И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт»

И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Учебное пособие

Харьков «ХАИ» 2006

Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи / И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 90 с.

Изложены методы исследования, устройство, принцип действия и способы расчета конструктивных и электрических параметров наиболее эффективных антенных устройств радиорелейных линий связи – двухзеркальных антенн Кассегрена и Грегори, рупорнопараболических антенн и перископических антенных систем.

Для студентов, специализирующихся в области радиоэлектронных систем и комплексов, технологий и средств телекоммуникаций, а также информационных сетей связи.

Ил. 61. Библиогр.: 33 назв.

Рецензенты: д-р физ.-мат. наук, проф. Н.Н. Горобец, д-р техн. наук Г.И. Хлопов

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», 2006 г.

1. ДВУХЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

1.1. Основная задача теории антенн

Общими недостатками однозеркальных антенн (O3A) являются неудобство вывода высокочастотной энергии к облучателю, относительно большие продольные размеры (фокусное расстояние сравнимо с диаметром зеркала) и ограниченный сектор сканирования при смещении облучателя из фокуса в фокальной плоскости. Длинный фидерный тракт и система крепления облучателя увеличивают массу антенны, затенение раскрыва и рассеяние энергии. В случае использования сложных облучателей (моноимпульсные и сканирующие O3A) этот недостаток проявляется еще сильнее. При выборе размеров антенны для обеспечения необходимых параметров у обычной O3A мало степеней свободы, ее возможности ограничены сменой соотношения диаметра зеркала к фокусному расстоянию, а также изменением в небольших пределах диаграммы направленности (ДН) облучателя [1].

Этих недостатков практически лишены многозеркальные антенны. Их можно классифицировать по количеству зеркал и форме их профиля. Таких антенн много. Рассмотрим простейшие из них – двухзеркальные антенну Кассегрена (АК) и антенну Грегори (АГ).

Двухзеркальные антенны (ДЗА) обычно имеют меньшие продольные размеры по сравнению с однозеркальными, позволяют более точно реализовать необходимые параметры, поскольку можно управлять размерами и формой большего количества элементов (два зеркала, облучатель, расстояние между ними). У двухзеркальных антенн облучатель можно размещать непосредственно у вершины основного зеркала. Это упрощает конструкцию антенны (особенно, если облучатель сложный) и укорачивает длину фидера, что способствует уменьшению массы антенны, увеличению ее КПД и снижению шумовой температуры.

Возможности двухзеркальных простых и апланатических систем по сканированию путем перемещения отдельных элементов системы тоже выше, чем у обычных ОЗА. В ДЗА появляются дополнительные возможности для реализации широкоугольного сканирования и уменьшения затенения раскрыва с помощью использования малых зеркал, выполненных из параллельных проводов (трансрефлекторов), и больших зеркал с поворотом плоскости поляризации (твистрефлекторов) [2]. Затенение целиком устраняется в несимметричных ДЗА. ДЗА удобны для построения многоканальных и многофункциональных систем.

Резюмируя сказанное, можно назвать такие преимущества ДЗА по сравнению с обычными ОЗА [3]:

- меньшие продольные размеры;

- существенно меньшая длина фидерного тракта, что позволяет увеличить отношение "сигнал/шум";

- меньшая шумовая температура, так как рассеянная часть энер-

гии облучателя направлена в переднюю малошумящую полусферу;

 возможность качания луча без использования высокочастотного вращающегося сочленения для вращения малого зеркала;

- большее количество степеней свободы и облегчение вследствие этого проблемы синтеза ДН;

- возможность существенно увеличить коэффициент использования поверхности (КИП).

1.2. Свойства антенны Кассегрена

Предложенная в 1672 г. для построения оптических телескопов схема Кассегрена (рис. 1.1) используется при построении антенных систем в диапазоне СВЧ при достаточно больших относительных размерах раскрывов зеркал.





В классических антеннах Кассегрена и Грегори используется такая геометрооптическая особенность отражения сферической волны от поверхностей второго порядка: сферическая волна, которую излучает источник с фазовым центром, совпадающим с одним из фокусов произвольной поверхности второго порядка, после отражения от нее снова превращается в сферическую волну, но с фазовым центром, совпадающим с другим фокусом [4].

Основное зеркало в АК представляет собой симметрично усеченный параболоид вращения (ПВ) с фокусом, расположенным в точке F_2 , и фокусным расстоянием f_6 (см. рис. 1.1). Секущая плоскость Q (плоскость раскрыва) перпендикулярна к фокальной оси параболоида F_1F_2 , которая одновременно является осью симметрии антенны.

Вспомогательное зеркало в АК – симметрично усеченный гиперболоид вращения, софокусный параболоиду в точке F₂. Фокальные оси гиперболоида и параболоида совпадают. Второй фокус гиперболоида F₁ находится на оси симметрии и обычно расположен вблизи вершины параболоида. На рис. 1.1 приведены следующие обозначения: ψ_0 – половина предельного угла раскрыва параболоида (а также и гиперболоида), f_Б и f_M – фокусные расстояния параболоида и гиперболоида соответствено.

На рис. 1.2 показано гиперболы (II) расположение взаимное параболы и ветвей гиперболы в АК. Напомним, гиперболоид является двуполостной поверхностью, симметричной как относительно фокальной оси, так и относительно плоскости А, проведенной перпендикулярно ОСИ К симметрии через середирасстояния HY между фокусами F₁ и F₂.

