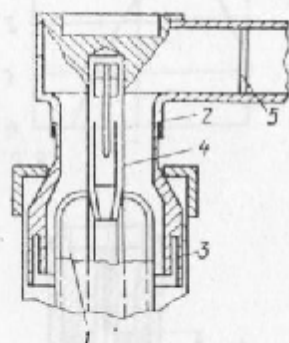


Рис. 6.5. Переход «пуговичного» типа и его характеристика.

уменьшает реактивную часть входного сопротивления и расширяет рабочую полосу частот, в которой обеспечивается согласование (рис. 6.4,з). Для уменьшения торцевой емкости между нижним торцом штыря и стенкой волновода толстый штырь должен иметь конический переход к среднему проводу коаксиала. Такое устройство обеспечивает полосу в несколько процентов. Дальнейшим развитием диапазонного зонда является коаксиальный переход «пуговичного» типа (рис. 6.5). Центральный проводник коаксиальной линии оканчивается на противоположной стороне волновода утолщением соответствующего размера и изменением формы, благодаря чему обеспечивается согласование полных сопротивлений и увеличивается мощность пробоя. На рис. 6.5 приведен пример выполнения связи 10-см магнетрона 1 через коаксиальную линию 2 с волноводом. Внешние проводники соединены при помощи коаксиального дроссельного соединения 3. Центральные проводники соединены штекерной фишкой 4, сконструированной так, чтобы обеспечить пружинящий контакт. Вследствие сложной геометрической формы размеры перехода очень критичны и желаемые характеристики трудно воспроизвести. Характеристики перехода приведены там же на рис. 6.5.

Более эффективным способом расширения полосы

является включение в волновод реактивных согласующих элементов, например индуктивных диафрагм 5 (рис. 6.5). Выбрав соответствующим образом место включения и величину реактивного согласующего элемента, можно добиться достаточно хорошего согласования в полосе частот 10—20%. Подробнее этот метод описан в [ЛО 15].

Приведем некоторые соображения по расчету зондового перехода (см. рис. 6.3).

Входное сопротивление штыря в волноводе, так же как несимметричного вибратора в свободном пространстве, является в общем случае комплексной величиной. Активная часть входного сопротивления зависит в основном от длины штыря, реактивная — от длины и толщины. В отличие от свободного пространства входное сопротивление штыря в волноводе зависит от структуры поля в волноводе вблизи штыря.

Расчет реактивной составляющей входного сопротивления дает неточные результаты и проводить его не имеет смысла. Для обеспечения согласования реактивная составляющая входного сопротивления должна быть равна нулю. Активную составляющую входного сопротивления можно считать равной сопротивлению излучения штыря в волноводе  $R_z$ . Она должна быть равна волновому сопротивлению фидера.

$$R_{вх} = R_{ф}.$$

Сопротивление излучения штыря в прямоугольном волноводе в режиме бегущей волны определяется следующим соотношением:

$$R_{вх} = R_z = \frac{2p_a h_d^2}{ab} \sin^2 \left( \frac{\pi}{a} x_1 \right) \sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda_a} l_1 \right), \quad (6.18)$$

где  $l_1$  рекомендуется брать равным  $\lambda_a/4$ .

При наличии отраженной волны в прямоугольном волноводе сопротивление штыря несколько изменяется:

$$R_z = \frac{2p_a h_d^2}{ab} \sin^2 \left( \frac{\pi}{a} x_1 \right) \times \\ \times \frac{\text{к. б. в. } \sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda_a} l_1 \right)}{\sin^2 \left[ \frac{2\pi}{\lambda_a} (l_1 + z_1) \right] + \text{к. б. в. } \cos^2 \left[ \frac{2\pi}{\lambda_a} (l_1 + z_1) \right]}, \quad (6.19)$$

где  $l_1$  рекомендуется выбирать из условия равенства

реактивных частей проводимостей справа и слева от штыря, а именно:

$$l_1 = \frac{\lambda_a}{2\pi} \arctg \left[ - \frac{\sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda_a} z_1 \right) + \text{к. б. в.}^2 \cos^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda_a} z_1 \right)}{0,5 (1 - \text{к. б. в.}^2) \sin^2 \left( \frac{2\pi}{\lambda_a} z_1 \right)} \right]. \quad (6.20)$$

В приведенных формулах приняты следующие обозначения:  $a$  и  $b$  — размеры поперечного сечения волновода;  $x_1$  — положение штыря на широкой стенке волновода, чаще всего штырь располагается в середине широкой стенки, т. е.  $x_1 = a/2$ ;  $l_1$  — расстояние от штыря до закорачивающей стенки волновода;  $z_1$  — расстояние от штыря до ближайшего узла напряжения; к. б. в. — коэффициент бегущей волны в волноводе;  $\lambda_a$  — длина волны в волноводе;  $\rho_a = 120\pi \frac{\lambda_a}{\lambda}$ ;  $h_d$  — действующая высота штыря в волноводе, геометрическая высота которого  $l$ , определяется по формуле

$$h_d = \int_0^l \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} l \right) dl = \frac{\lambda}{2\pi} \left[ 1 - \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda} l \right) \right]. \quad (6.21)$$

Задаваясь величинами  $x_1$  и  $l$ , можно по формулам (6.18), (6.19) и (6.21) найти высоту штыря  $l$ , при которой получается требуемое  $R_{\text{вх}}$ .

Для полного согласования в конструкциях должны предусматриваться два органа регулировки. Например, можно регулировать высоту штыря  $l$  и положение закорачивающей стенки в волноводе  $l_1$  (см. рис. 6.3) или размеры  $l_1$  и  $S$  (см. рис. 6.4, б). В ряде случаев для упрощения конструкции ограничиваются одной регулировкой и допускают некоторое рассогласование в питающем коаксиале.

### 6.5. Расчет коэффициента отражения

Отражение в рупорной антенне возникает в двух сечениях: в раскрытии рупора ( $\Gamma_1$ ) и в его горловине ( $\Gamma_2$ ).

Рассмотрим коротко каждый из коэффициентов отражения. Коэффициент отражения от раскрытия  $\Gamma_1$  является комплексной величиной; его модуль и фаза зависят от раз-

меров раскрытия. Строгое решение задачи для открытого конца волновода, зажатого между двумя бесконечными плоскостями, проведенное Вайнштейном Л. А., позволяет установить, что модуль коэффициента отражения уменьшается с увеличением размеров раскрытия, а фаза приближается к нулю.