Сечение двуполостного гиперболоида плоскостью чертежа показано



на рис. 1.2 пунктирными линиями. В качестве образующей кривой малого зеркала обычно используется правая ветвь гиперболы (I), поскольку система с вогнутым зеркалом – левая ветвь гиперболы (II) – способна работать лишь с очень длиннофокусными параболоидами, что конструктивно неудобно.

Как известно, разность расстояний от фокусов до произвольной точки на поверхности гиперболы постоянна, т.е. $\rho_{\phi} - \rho_{\psi} = 2a$, где 2a - paccтояние между его вершинами (см. рис. 1.2). Расстояние между

фокусами гиперболоида $2C=2a+2f_M.$ Эксцентриситет образующей гиперболы $e=C/a\geq 1.$

В АК фазовый центр источника совмещается со вторым фокусом гиперболоида F₁ (см. рис. 1.1). Вследствие указанного выше свойства отражения от поверхностей второго порядка волна, создаваемая источником, после отражения от поверхности гиперболоида снова



Рис. 1.3

оказывается сферической с мнимым фазовым центром F₂. Но поскольку этот центр совмещен с фокусом параболоида, то дальнейший ход лучей в антенне оказывается таким же, как и в обычной однозеркальной антенне с ПВ, облучаемым из фокуса. Следовательно, в плоскости раскрыва рассматриваемой ДЗА образуется плоский волновой фронт.

Частным случаем описанной схемы является схема с облучением вспомогательного зеркала плоской волной. Схема ДЗА с отражающими зеркалами в виде двух конфокальных параболоидов – 1 и

2 – и облучателем в виде рупорно-параболической антенны показана на рис. 1.3. Формально такая схема получается путем удаления второго фокуса гиперболы F_1 в бесконечность. При этом гиперболоид трансформируется в параболоид 2 (e = 1) с фокусом в точке F_2 . Пара-



болоид 2 облучается плоской волной, распространяющейся вдоль фокальной оси. Вследствие указанного выше свойства отражения от поверхностей второго порядка отраженная волна оказывается сферической с мнимым фокусом в точке F₂. Дальнейший ход лучей такой же, как и в схеме однозеркального ПВ.

При значении эксцентриситета, равном бесконечности, гиперболическая поверхность вырождается в плоскость. Вспомогательное зеркало АК в этом случае является диском, а фазовый центр облучателя F₁ и мнимый фокус отраженной волны F₂ (зеркальное отражение источника)

1.2.1. Формулы, характеризующие геометрию зеркал

Кривые второго порядка – образующие кривые поверхностей отражающих зеркал в АК – имеют ряд общих закономерностей.

Уравнение кривой второго порядка (рис. 1.5), записанное в полярных координатах р, ψ относительно ближнего фокуса F₂, имеет вид

 $ho_{\psi} = f_{M}(1+e)/(1+e\cos\psi), (1.1)$ где f_{M} – фокусное расстояние кривой, т.е. расстояние от вершины кривой до ближнего к ней фокуса.

В зависимости от значения эксцентриситета уравнение (1.1) описывает такие кривые: e = 0 – окружность; e = 1 – параболу; $\infty > e = e_{\rm K} > 1$ – семей-



ство гипербол; $0 < e = e_r < 1$ – семейство эллипсов; $e = \infty$ – прямую.

Уравнение этой же кривой второго порядка, но записанное относительно дальнего фокуса F₁,

имеет вид $ho_{\phi} = f_{M}(1+e)/|1-e\cos\phi|.$ (1.2)

Расстояние от вершины кривой до дальнего фокуса

$$\rho_0 = f_M(e_K + 1)/(e_K - 1).$$

Углы φ и ψ (см. рис. 1.5) связаны между собой и эксцентриситетом кривой общим соотношением

$$tg(\psi/2) =$$

=
$$[(e_{\kappa} + 1)/(e_{\kappa} - 1)]tg(\varphi/2).$$
 (1.3)

На рис. 1.6 взаимосвязь между углами φ и ψ (а потому между φ₀ и ψ₀) представлена графически. В качестве параметра взят эксцентриситет гиперболы.



1.2.2. Эквивалентный параболоид



В приближении геометрической оптики ДЗА может быть сведена к эквивалентной ей по амплитуднофазовому распределению (АФР) в раскрыве ОЗА такого же диаметра. Продолжим произвольный луч 1 источника (рис. 1.7) за поверхность вспомогательного зеркала. Продолженный луч 1' в некоторой точке Q пересечется с действительным лучом 1, отраженным от основного зеркала. Из рис. 1.7 видно, что

$$\rho_{\Pi} \sin \psi = \rho_{\Im} \sin \phi. \qquad (1.4)$$

В соответствии с уравнением ПВ $\rho_{\Pi} = 2f_{F}/(1 + \cos \psi)$. Подстановкой ρ_{Π} в (1.4) с учетом, что $\sin \psi/(1 + \cos \psi) = tg (\psi/2)$, найдем

 $\rho_{\Im} = 2f_{F} tg(\psi/2)/\sin \varphi, \qquad (1.5)$

а после использования (1.3) -

$$\rho_{2} = 2f_{2}/(1 + \cos \phi),$$
 (1.6)

где

$$f_{\gamma} = f_{\kappa} (e_{\kappa} + 1)/(e_{\kappa} - 1).$$
 (1.7)

Уравнение (1.6) описывает параболу с фокусным расстоянием f_{\ni} . Построенная таким образом парабола является образующей так называемого **эквивалентного параболоида**. Из соотношения (1.7) следует, что эквивалентная парабола является более длиннофокусной, чем исходная, но амплитудное распределение в раскрывах ДЗА и эквивалентного ей ПВ будут одинаковыми [4].

Возможность построения однозеркальной антенны, эквивалентной по распределению поля в раскрыве исходной ДЗА, упрощает в ряде случаев анализ последней и позволяет лучше понять характерные особенности работы ДЗА. В частности, переоборудование однозеркальной параболической антенны в двухзеркальную эквивалентно замене исходной однозеркальной другой однозеркальной с тем же диаметром, но с увеличенным фокусным расстоянием. Это является важной положительной особенностью ДЗА, так как увеличение фокусного расстояния облегчает получение высокого апертурного КИП, накладывает менее жесткие требования на установку облучателя в антенне и т.п.

1.2.3. Трансформация амплитудного распределения в результате последовательного отражения от вспомогательного и основного зеркал

Форма ДН поля, отраженного от меньшего зеркала, определяется из соотношения [4]

$$F_{1}(\psi) = (\rho_{\varphi_{0}}\rho_{\psi}/\rho_{\psi_{0}}\rho_{\varphi})F_{odn}(\varphi) = q(\psi)F_{odn}(\varphi), \qquad (1.8)$$

где $F_{o\delta\pi}(\phi)$ – нормированная ДН облучателя, которую для упрощения будем считать осесимметричной; $\rho_{\phi0} = \rho_0$ и $\rho_{\psi0} = f_M$ – соответственно значения ρ_{ϕ} и ρ_{ψ} при $\phi = \psi = 0$.

Из этой зависимости видно, что величина q(ψ) представляет собой коэффициент преобразования (трансформациии) одной диаграммы в другую.

Использовав соотношение (см. рис. 1.5)

$$\rho_{\phi} \sin \phi = \rho_{\psi} \sin \psi$$

и зависимость

$$\sin \varphi / \sin \psi = \sqrt{1 - \mu^2} / (1 + \mu \cos \psi),$$

где $\mu = 2e_{\kappa}/(1 + e_{\kappa}^2)$, которая следует из (1.4), найдем для величины $q(\psi)$, нормированной к значению при $\psi = 0$, выражение

$$q(\psi) = (1 + \mu)/(1 + \mu \cos \psi).$$
 (1.9)

График этой зависимости для различных фиксированных значений эксцентриситета $e_{\kappa}(e_{r})$ изображен на рис. 1.8. Из него видно, что в отраженном от малого зеркала поле происходит относительное перераспределение амплитуд, которое эквивалентно концентрации энергии поля в плоскости раскрыва в направлении от центра основного зеркала к его периферии. Поскольку в форме ДН рупорных излучателей распределение амплитуд обычно носит обратный характер, суммарное действие обоих факторов позволяет несколько поднять уровень облучения периферии в однозеркальной схеме.

Распределение амплитуд $P_0(\psi)$ на параболическом зеркале определяется зависимостью

$$P_0(\psi) = (f_{\rm b}/\rho_{\rm II})F_1(\psi)$$
.

Подстановка сюда значений ρ_{Π} из (1.4) и $F_1(\psi)$ из (1.8) дает

$$P_{0}(\psi) = \frac{(1+\mu)\cos^{2}(\psi/2)}{1+\mu\cos\psi}F_{OEJ}(\phi).$$
(1.10)

Для заданного ψ соответствующие ему значения ϕ рассчитываются по формуле (1.3) или по графику рис. 1.6.

Как известно из геометрической оптики и следует из соотношения (1.10), распределение амплитуд на поверхности параболоида (e = 1) переносится без искажения (трансформации) в раскрыв антенны. В соответствии с этим формула (1.10) характеризует распределение амплитуд также и в раскрыве антенны, и в раскрыве эквивалентного

параболоида. На рис. 1.8 изображена нормированная функция пересчета распределения амплитуд поля источника к распределению амплитуд в раскрыве

$$p(\psi) = \frac{(1+\mu)\cos^{2}(\psi/2)}{1+\mu\cos\psi}$$
(1.11)

при различных фиксированных значениях эксцентриситета вспомогательного зеркала, причем p(ψ) ≤ 1.

Как видно из рис. 1.8, коэффициент $p(\psi)$ при е ≠ 1 уменьшается в направлении от центра раскрыва к его периферии тем больше, чем большим выбран угол раскрыва основного параболического зеркала.

На рис. 1.8 пунктиром показано относительное изменение амплитуд в раскрыве однозеркальной антенны при ненаправленном облучателе. Как видно, распределение амплитуд поля в раскрыве ДЗА всегда ближе к равномерному, чем в однозеркальной с тем же углом раскрыва параболоида. Это существенная положительная особенность ДЗА.

Для получения равномерного распределения амплитуд в раскрыве ДЗА необходимо, чтобы ДН рупора имела амплитудное распределение, обратное распределению, определяемому функцией $p(\psi)$. При этом вдоль осевой линии поле должно быть минимальным, а максимум приходиться на угол, соответствующий углу облучения кромки малого зеркала. Далее поле должно резко спадать. Облучатели с ДН подобного типа рассмотрены в подразд. 1.6.