Приближенно модуль коэффициента отражения от раскрытия для основного типа волны может быть определен из соотношения

$$|\Gamma_1| = \frac{1 - \frac{\gamma}{\kappa}}{1 + \frac{\gamma}{\kappa}}, \quad (6.22)$$

где  $\kappa = 2\pi/\lambda$  — волновое число;

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_a} = \frac{2\pi \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2a_p} \right)^2}}{\lambda}$$

— постоянная распространения в прямоугольном волноводе, поперечное сечение которого равно раскрытию рупора;

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{3,4r} \right)^2}$$

— постоянная распространения в круглом волноводе, диаметр которого равен диаметру раскрытия конического рупора.

Коэффициент отражения по длине рупора от раскрытия к горловине изменяется не только по фазе, но и по амплитуде. При размерах раскрытия в несколько длин волн коэффициент отражения  $\Gamma_1$  можно считать приблизительно равным нулю.

Коэффициент отражения  $\Gamma_1$  от открытого конца прямоугольного волновода ( $23 \times 10$ ) мм<sup>2</sup> на волне 3,2 см, измеренный экспериментально, равен

$$\Gamma_1 \approx 0,28e^{j145^\circ}.$$

Рассмотрим коэффициент отражения от горловины рупора  $\Gamma_2$ .

При определении коэффициента  $\Gamma_2$  предполагается, что в рупоре установилась бегущая волна. Задача решается методом сшивания полей в месте соединения волновода



и рупора. Приравнивание полей в центре сечения волновода в плоскости соединения дает следующее выражение для эквивалентного сопротивления:

$$Z_{\text{экв}} = \frac{1 + \tilde{\Gamma}_2}{1 - \tilde{\Gamma}_2} = - \frac{j\kappa' \sqrt{\kappa r_0} H_{n+\frac{1}{2}}(\kappa r_0)}{\frac{d}{dr_0} \sqrt{\kappa r_0} H_{n+\frac{1}{2}}(\kappa r_0)}. \quad (6.23)$$

После замены функций Ханкеля  $H_{n+\frac{1}{2}}(\kappa r_0)$  их асимптотическими выражениями, а также принимая, что углы раскрытия рупора невелики и  $\text{ctg } \alpha_0 \approx 1/\alpha_0$ , можно из формулы (6.23) получить

$$Z_{\text{экв}} = 1 + \frac{1}{\frac{2\pi}{\lambda_a} a \text{ctg } \alpha_0 \left(1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}\right)} - \frac{1}{\frac{2\pi}{\lambda_a} b \text{ctg } \beta_0}, \quad (6.24)$$

где  $a$  и  $b$  — размеры поперечного сечения волновода;  $2\alpha_0$  и  $2\beta_0$  — углы раскрытия рупора в плоскостях  $H$  и  $E$  соответственно.

Коэффициент отражения  $\tilde{\Gamma}_2$  через эквивалентное сопротивление выражается весьма просто

$$\tilde{\Gamma}_2 = \frac{Z_{\text{экв}} - 1}{Z_{\text{экв}} + 1}. \quad (6.25)$$

Подставив в выражение (6.25) значение  $Z_{\text{экв}}$ , найденное по формуле (6.24), получим искомую величину коэффициента отражения от горловины рупора.

Сочленение рупора с волноводом будет самосогласованным, если

$$\frac{2\pi}{\lambda} a \text{ctg } \alpha_0 \left(1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}\right) = \frac{2\pi}{\lambda_a} b \text{ctg } \beta_0$$

или

$$\frac{a_p - a}{b_p - b} = \frac{a \left(1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}\right)}{b}. \quad (6.26)$$

В последнее соотношение не входит длина рупора, однако она должна быть достаточно велика, чтобы выполнялось условие малости углов раскрытия.

Наличие отраженной волны в волноводов несколько изменяет входное сопротивление возбуждающего штыря,

Рассогласование штыря с коаксиальным фидером может быть устранено дополнительным уточнением размеров или экспериментальной подстройкой. Обычно для этой цели используют индуктивную диафрагму, расположенную в волноводов вблизи горловины рупора. Более широкополосное согласование можно получить, применяя диэлектрическую пластину, расположенную в раскрытии рупора. Толщина пластины подбирается из условия получения полной компенсации отраженной волны. Хорошее согласование обеспечивает диэлектрический кожух, закрывающий раскрытие рупора при соответствующем выборе размеров.

В том случае, если генератор имеет волноводный выход и весь питающий тракт состоит из отрезков волновода, то отражение от раскрытия и горловины будет проходить к выходу генератора, складываясь с отражениями от других неоднородностей в тракте (фланцев, изгибов и пр.). Допуски, задаваемые на изготовление отдельных элементов тракта, определяют разброс коэффициентов отражения от одних и тех же элементов в условиях серийного производства.

Из опыта известно, что модули коэффициента отражения имеют сравнительно небольшой разброс, фазы коэффициента отражения от экземпляра к экземпляру изменяются весьма значительно.

Можно считать фазы местных коэффициентов отражения подчиненными закону равной вероятности. Ожидаемый модуль суммарного коэффициента отражения на выходе длинного тракта определяется по формуле

$$|\Gamma_z| \leq x \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n |\Gamma_i|^2}, \quad (6.27)$$

где  $|\Gamma_i|$  — модуль коэффициента отражения от  $i$ -й неоднородности;  $n$  — число неоднородностей, вносящих отра-

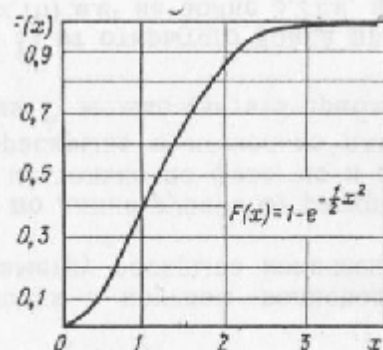


Рис. 6.6. Зависимость параметра  $x$  от вероятности  $F(x)$ .

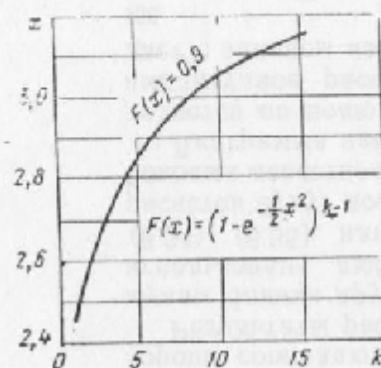


Рис. 6.7. Зависимость параметра  $x$  от  $k$  при вероятности  $F(x) = 0.9$ .