Отметим, что замена e_{κ} на $e_{\Gamma} = 1/e_{\kappa}$ на рис. 1.8 не меняет величины коэффициентов трансформации $q(\psi)$ и $p(\psi)$. Следовательно, полученные результаты справедливы для антенн Кассегрена и Грегори. Перераспределение амплитуд полей в раскрывах этих антенн одинаково при условии, что эксцентриситеты вспомогательных зеркал связаны соотношением $e_{\kappa} e_{\Gamma} = 1$. Это соотношение выполняется в случае, когда углы раскрыва параболического зеркала ($2\psi_0$) и углы облучения кромки малого зеркала облучателем ($2\phi_0$) в АК и АГ совпадают.

Следует отметить, что ДН первичных источников в однозеркальной и двухзеркальных антеннах при одинаковом угле раскрыва параболоида должны быть существенно различными. Действительно, в однозеркальной антенне угол облучения большого зеркала из фокуса равен полному углу раскрыва параболоида $2\psi_0$, а в ДЗА – $2\phi_0$ (эквивалентный параболоид). Угол ϕ_0 всегда заметно меньше угла ψ_0 . Поэтому для однозеркальных антенн требуются облучатели с широкоугольными ДН, а для ДЗА – с более узкими ДН, причем вариация их ширины возможна в достаточно больших пределах. В ДЗА в качестве облучателей широко используются рупорные антенны и их модификации.



Рис. 1.8

Дадим сводку формул, в соответствии с которыми можно рассчитать геометрические характеристики АК:

$$e_{\kappa} = \sin[(\psi_0 + \phi_0)/2] / \sin[(\psi_0 - \phi_0)/2]; \qquad (1.12)$$

$$4f_{\rm b}/D_{\rm M} = f_{\rm B}/f_{\rm b} = \rho_0/f_{\rm M} = (e_{\rm \kappa} + 1)/(e_{\rm \kappa} - 1); \tag{1.13}$$

$$4f_{\rm M} = D_{\rm M} \cos[(\psi_0 + \phi_0)/2] / \sin(\psi_0/2) \sin(\phi_0/2); \qquad (1.14)$$

$$4f_{\rm b} = D_{\rm b} ctg(\psi_0/2);$$
 (1.15)

$$4a = D_M \left(\frac{1}{\sin \varphi_0} - \frac{1}{\sin \psi_0} \right); \qquad (1.16)$$

$$4C = D_{M}\sin(\psi_{0} + \phi_{0})/\sin\psi_{0}\sin\phi_{0}; \qquad (1.17)$$

$$tg(\varphi_1/2) = [(e_{\kappa} - 1)/(e_{\kappa} + 1)]^2;$$
 (1.18)

$$D_M/D_B = [(e_\kappa - 1)/(e_\kappa + 1)]ctg(\psi_0/2).$$
 (1.19)

В качестве независимых переменных взяты такие параметры: $D_{\rm F}$ и $D_{\rm M}$ – диаметры большого и малого зеркал соответственно; ψ_0 – половина угла раскрыва параболоида; ϕ_0 – половина угла облучения источником краев малого зеркала, угол ϕ_1 показан на рис. 1.7. Значения этих параметров обычно определяются заранее из конструктивных требований и необходимого коэффициента усиления (КУ) антенны.







$$\begin{split} D_M/f_{\rm F} &= D_0/2C;\\ 2\phi_0 \approx D_M/\ 2C, \end{split}$$

где D₀ – размер раскрыва облучателя.

Для уменьшения затенения раскрыва антенны необходимо ВЫбирать диаметр малого зеркала поменьше. Одуменьшении нако при малого зеркала приходится увеличивать направленность облучателя, что ведет к увеличению размеров, его а следовательно, к увеличению затенения pacкрыва облучателем. Оптимальные соотношения размеров будут, очевидно, В случае, когда затенение, создаваемое зеркамалым лом, равно затенению раскрыва облучателем (рис. 1.9) [3]. Из рис. 1.9

- (1.20)
- (1.21)

Если $2\theta_0 = 2\alpha\lambda/D_0$ – ширина ДН облучателя "по нулям" ($\alpha = 1, 1...1, 3$ – коэффициент, учитывающий амплитудное распределение поля в раскрыве облучателя), то, потребовав, чтобы $2\phi_0 \approx 2\theta_0$, получим

$$2\alpha\lambda(2C) \approx D_M D_0. \tag{1.22}$$

Решив совместно (1.20) и (1.22), найдем соотношения для оптимальных размеров АК:

$$D_{\rm M} \approx \sqrt{2\alpha\lambda f_{\rm B}}$$
; (1.23)

$$D_0 \approx 2C\sqrt{2\alpha\lambda/f_{\rm B}} . \tag{1.24}$$

Тогда в соответствии с (1.23) и (1.13) эксцентриситет будет $e_{\kappa} = (4f_{\rm B} + D_{\rm M})/(4f_{\rm B} - D_{\rm M}).$ (1.25)

На рис. 1.10 приведена зависимость эксцентриситета образующей гиперболы от значений углов φ_0 и ψ_0 . Значения e_{κ} , которые используются чаще всего, находятся в пределах $e_{\kappa} = 1, 2...2$.



Связь между углами ϕ_0 и ψ_0 можно определить по формуле (1.3): $\phi_0 = 2 \operatorname{arctg} \{ [(e_{\kappa} - 1)/(e_{\kappa} + 1)] \operatorname{tg}(\psi_0/2) \}.$ (1.26)

1.3. Свойства антенны Грегори

Антенна Грегори носит имя автора одного из первых проектов зеркального телескопа (1663 г.) – шотландского математика и астронома Грегори Джеймса. Основное зеркало в антенне, как и в схеме Кассегрена, имеет форму симметрично усеченного параболоида, а вспомогательное зеркало (рис. 1.11) – симметрично усеченного эллипсоида вращения, конфокального параболоиду в точке F₂ с фокальной осью, совпадающей с фокальной осью F_1F_2 параболоида. Второй фокус эллипсоида F_1 лежит на оси параболоида и обычно располагается вблизи вершины параболического зеркала.



Рис. 1.11

Как известно, сумма расстояний от фокусов эллипсоида до произвольной точки на его поверхности постоянна и равна расстоянию между вершинами эллипсоида 2a. Разность расстояний между вершинами эллипса 2a и его фокусами 2C равна удвоенному фокусному расстоянию эллипса $2f_M = 2a - 2C$, а его эксцентриситет $e_r = C/a < 1$.

В силу отмеченного ранее свойства отражения от поверхностей второго порядка волна, созданная источником, после отражения от поверхности вспомогательного зеркала снова оказывается сферической с действительным фазовым центром, совпадающим с точкой F₂. Следовательно, дальнейший ход лучей в АГ такой же, как в обычной однозеркальной антенне и в АК. Нужно только отметить, что при одинаковом угловом раскрыве параболоидов осевой размер АГ больше осевого размера АК.

В схеме АК, как следует из рис. 1.2, выбор угла раскрыва параболической образующей ψ_0 ничем не ограничен, поскольку ветви параболы и «выпуклой» гиперболы I нигде между собой не пересекаются. При любом значении угла ψ_0 луч, отраженный от малого зеркала, беспрепятственно дойдет до большого и, отразившись от него, уйдет в свободное пространство. Соответствующие точки на поверхностях обоих зеркал можно взять в качестве крайних точек, лежащих на их кромках. Поэтому возможна реализация как длиннофокусных, так и короткофокусных АК.

В схемах же Грегори, как видно из рис. 1.11, если угол $\psi_0 \ge 90^\circ$, то отраженный от одной половины малого зеркала луч на пути к большому встретит вторую половину малого зеркала, т.е. будет им затенен. Поэтому в АГ угол ψ_0 может быть взят лишь меньше 90° и **реализуемые АГ могут быть только длиннофокусными.**

В АК лучи, падающие на одну половину вспомогательного зеркала, отражаются на прилежащую половину основного. В АГ имеет место инверсия отраженного поля: лучи, падающие на одну половину малого зеркала, отражаются на противолежащую половину основного.

В практике наиболее распространены антенны Кассегрена, что

обусловлено ИХ меньшим осевым размером, а также возможностью реализации короткофокусных систем, имеющих ряде случаев В преимущества по электрическим параметрам перед длиннофокусными.

Уравнение профиля малого зеркала относительно ближнего фокуса F₂ имеет вид (1.1), а относительно дальнего фокуса F₁ – вид (1.2). Расстояние от вершины эллипса до дальнего фокуса

 $\rho_0 = f_M (1 + e_\Gamma) / (1 - e_\Gamma).$

Углы φ и ψ, как и в АК, отсчитываются от оси симметрии в соответствии с рис. 1.12. Эти углы связаны между со-

бой и эксцентриситетом е_г соотношением

$$tg(\psi/2) = [(1 + e_r)/(1 - e_r)]tg(\phi/2).$$
 (1.27)

На рис. 1.13 взаимосвязь между углами φ и ψ представлена графически. Сравнив выражения (1.3) и (1.27), а также рис. 1.6 и 1.13, видим, что они полностью совпадают при замене е_к = 1/e_г.

Эквивалентная парабола в случае АГ строится так же, как и в случае АК. Ее фокусное расстояние

$$f_{\Im} = f_{B}(1 + e_{\Gamma})/(1 - e_{\Gamma}).$$



Эквивалентная парабола оказывается более длиннофокусной, чем исходная, а распределения амплитуд поля в раскрывах исходной ДЗА и эквивалентной ей однозеркальной антенны одинаковы.

Сводка формул, в соответствии с которой можно рассчитать основные геометрические характеристики АГ, выглядит так:

$$e_{r} = \sin[(\psi_{0} - \phi_{0})/2]/\sin[(\psi_{0} + \phi_{0})/2]; \qquad (1.28)$$

$$4f_{\rm E}/D_{\rm M} = \rho_0/f_{\rm M} = f_{\rm B}/f_{\rm E} = (1 + e_{\rm r})/(1 - e_{\rm r}); \qquad (1.29)$$

$$4f_{\rm M} = D_{\rm M} \cos[(\psi_0 - \phi_0)/2] / \sin(\psi_0/2) \cos(\phi_0/2);$$
(1.30)

$$4f_{\rm b} = D_{\rm b} \operatorname{ctg}(\psi_0/2);$$
 (1.31)

$$4C = D_{M} \frac{\sin(\psi_0 - \phi_0)}{2}; \qquad (1.32)$$

$$\sum_{n=1}^{M} \sin \psi_0 \sin \phi_0$$

$$4a = D_{M} \left(\frac{1}{\sin \psi_{0}} \right) + \left(\frac{1}{\sin \phi_{0}} \right);$$
(1.33)

$$tg(\varphi_1/2) = [(1 - e_r)/(1 + e_r)]^2;$$
 (1.34)

$$\frac{D_{\rm M}}{D_{\rm E}} = \frac{1 - e_{\rm F}}{1 + e_{\rm F}} \operatorname{ctg} \frac{\Psi_0}{2}.$$
 (1.35)



Рис. 1.13

Угол ϕ_1 в формуле (1.34), как и в (1.18), – это угол облучения облучателем кромки затененной части эквивалентного параболоида (см. рис. 1.7).