ной частоте. На рис. 6.7 приведена зависимость параметра  $x$  в формуле (6.27) от параметра  $k$ , связанного с рабочей полосой частот следующим соотношением:

$$k = 2 \frac{\Delta f}{f_0} \frac{l}{\lambda_{\text{ср}}} \left( \frac{\lambda_{\text{ср}}}{\lambda_0} \right)^2, \quad (6.28)$$

где  $l$  — полная длина тракта;  $\lambda_{\text{ср}}$  — средняя длина волны;  $\lambda_{\text{ср}}$  — средняя длина волны в волноводе;  $\frac{2\Delta f}{f_0}$  — рабочая полоса частот.

График построен для вероятности  $F(x) = 0.9$ .

Таким образом, можно утверждать с вероятностью 0.9 (т. е. 90 экземпляров из 100), что максимальный коэффициент отражения на входе тракта в полосе частот будет не больше  $|\Gamma_x|$ , рассчитанного по формуле (6.27). Для других значений  $F(x)$  необходимые кривые приведены в справочнике [ЛО 17].

## 6.6. Расчет диаграммы направленности

Исходной величиной, определяющей диаграмму направленности рупора (см. рис. 6.1), является поле  $E_s$  в его раскрыве. Для пирамидального и секторного рупоров функция, описывающая поле в раскрыве, имеет вид

$$E_s = E_0 \cos \left( \frac{\pi x}{a_p} \right) e^{j\varphi}. \quad (6.29)$$

жение в тракт;  $x$  — параметр, определяемый по графику рис. 6.6 [ЛО 17].

Величина  $F(x)$ , отложенная по оси ординат, означает вероятность появления модуля суммарного коэффициента отражения при исследовании на фиксированной частоте множества экземпляров одного и того же тракта.

При работе в полосе частот ожидаемый коэффициент отражения на входе тракта будет больше, чем при работе на фиксированной частоте.

При расчете диаграммы направленности антенны поле в раскрыве можно принимать синфазным ( $\varphi = 0$ ), так как в правильно спроектированном рупоре фазовая ошибка не изменяет существенно диаграмму направленности. Амплитудное распределение в раскрыве, как указывалось выше, принимается совпадающим с полем в поперечном сечении питающего волновода.

Диаграмма направленности рупора  $F(\theta, \varphi)$  может быть приближенно рассчитана по формуле Кирхгофа, используемой в оптике для скалярных величин.

В плоскости  $H$ , т. е. в плоскости  $XZ$ , выражение для диаграммы направленности секториального или пирамидального рупора, полученное по формуле Кирхгофа, имеет следующий вид [ЛО 13]:

$$F_{xz}(\varphi) = \cos \varphi \frac{\cos \left( \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)}{1 - \left( \frac{2}{\pi} \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)^2}. \quad (6.30)$$

В плоскости  $E$ , т. е. в плоскости  $YZ$

$$F_{yz}(\theta) = \cos \theta \frac{\sin \left( \frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta}, \quad (6.31)$$

где углы  $\theta$  и  $\varphi$  отсчитываются от нормали к раскрыву рупора соответственно в плоскостях  $E$  и  $H$ .

Те же формулы (6.30) и (6.31) с учетом поправки на векторный характер электромагнитного поля будут выглядеть следующим образом:

$$F_{xz}(\varphi) = \frac{1 + \cos \varphi}{2} \frac{\cos \left( \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)}{1 - \left( \frac{2}{\pi} \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)^2}, \quad (6.32)$$

$$F_{yz}(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin \left( \frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta}. \quad (6.33)$$

По формулам (6.30) — (6.33) определяют поле излучения в первом приближении, исходя из условия, что поле в раскрыве равно невозмущенному полю, какое было бы в бесконечно длинном рупоре. Полученный результат может быть несколько уточнен, если учесть, что от рас-



крыва отражается волна основного типа  $H_{10}$ . Поле в раскрыве определяется в этом случае суперпозицией прямой и отраженной волн.

С учетом коэффициента отражения  $\Gamma$  для диаграммы направленности получается следующее выражение [ЛО 1]: в плоскости  $H$

$$F(\varphi) = \left[ \left( \frac{\eta}{\rho_{10}} + \cos \varphi \right) - |\Gamma| \left( \frac{\eta}{\rho_{10}} - \cos \varphi \right) \right] \times \\ \times \frac{\cos \left( \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)}{1 - \left( \frac{2}{\pi} \frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi \right)^2}, \quad (6.34)$$

в плоскости  $E$

$$F(\theta) = \left[ \left( 1 + \frac{\eta}{\rho_{10}} \cos \theta \right) + |\Gamma| \left( 1 - \frac{\eta}{\rho_{10}} \cos \theta \right) \right] \times \\ \times \frac{\sin \left( \frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta}, \quad (6.35)$$

где  $\eta = 120\pi$  — волновое сопротивление свободного пространства;  $\rho_{10}$  — волновое сопротивление волновода с волной  $H_{10}$

$$\rho_{10} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{np}} \right)^2}}. \quad (6.36)$$

Все приведенные выше формулы дают приближенные результаты, так как они исходят из приближенного значения поля в раскрыве, определяемого без учета влияния внешнего поля. Расчетные и экспериментальные диаграммы в пределах сравнительно небольших углов хорошо совпадают.

Результаты расчетов поля по вышеприведенным формулам близки друг к другу. Таким образом может быть использована любая пара формул: (6.30), (6.31), или (6.34), (6.35), или (6.32), (6.33). При этом результаты расчетов будут достоверными для главного и ближайших боковых лепестков.

Диаграмма направленности конического рупора определяется по полю в его раскрыве. Можно считать, что амплитудное распределение в раскрыве рупора совпадает с законом изменения амплитуды поля в поперечном

сечении круглого волновода с волной  $H_{11}$ , фаза поля меняется по квадратичному закону. Для упрощения расчетов поле в раскрыве можно принять синфазным, аналогично допущениям, принимаемым в пирамидальных рупорах.