Оптимальные размеры раскрывов малого зеркала D_M и облучателя D_0 определяются, как и для АК, с точки зрения минимального затенения основного зеркала (рис. 1.14) и могут быть рассчитаны по формулам (1.23) и (1.24).



Рис. 1.14

Эксцентриситет малого зеркала АГ в соответствии с (1.29)

 $e_{\Gamma} = (4f_{\rm b} - D_{\rm M})/(4f_{\rm b} + D_{\rm M}),$ (1.36)

а угол раскрыва эллипсоида в соответствии с (1.27) определяется выражением

$$\varphi_0 = 2 \arctan\{[(1 - e_r)/(1 + e_r)] tg(\psi_0/2)\}.$$
(1.37)

На рис. 1.15 приведена зависимость эксцентриситета образующей эллипса от значений углов φ_0 и ψ_0 . Значения e_r , которые используются чаще всего, находятся в пределах $e_r = 0.5...0,835$.

Антенны, построенные по схемам Кассегрена и Грегори при совпадающих значениях $D_{\rm F}$, $D_{\rm M}$, ψ_0 , ϕ_0 (см. рис. 1.1 и 1.11) и одинаковых облучателях, имеют одинаковые ДН.

1.4. Результирующий КИП двухзеркальных антенн

ДЗА более сложны по конструкции, чем ОЗА, поэтому существует больше причин для уменьшения их КУ и ухудшения ДН.



Это, например, затенение плоскости раскрыва малым зеркалом и конструкциями его крепления на большом, рассеяние поля облучателя на малом зеркале и т.п. Однако у ДЗА имеются дополнительные и весьма существенные возможности улучшения их характеристик: регулирование в определенных пределах амплитудного распределения в раскрыве, применение облучателей с лучшими электрическими характеристиками и др.

Для ДЗА коэффициент усиления

$$G_{\rm m} = v_{\rm pes} 4\pi S_{\rm p} / \lambda^2 = v_{\rm pes} \pi^2 D^2_{\rm b} / \lambda^2, \qquad (1.38)$$

где S_p – площадь раскрыва антенны; v_{pe3} – результирующий КИП рас-крыва; D_b – диаметр большого зеркала.

Результирующий КИП ДЗА определяется как произведение ряда сомножителей, каждый из которых учитывает влияние одного какогонибудь фактора, а именно:

 $v_{pe3} = v_A \eta_0 \eta_\Pi \eta_\Pi \eta_\Pi \eta_3 \eta_H \eta_C \eta_Y \eta_T = v_A \eta_A,$ (1.39) где η_A – результирующий КПД антенны.

Формула (1.39) справедлива, если каждый из сомножителей достаточно близок к единице.

Величина v_A – апертурный КИП – учитывает потери усиления вследствие неравномерности амплитудного распределения в плоскости раскрыва. Использовав введенное выше понятие эквивалентной параболы и формулу для определения v_A однозеркальной антенны [2], найдем

$$v_{\rm A} = 2 {\rm ctg}^2 \frac{\phi_0}{2} \frac{\left| \int_{\phi_1}^{\phi_0} \int_0^{2\pi} F_{\rm OEJI}(\phi,\xi) {\rm tg} \frac{\phi}{2} d\phi d\xi \right|^2}{2 \pi \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left| F_{\rm OEJI}(\phi,\xi) \right|^2 \sin \phi d\phi d\xi},$$
 (1.40)

где ξ – угол, который отсчитывается от оси 0x в плоскости раскрыва большого зеркала (см. рис. 1.1). Если поле облучателя обладает осевой симметрией, то интегралы по ξ равны 2π и выражение (1.40) упрощается.

Формула (1.40) учитывает эффект затенения плоскости раскрыва малым зеркалом. Следует отметить, что в ДЗА наличие малого зеркала, создающего теневое пятно в раскрыве, не дает возможности получить равномерное распределение амплитуд вдоль всей плоскости раскрыва.

Величину апертурного КИП, соответствующего равномерному распределению амплитуд вдоль освещенной части плоскости раскрыва v_A^p при осесимметричной ДН облучателя, найдем подстановкой в (1.40) выражения $F_{OEJ}(\phi) = 1/cos^2(\phi/2)$:

$$v_A{}^p = 1 - tg^2(\phi_1/2)ctg^2(\phi_0/2).$$

Поскольку $2F_Btg(\phi_1/2) = D_M/2$, а $2F_Btg(\phi_0/2) = D_B/2$, то $v_A{}^p = 1 - (D_M/D_B)^2.$

В последней формуле не учитывается, что в АК часть мощности облучателя теряется дважды: один раз на затенение, что дает уменьшение v_A на величину $(D_M/D_B)^2$, и второй – на обратное рассеяние малым зеркалом плоской волны, попадающей на него в результате отражения от большого зеркала. Оба эффекта можно учесть с помощью приближенной формулы

$$v_A^{p} = 1 - 2k_1(D_M/D_B)^2,$$
 (1.41)

где k_1 – коэффициент, учитывающий характер амплитудного распределения в раскрыве. При равномерном распределении $k_1 = 1$. Если, как бывает обычно, плотность энергии в центральной части зеркала больше, чем на периферии, то $k_1 > 1$. В хорошо спроектированных ДЗА апертурный КИП составляет $v_A \approx (0,5...1)$ дБ.

Коэффициент η_0 перехвата энергии облучателя малым зеркалом определяется зависимостью

$$\eta_{0} = \frac{\int_{\phi_{1}}^{\phi_{0}} \int_{0}^{2\pi} F_{OEJ}^{2}(\phi, \xi) \sin \phi d\phi d\xi}{\int_{0}^{\pi} \int_{0}^{2\pi} F_{OEJ}^{2}(\phi, \xi) \sin \phi d\phi d\xi}.$$
 (1.42)

Коэффициент η_{Φ} учитывает потери усиления вследствие неравномерности фазового распределения в раскрыве. Основными причинами несинфазности поля в раскрыве являются отклонение фазового фронта поля облучателя от однородного (сферического или плоского, в зависимости от схемы) и влияние неточности выполнения поверхности основного зеркала. Обычно η_{Φ} определяется одновременно с v_{A} по формуле (1.40) при подстановке в нее комплексного АФР

 $F_{obs}(\psi,\xi)e^{-i\Delta\Phi(\psi,\xi)}$, где $\Delta\Phi$ – фазовое распределение вдоль сферического волнового фронта облучателя. При проектировании полагают $\eta_{\Phi} \approx 0,955$ (0,2 дБ). Если известно АФР в раскрыве антенны $A(R,\xi)$, то v_{A} необходимо определять по формуле [5]

$$v_{\rm A} = \frac{\left| \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{R_{\rm B}} A(R,\xi) R dR d\xi \right|^{2}}{\pi R_{\rm B}^{2} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{R_{\rm B}} \left| A(R,\xi) \right|^{2} R dR d\xi},$$
(1.43)

где R_Б – радиус большого зеркала.

Коэффициент $\eta_{\Pi} = (P_{\Sigma} - P_{K})/P_{\Sigma}$ учитывает потери усиления вследствие перехода части излученной энергии в кроссполяризованную составляющую поля. Здесь P_{K} – мощность поля кроссполяризации, а P_{Σ} – полная мощность излучения антенны. Способы борьбы с кроссполяризационным эффектом рассмотрены в [2]. Обычно $\eta_{\Pi} \approx 0.2$ дБ.

Коэффициент $\eta_{\rm d} = (P_{\Sigma} - P_{\rm d})/P_{\Sigma}$ учитывает потери усиления вследствие дифракционного рассеяния поля облучателя на кромках зеркал и на элементах их крепления. Здесь $P_{\rm d}$ – мощность рассеяния в результате дифракции. При проектировании можно положить $\eta_{\rm d} = 0.89\ldots 0.955$, т.е. $\eta_{\rm d} = (0,2\ldots 0.5)$ дБ.

Коэффициент η₃ учитывает потери усиления вследствие затенения излучающего раскрыва конструкциями крепления вспомогательного зеркала. Влияние конструкций, находящихся в поле плоской волны, формируемой основным зеркалом, рассчитывается по формуле [5]

$$\eta_3 = [1 - \int_{S_3} A(R,\xi) ds / \int_{S} A(R,\xi) ds]^2, \qquad (1.44)$$

где s₃ – площадь затененной части раскрыва; s – общая площадь зеркала; A(R, ξ) – AФP в раскрыве незатененной апертуры.

В ДЗА часть конструкций крепления может затенять сферическую волну, распространяющуюся от малого зеркала в сторону большого (рис. 1.16, а). Вследствие расходимости сферической волны площадь тени от небольших по габаритам элементов крепления может превысить площадь тени от больших элементов, но расположенных в поле плоской волны (рис. 1.16, б). Поэтому в формулу (1.44) должны быть дополнительно включены величины площадей затенения плоскости раскрыва элементами конструкции по сферической волне. На практике $\eta_3 \approx 0,2$ дБ.

Коэффициент η_H учитывает потери усиления вследствие неточности изготовления поверхностей основного и вспомогательного зеркал. Влияние неточности изготовления основного зеркала можно рассчитывать по формулам, приведенным в [2] для однозеркальной антенны. Расчеты и эксперимент показывают, что если отклонение поверхности малого зеркала от теоретической не превосходит $(0,01...0,02)\lambda$, то потери усиления пренебрежимо малы. Эти условия для малого зеркала обычно легко выполнимы и $\eta_H \approx 0.2$ дБ.



Рис. 1.16

Коэффициент η_C учитывает потери усиления вследствие неточной установки в антенне рупора и малого зеркала как между собой, так и относительно большого зеркала. Допустимые отклонения целесообразно определять для каждого типа антенн экспериментально. Длиннофокусные антенны менее критичны в настройке, чем короткофокусные. Обычно $\eta_C\approx 0,1$ дБ.

Коэффициент η_У учитывает потери усиления в защитном укрытии антенны; его величина зависит от материала, формы и толщины укрытия, а также от метеорологических условий и может резко возрастать, например, в случаях гололеда и дождя.

Коэффициент η_T учитывает уменьшение усиления вследствие тепловых потерь в отражающих поверхностях и из-за наличия защитных лакокрасочных покрытий. Ориентировочно $\eta_T \approx 0.1$ дБ.