На основе формулы Кирхгофа получаются следующие выражения для диаграммы направленности конической рупорной антенны с учетом коэффициента отражения от раскрыва:

в плоскости  $H$

$$F(\varphi) = \left( \cos \varphi + \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \frac{\eta}{\rho_{H_{11}}} \right) \frac{J'_1 \left( \frac{\pi 2r}{\lambda} \sin \varphi \right)}{1 - \left( \frac{\pi 2r}{\lambda \delta} \sin \varphi \right)^2}, \quad (6.37)$$

в плоскости  $E$

$$F(\theta) = \left( \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} + \frac{\eta}{\rho_{H_{11}}} \cos \theta \right) \Lambda_1 \left( \frac{2\pi r}{\lambda} \sin \theta \right), \quad (6.38)$$

где  $\delta$  — первый корень уравнения,  $J'_1(\delta) = 0$ ;  $\Lambda_n(x)$  — лямбда-функция

$$\Lambda_n(x) = \frac{n!}{\left( \frac{x}{2} \right)^n} J_n(x). \quad (6.39)$$

Для раскрыва в несколько  $\lambda$  можно принять  $\Gamma \approx 0$ . Для расчета поля излучения открытого конца прямоугольного и круглого волновода приведенные выше формулы (6.34), (6.35) и (6.37), (6.38) не вполне пригодны. Это объясняется тем, что формулы Кирхгофа дают достаточно точные результаты при размерах раскрыва, превышающих длину волны в несколько раз. Для маленьких рупоров или открытых концов волновода можно пользоваться диаграммами направленности, приведенными в [ЛО 9], построенными на основе экспериментальных данных.

## 6.7. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления

Качество антенн характеризуется коэффициентом усиления антенны, равным произведению коэффициента направленного действия (к. н. д.) на коэффициент полезного действия (к. п. д.) антенны.

Для рупорных антенн можно считать, что мощность потерь значительно меньше мощности излучения, благо-

даря чему к. н. д. антенны можно принять равным единице.

На рис. 6.8 и 6.9 для секторных рупоров, расширяющихся в плоскости  $H$  и в плоскости  $E$ , построены зависимости к. н. д. от величины широкой стенки раскрыва для различных длин рупора. На графиках приведены значения к. н. д. при узких стенках раскрыва, равных длине волны. Для определения к. н. д. при других раз-

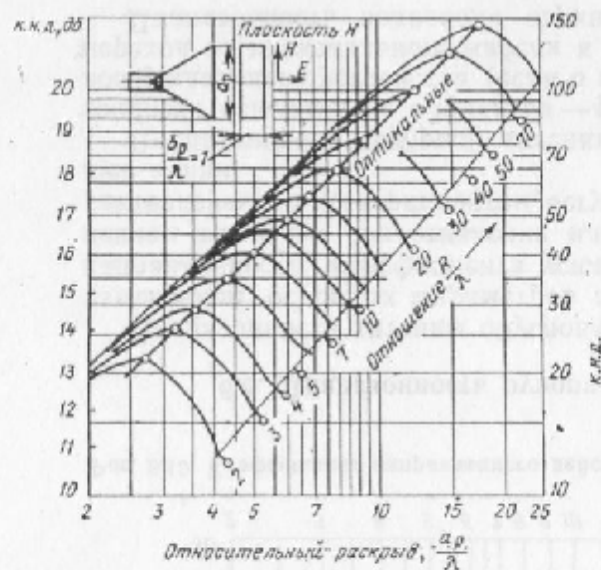


Рис. 6.8. Коэффициент направленного действия  $H$ -плоскостного секторного рупора.

мерах узкой стенки найденное по графикам значение следует умножить на величину узкой стенки, взятую в долях волны ( $b_p/\lambda$  или  $a_p/\lambda$ ).

Коэффициент направленного действия  $D_0$  пирамидального рупора можно также получить с помощью приведенных графиков по формуле

$$D_0 = \frac{\pi}{32} \left( \frac{\lambda}{b_p} D_H \right) \left( \frac{\lambda}{a_p} D_E \right), \quad (6.40)$$

имея в виду, что по вертикальным осям на указанных графиках отложены фактически величины  $\left( \frac{\lambda}{b_p} D_H \right)$  и  $\left( \frac{\lambda}{a_p} D_E \right)$ .

Значения каждой из скобок берется непосредственно из графиков рис. 6.8 и 6.9. В точках максимума кривых

$R/\lambda = \text{const}$  к. н. д. равен примерно  $0,8 \bar{D}_{\text{макс}}$ , рассчитанного по формуле

$$D_{\text{макс}} = 0,81 \frac{4\pi S}{\lambda^2}, \quad (6.41)$$

где  $S$  — площадь раскрыва.

Прямая, проходящая через максимумы кривых  $R/\lambda = \text{const}$  на графиках рис. 6.8 и 6.9, соответствует оптимальным размерам рупоров, так как получающаяся в этом случае в раскрыве рупора фазовая ошибка ока-

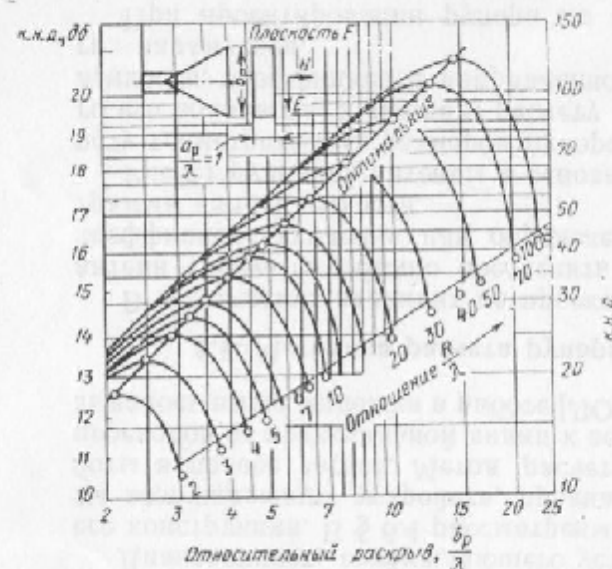


Рис. 6.9. Коэффициент направленного действия  $E$ -плоскостного секторного рупора.

зывается в пределах допустимой. Уменьшение длины рупора по сравнению с оптимальной приводит к уменьшению к. н. д., а увеличение конструктивно нежелательно.

На рис. 6.10 построены зависимости к. н. д. конического рупора с волной  $H_{11}$  от диаметра раскрыва и длины. Пунктирная кривая соответствует оптимальным размерам рупора.

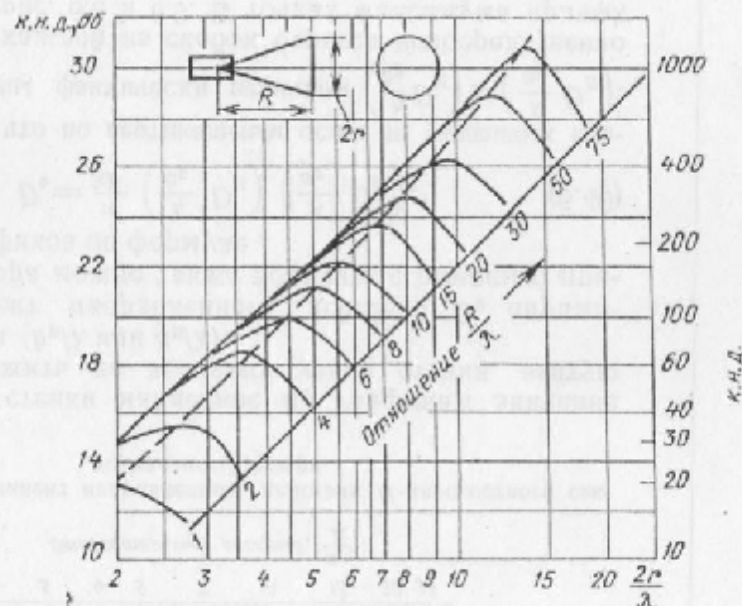


Рис. 6.10. Коэффициент направленного действия конического рупора.

### 6.8. Диапазонность рупорной антенны

Диапазонность антенны обуславливается допустимым изменением основных параметров антенны: диаграммы направленности, коэффициента усиления, а также изменением входного сопротивления или согласования, характеризующего коэффициентом бегущей волны в питающей линии.

Диапазонность рупорной антенны зависит от диапазонности основных ее элементов — рупора, волновода и возбуждающего устройства (если в конструкции имеется переход от коаксиального кабеля к волноводу).

Диапазонность волновода ограничивается условием распространения в волноводe только волны основного типа [см формулу (6.1) и рис. 6.2].

Волновод допускает примерно полуторное перекрытие по диапазону, а именно  $\lambda_{\min} \geq 1,1 a$  и  $\lambda_{\max} \leq 1,67 a$ . Для рупора критической волны не существует, поэтому рупор не накладывает ограничений на условия распространения электромагнитных волн в широком диапазоне частот. Однако с изменением длины волны изменяется ширина диаграммы направленности и, следовательно,

к. н. д. антенны. На крайних частотах диапазона необходимо определить к. н. д. по графикам, приведенным в § 6.7, имея в виду, что размеры антенны, взятые в долях волны, по диапазону изменяются. При полуторном перекрытии по диапазону, который обеспечивается волноводом, изменение к. н. д. несколько превышает 20%. Известен [ЛО. 9] метод расчета размеров рупоров, которые обеспечивают примерно постоянный к. н. д. в широком диапазоне частот за счет уменьшения его максимального значения.

Вероятное значение коэффициента отражения в волноводном тракте при работе в полосе частот может быть найдено по формулам (6.27), (6.28) и графику рис. 6.7.

Диапазонность возбуждающего устройства зависит от его конструкции. В § 6.4 рассмотрены некоторые варианты возбуждающих устройств, предназначенных для работы в полосе частот. Метод расчета широкополосных переходов от коаксиальной линии к волноводам, как указывалось выше, изложен в работе [ЛО. 15].

### 6.9. Методика расчета рупорных антенн

В технических заданиях на проектирование рупорных антенн требуется обычно обеспечить или определенный коэффициент усиления или определенную ширину диаграммы направленности.

Расчет рупорной антенны в основном сводится к расчету геометрических размеров рупоров и возбуждающего его волновода, а также к расчету диаграммы направленности, коэффициента направленного действия и других параметров.

При проектировании рупора по заданному коэффициенту усиления можно рекомендовать следующий порядок расчета.

1. На заданную длину волны рассчитывают или берут рекомендованные размеры поперечного сечения волновода, возбуждающего рупор. Размеры волновода выбираются из условия распространения только основного типа волны ( $H_{10}$  — в прямоугольном волноводe и  $H_{11}$  — в круглом волноводe).

2. Размеры поперечного сечения волновода определяют одновременно размеры горловины рупора.

3. Коэффициент полезного действия рупора полагают равным единице и считают, что коэффициент усиления равен к. н. д. антенны. По заданному к. н. д. из графика



ков определяют оптимальные размеры рупора. Если рупор секторный с расширением в плоскости  $H$  (или в плоскости  $E$ ), то пользуются графиками на рис. 6.8 (или рис. 6.9), из которых определяют длину рупора и ширину раскрыва в долях волны. Если рупор пирамидальный, то его коэффициент направленного действия определяют по формуле (6.40) и графикам рис. 6.8 и 6.9. Соотношение между множителями  $(\lambda/b_p D_H)$  и  $(\lambda/a_p D_E)$  можно в общем случае выбирать произвольно. Если же помимо коэффициента усиления накладываются требования на диаграмму направленности, то нужно учитывать, что более узкая диаграмма получается в той плоскости, в которой раскрыв больше.

4. После определения параметров рупора проверяют фазовую ошибку в раскрыве по формуле (6.11) для плоскости  $H$  и по формуле (6.12) для плоскости  $E$ . Если фазовая ошибка превышает допустимую  $\left(\frac{\pi}{2} \text{ — в плоскости } E \text{ и } \frac{3}{4}\pi \text{ — в плоскости } H\right)$ , то размеры рупора следует несколько изменить. При каждом изменении следует производить проверку фазовых ошибок.

5. Расчет диаграммы направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях осуществляют в предположении синфазного поля в раскрыве антенны по формулам (6.30) и (6.31) или (6.32) и (6.33), а с учетом коэффициента отражения от раскрыва — по формулам (6.34) и (6.35). При этом следует учитывать, что в пределах главного лепестка указанные формулы дают результаты, близкие друг к другу и к экспериментальным данным, при определении боковых лепестков погрешность расчета по всем указанным формулам возрастает.

6. При размерах раскрыва рупора в несколько длин волн можно считать, что отражений от раскрыва не происходит, аналогично можно пренебречь отражением от горловины рупора, если угол раскрыва соответствует оптимальным размерам рупора.

7. Коаксиальный фидер (если он имеется), подводящий возбуждение к волноводу, должен быть согласован с волноводом путем подбора действующей высоты штыря и длины короткозамкнутого отрезка волновода.

8. Расстояние от возбуждающего устройства до горловины рупора выбирают из условия затухания высших типов волн.

При проектировании рупора по заданной диаграмме направленности порядок расчета следующий:

1. По формулам (6.7) и (6.8) определяют ориентировочные размеры раскрыва рупора. Правильность выбранных размеров проверяется позднее при расчете диаграммы направленности.

2. По найденным размерам раскрыва, пользуясь графиками рис. 6.8 и 6.9, определяют оптимальную длину рупора и соответствующий коэффициент направленного действия и коэффициент усиления.

3. Размеры горловины рупора и возбуждающего волновода определяют как указано в пп. 1 и 2 предыдущей методики.

4. После определения параметров рупора проверяют фазовую ошибку в раскрыве согласно указаниям п. 4. приведенной выше методики.

5. Пункты с 5 по 8 приведенной выше методики остаются без изменения.

#### 6.10. Некоторые особенности проектирования рупорно-волноводных фазированных решеток

Методика расчета фазированных антенных решеток, составленных из волноводных или рупорных излучателей, в основном совпадает с аналогичными расчетами фазированных решеток любых других слабонаправленных излучателей.

К общим вопросам проектирования фазированных решеток можно отнести: 1) выбор габаритных размеров всей решетки по заданной ширине диаграммы направленности; 2) выбор структуры решетки (прямоугольная, треугольная, гексагональная; 3) выбор числа излучателей и расстояния между излучателями; 4) выбор способа управления лучом (непрерывный, дискретно-коммутационный и др.); 5) выбор типа фазовращателя; 6) проектирование схемы фидерного устройства (последовательная, параллельная, ветвистая, секционированная, модульная) и ряд других вопросов.

При изучении многих явлений, происходящих во всякой фазированной антенной решетке, и выяснении ее параметров, необходимо учитывать взаимное влияние излучателей друг на друга по внешнему пространству. Для каждого типа излучателей взаимное влияние имеет свои характерные особенности.

В настоящей главе общие вопросы проектирования сканирующих антенных решеток рассматриваться не будут; здесь будут указаны только специфические особенности влияния взаимодействия на выбор расстояния между излучателями и их размеров в волноводной или рупорной решетке.

Конфигурация решеток, координатные оси и обозначения показаны на рис. 6.11: а) решетка с прямоугольной структурой, б) решетка с гексагональной структурой. Координатные углы  $\theta_E$  и  $\theta_H$  отсчитываются от нормали к решетке в плоскостях  $E$  и  $H$  соответственно. Угол  $\varphi$  лежит в плоскости решетки и принимается равным:  $0^\circ$  — при вычислении диаграммы направленности в плоскости  $H$ ,  $90^\circ$  — при вычислении в плоскости  $E$ , для промежуточных плоскостей, расположенных между плоскостями  $E$  и  $H$ , берется соответствующее значение угла  $\varphi$ . Размеры излучающих раскрывов — открытых концов волноводов или рупоров обозначены  $a \times b$ . Расстояние между излучателями по соответствующим координатным осям обозначено  $d_x$  и  $d_y$ . В гексагональной решетке показана также косоугольная система координат  $a_1$  и  $a_2$ , в которой расстояние между излучателями  $d$  одинаковое по обеим осям. В гексагональной решетке угол между осями  $\angle a_1 a_2 = 60^\circ$ .

Прежде чем рассматривать взаимодействие в волноводной решетке, напомним без дополнительных пояснений некоторые основные зависимости, справедливые для любой антенной решетки.

1. Если решетку дискретных излучателей заменить непрерывным излучающим раскрывом (расстояние между излучателями мало, а число излучателей велико), то ширина диаграммы направленности в каждой из двух главных плоскостей будет связана с габаритными размерами решетки следующими простыми соотношениями:

$$2\theta_H = k_1 \frac{\lambda}{L_x}, \quad 2\theta_E = k_2 \frac{\lambda}{L_y}, \quad (6.42)$$

где  $L_x = n_x d_x$  — габаритный размер решетки по оси  $X$ ;  $L_y = n_y d_y$  — габаритный размер решетки по оси  $Y$ ;  $d_x$  и  $d_y$  — расстояние между излучателями по осям  $X$  и  $Y$  соответственно;  $n_x$  и  $n_y$  — число излучателей по оси  $X$  и  $Y$  соответственно;  $k_1$  и  $k_2$  — числовые коэффициенты, связанные с амплитудным распределением поля по осям  $X$  и  $Y$ ,  $k_1 = k_2 = 0,89$  при равномерном амплитудном распределении.

Из формул (6.42) могут быть определены оптимальные размеры двумерной решетки по заданной ширине диаграммы направленности в двух главных плоскостях.

2. В настоящее время наряду с прямоугольной структурой построения решеток находят применение

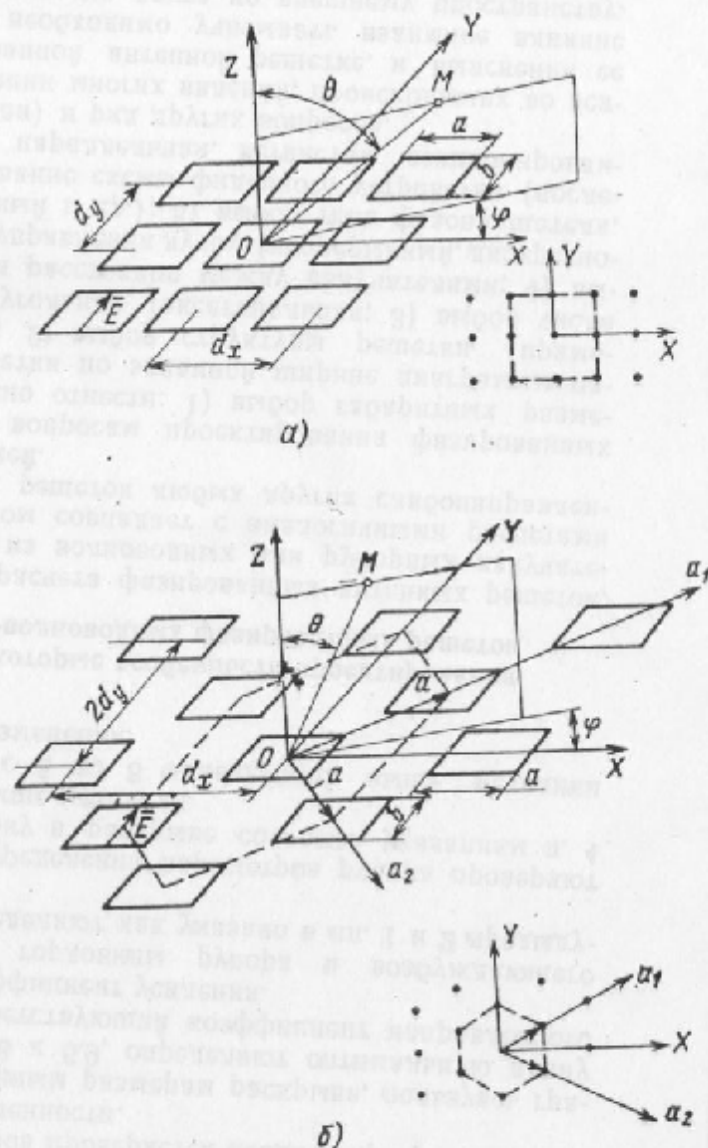


Рис. 6.11. Структуры решеток:  
а — прямоугольная; б — гексагональная.

изменение положения аномального нуля  $\theta_a$  при изменении размера раскрыва излучателя  $a=0,6\lambda; 0,75\lambda; 0,9\lambda$ , размер  $b=0,3\lambda$ . При  $a=0,6\lambda$  взаимодействие по высшим типам волн не проявляется, при увеличении размера  $a$  появляется аномальный нуль, который с ростом  $a$  приближается к нормали. Качественно такое же поведение аномального нуля будет наблюдаться в решетках с другими размерами.

### 6.12. Рекомендации по проектированию рупорно-волноводных фазированных решеток

1. При проектировании сканирующих рупорно-волноводных решеток надо иметь в виду, что взаимодействие между излучателями в ряде случаев может существенно повлиять на изменение коэффициента усиления антенны в секторе сканирования и на согласование питающих волноводов с излучателями.

2. При расчете решеток волноводных (или рупорных) излучателей, так же как при расчете большинства антенн СВЧ, вначале ориентировочно выбирают геометрические размеры решетки и ее элементов, а затем определяют электрические параметры. Если размеры выбраны неудачно, расчет повторяют снова.

3. Габаритные размеры больших антенных решеток приближенно можно определять по формулам (6.42). Числовые коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  зависят от формы всей решетки (прямоугольная, круглая и т. д.) и амплитудного распределения по координатным осям. Значения  $k_1$  и  $k_2$  могут быть взяты из любого учебного пособия, где рассматривается излучение из отверстия такой же формы с тем же амплитудным распределением.

4. При выборе структуры решетки (прямоугольная или косоугольная) надо иметь в виду соображения, изложенные в § 6.10. Если узлы волноводного тракта укладываются в габаритные размеры одного излучателя при прямоугольной структуре решетки, то целесообразность гексагонального расположения излучателей должна специально обследоваться, так как необходимое при этом увеличение размеров раскрыва излучателя или толщины стенок волноводов может привести к появлению аномальных нулей (если размеры  $a \times b$  больше рекомендуемых табл. 6.1) или к возрастанию коэффициента отражения в соответствии с графиками рис. 6.17

и 6.18. Однако надо помнить, что гексагональная структура решетки позволяет уменьшить полное число излучателей в решетке.

5. Расстояние между излучателями решетки определяется заданным сектором сканирования в плоскости  $H$  ( $\theta_{скH}$ ) и в плоскости  $E$  ( $\theta_{скE}$ ). В первом приближении расстояние между излучателями в решетке может быть найдено из следующих формул: для прямоугольной структуры  $d_x$  и  $d_y$  определяются из формулы (6.43), с учетом формулы (6.49) для плоскости  $E$ ; для гексагональной структуры — из формулы (6.44). Для определения расстояния между излучателями в решетке с прямоугольной структурой можно воспользоваться графиками рис. 6.14, которые построены по указанным выше формулам.

Увеличение расстояния между излучателями больше расчетного не допускается, так как это приведет к появлению резкого провала коэффициента усиления в одном из направлений в пределах сектора сканирования. Уменьшение расстояния между излучателями по сравнению с расчетным в большинстве случаев нецелесообразно, так как это приводит к увеличению коэффициента отражения  $|\Gamma|_{\max}$  при сканировании в плоскости  $H$ , хотя несколько уменьшает  $|\Gamma|_{\max}$  при сканировании в плоскости  $E$ . Кроме того, с уменьшением расстояния между излучателями увеличивается число излучателей в решетке.

Ожидаемое максимальное значение модуля коэффициента отражения в данном секторе сканирования можно ориентировочно выяснить по кривым рис. 6.19. Если  $|\Gamma|_{\max}$ , найденное по рис. 6.19, превышает величину коэффициента отражения, допустимую по условиям работы всего антенно-фидерного устройства в целом, то должен быть уменьшен сектор сканирования или в конструкции излучателей должны быть предусмотрены согласующие устройства.

6. Выбор размеров раскрыва одного излучателя в значительной степени определяется допустимым расстоянием между излучателями в решетке, которое ограничивает возможный максимальный раскрыв с учетом толщины стенок волновода; минимальный размер  $a_{\min} > \frac{\lambda}{2}$  ограничивается условиями распространения волны  $H_{10}$ . При выборе размеров раскрыва излучателя



в указанных пределах надо иметь в виду следующее. С уменьшением размеров  $a$  и  $b$  возрастает коэффициент отражения  $|\Gamma|_{\text{макс}}$ . Величина  $|\Gamma|_{\text{макс}}$  может быть оценена с помощью кривых рис. 6.17 и 6.18. С другой стороны, увеличение размеров  $a \times b$  может привести к появлению аномальных нулей в секторе сканирования. Если размеры раскрыва не превышают рекомендуемых в табл. 6.1 (§ 6.11), то аномальные нули не возникают во всем секторе  $\pm 90^\circ$ ; если условия табл. 6.1 не выполнены, то такая антенная решетка требует полного расчета входных проводимостей и коэффициентов отражения. Пути такого расчета намечены в § 6.11.

7. Рекомендуемая методика, составленная по результатам анализа бесконечных решеток, может быть использована также для выбора всех размеров достаточно больших решеток конечных размеров. Последнее заключение оправдывается тем, что направления, в которых имеют место провалы коэффициента усиления, не зависят от габаритных размеров решетки. Однако с уменьшением размеров решетки провал излучения становится шире (занимает больший угол), а глубина его уменьшается. При выборе размеров небольших решеток (меньше чем  $20 \times 20$  излучателей), в которых провалы излучения сглажены, предложенная выше методика может оказаться не оптимальной.

8. Расчет электрических параметров антенны может производиться после того, как выбраны ее геометрические размеры.

Для определения параметров антенны, диаграммы направленности, коэффициента усиления, коэффициента отражения и других необходимо получить полное решение задачи, т. е. найти входные проводимости всех излучателей (центральных и крайних), и амплитуды и фазы полей. Метод расчета описан в работе [Л 9], расчет весьма громоздкий и требует использования быстродействующих электронных вычислительных машин.

9. Электрические параметры антенны весьма приблизительно можно оценить следующим образом:

1) Нормированные кривые изменения коэффициента усиления [формула (6.46)] при различных  $d_x/\lambda$  приблизительно совпадают друг с другом до углов, на которых возникают дополнительные максимумы ДН решетки, и на этом участке хорошо аппроксимируются функцией

$$\frac{1}{2} (\cos \theta_H + \sqrt{\cos \theta_H}).$$

2) Коэффициент усиления по нормали определяют или по ширине главного лепестка диаграммы направленности в двух плоскостях по формуле

$$G_{\text{макс}} = \frac{33000 \eta}{(2\theta_H^0) (2\theta_E^0)}, \quad (6.52)$$

где  $\eta$  — коэффициент полезного действия решетки; или по величине излучающей поверхности решетки

$$G_{\text{макс}} = \frac{2\pi L_x L_y}{\lambda^2} K_{\text{нп}} \eta, \quad (6.53)$$

где  $K_{\text{нп}}$  — коэффициент использования поверхности решетки, зависящий от амплитудного распределения по решетке.

3) Диаграмму направленности приближенно рассчитывают по формуле для непрерывного излучающего раскрыва.

Прямоугольная форма решетки с равномерным амплитудным распределением рассчитывается по формуле (6.31). В формулу (6.31) вместо размера  $b_r$  надо подставить габаритный размер решетки вдоль той координатной оси  $X$  или  $Y$ , по которой амплитудное распределение равномерное.

Прямоугольная форма решетки с косинусоидальным амплитудным распределением рассчитывается по формуле (6.30). В формулу (6.30) вместо размера  $a_r$  надо подставить габаритный размер решетки вдоль той координатной оси, по которой амплитудное распределение косинусоидальное.

Круглая форма решетки рассчитывается по формуле (6.38), где под  $2r$  надо понимать диаметр излучающей решетки.

Взаимодействие несколько изменяет структуру боковых лепестков, однако простыми формулами эти из-

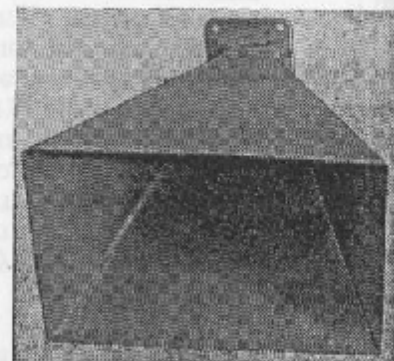


Рис. 6.22. Рупор сантиметрового диапазона.

также косоугольные структуры, в частности гексагональные.

При использовании прямоугольной структуры излучатели располагаются в узлах прямоугольной сетки, в треугольной структуре — в узлах треугольной сетки; если сетка состоит из равносторонних треугольников, то такая структура образует правильные шестиугольники и называется гексагональной. Гексагональная структура является оптимальным вариантом косоугольной структуры при коническом сканировании, с основанием конуса в виде круга. Она обеспечивает примерно одинаковые условия сканирования в главных и промежуточных плоскостях. Для обеспечения того же сектора сканирования гексагональная структура по сравнению с прямоугольной допускает увеличение расстояния между излучателями на 15%. Это дает возможность соответственно уменьшить число излучателей в решетке, а также увеличить размеры, отводимые на один элемент решетки, что очень важно, если иметь в виду необходимость размещения фазовращателя, усилителя или других узлов в фидерном тракте каждого элемента решетки.

3. Максимальный сектор сканирования обычно ограничивается допустимым уровнем боковых лепестков, обусловленных максимумами высших порядков в диаграмме направленности решетки [ЛО11]. Ближайшим к главному (нулевому) максимуму диаграммы направленности решетки оказывается максимум с номером  $(-1)$ . Положение этого максимума  $\theta_{-1}$  однозначно связано с положением главного (нулевого) максимума  $\theta_{\max}$  и зависит от расстояния между излучателями и структуры решетки.

В решетке с прямоугольной структурой

$$\sin \theta_{-1} = -\frac{\lambda}{d} + \sin \theta_{\max} \quad (6.43)$$

Подставив в формулу (6.43) вместо  $d$  значения  $d_x$  или  $d_y$ , получим положение лепестка, соответствующего  $(-1)$  максимуму в плоскостях  $H$  или  $E$ ; в любой промежуточной плоскости этот лепесток отстоит дальше, чем в плоскостях  $E$  и  $H$ .

В решетке с гексагональной структурой

$$\sin \theta_{-1} = -1,15 \frac{\lambda}{d} + \sin \theta_{\max E} \quad (6.44)$$

Формула (6.44) определяет положение  $(-1)$ -го лепестка множителя решетки в плоскости  $E$  и в плоскостях, отстоящих от плоскости  $E$  на  $\pm 60^\circ, \pm 120^\circ, \pm 180^\circ$ . Во всех других плоскостях указанный лепесток отстоит дальше от главного, чем в плоскости  $E$ . Так, например, в плоскости  $H$  положение ближайшего лепестка, обусловленного максимумами высших порядков в множителе решетки, определяется условием

$$\sin \theta_{-1} = -1,73 \frac{\lambda}{d} + \sin \theta_{\max H} \quad (6.45)$$

### 6.11. Взаимодействие в фазированных волноводных решетках

Взаимодействие между излучателями в антенных решетках проявляется по-разному в зависимости от типа излучателей.

В решетках, составленных из излучателей резонансного типа, например из полуволновых металлических или щелевых вибраторов, взаимодействие приводит к изменению входных сопротивлений или проводимостей и нарушает согласование в питающих фидерах. Закон распределения тока или поля по резонансному излучателю под влиянием взаимодействия изменяется настолько мало, что в практических расчетах может считаться неизменным.

В решетках, составленных из излучателей бегущей волны, например из диэлектрических стержней или спиралей, взаимодействие приводит иногда к весьма существенному изменению структуры поля в излучателях, однако входные сопротивления при этом почти не изменяются.

Взаимодействие открытых концов волноводов или рупоров в решетках вызывает как изменение входных проводимостей, так и перераспределение поля в раскрытых излучателях. Чем меньше раскрыт одного излучателя в решетке, тем устойчивее распределение поля в нем.

Если взаимное влияние излучателей обусловлено только волнами основного типа, то распределение поля в раскрытых излучателях можно считать неизменным и рассматривать только изменение входных проводимостей под действием соседних элементов решетки. Ниже указывается критерий, когда такое допущение будет справедливым.