Важными характеристиками антенн космической связи являются также шумовая температура $T^{\circ}_{\rm m}$ и "шумовая добротность", равная отношению коэффициента усиления $G_{\rm m}$ антенны к полной (суммарной) шумовой температуре антенны и приемного устройства T $^{\circ}$, измеренной в кельвинах при угле места 5°. Величина отношения $G_{\rm m}/T$ ° выражается в децибелах. Значение $T^{\circ}_{\rm m}$ зависит от яркостной характеристики неба и меняется как с изменением частоты, так и с изменением угла наклона антенны. В современных высококачественных антенных устройствах большого диаметра $T^{\circ}_{\rm m}$ в приемном диапазоне 4 ГГц обычно меняется от 7...15 К при направлении антенны в зенит до 30...50 К при углах места порядка 5...7° по отношению к линии горизонта. Отношение $G_{\rm m}/T^{\circ}$ при диаметре антенны 25...30 м на частоте 4 ГГц обычно

равно 40...42 дБ. Шумовая температура антенно-волноводного тракта на радиорелейной линии (РРЛ) из-за излучения антенны вдоль земли и потерь в длинном тракте равна примерно 300 К.

Итак, перечисленным выше коэффициентам соответствуют следующие ориентировочные потери усиления: $v_A \approx 0,79...0,89$; $\eta_0 \approx 0,79...0,89$; $\eta_{\Phi} \approx 0,955$; $\eta_{\Pi} \approx 0,955$; $\eta_{\Xi} \approx 0,89...0,955$; $\eta_3 \approx 0,955$; $\eta_H \approx 0,955$; $\eta_C \approx 0,977$; $\eta_T \approx 0,977$.

Суммарные потери в КУ систем АК соответствуют обычно значениям $\nu_{pe3} \approx 0.5...0.6$. Методы оптимизации параметров антенн [4] позволяют заметно увеличить ν_A и η_0 и тем самым поднять ν_{pe3} до значений, равных 0,7...0,75.

1.5. Диаграмма направленности ДЗА

Введение понятия эквивалентного параболоида позволяет при расчетах ДН ДЗА пользоваться формулами для однозеркальной антенны, но с учетом того, что эквивалентный параболоид является более длиннофокусным, чем исходный (см. подразд. 1.2.2), а амплитудное распределение в его раскрыве будет ближе к постоянному, чем у однозеркальной антенны с таким же углом раскрыва (см. подразд. 1.2.3).

Таким образом, наравне с (1.10) правомерным будет использование распределения [6]

$$P_0(R') = \cos^2(\phi/2) F_{ool}(\phi), \qquad (1.45)$$

где $0 \le \phi \le \phi_0$; $R' = R/R_5$ – нормированная продольная координата в плоскости раскрыва.

Распределение (1.45) оказывается достаточно сложным, в связи с чем усложняется задача определения ДН антенны с помощью преобразования Фурье. Поэтому обычно распределение, найденное по формуле (1.45), аппроксимируют какой-нибудь достаточно простой хорошо изученной функцией, близкой к нему. Чаще всего – это функция "парабола на пьедестале"

$$A(R') = 1 - (1 - T) (R')^{2}, \qquad (1.46)$$

или

$$A(R') = T + (1 - T)\cos^{2}(\pi R'/2), \qquad (1.47)$$

где T – "пьедестал", т.е. значение амплитуды поля на краю зеркала при $\phi = \phi_0$.

Если амплитудное распределение (1.34) или (1.10) аппроксимируется функцией (1.46), ДН зеркала может быть рассчитана по формуле [2]

$$F(\theta) = \frac{4}{1+T} \left\{ T \frac{J_1(u)}{u} + 2(1-T) \frac{J_2(u)}{u^2} \right\} \cos^2 \frac{\theta}{2}, \qquad (1.48)$$

где J₁(u), J₂(u) – фунуции Бесселя первого и второго порядков;

$$\mathbf{u} = \mathbf{k}\mathbf{R}_{\mathbf{\Theta}}\sin\mathbf{\theta} = \mathbf{k}\mathbf{R}_{\mathbf{\Theta}}\sin\mathbf{\theta},$$

а T = T_E или T = T_H в зависимости от ДН облучателя в плоскостях E или H. Если амплитудное распределение аппроксимируется функцией (1.47), ДН раскрыва в плоскости Е будет определяться выражением [7]

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{T_{\rm E} \frac{J_{\rm I}(u)}{u} - B(u)}{\frac{T_{\rm E} + T_{\rm H}}{4} + 0.1487 \left(1 - \frac{T_{\rm E} + T_{\rm H}}{2}\right)} \cos^2 \frac{\theta}{2}, \qquad (1.49)$$

а в плоскости H – выражением

$$F_{\rm H}(\theta) = \frac{T_{\rm H} \frac{J_1(u)}{u} + B(u)}{\frac{T_{\rm E} + T_{\rm H}}{4} + 0.1487 \left(1 - \frac{T_{\rm E} + T_{\rm H}}{2}\right)} \cos^2 \frac{\theta}{2}.$$
 (1.50)

Здесь

$$B(u) = \frac{T_{H} - T_{E}}{2} \left[2 \frac{J_{0}(u) - 1}{u^{2}} + \mathfrak{w}_{2}(u) \right] - \left(1 - \frac{T_{E} + T_{H}}{2} \right) \mathfrak{w}_{0}(u),$$

$$\mathfrak{w}_{0}(u) = \int_{0}^{1} R' J_{0}(uR') \cos(\pi R'/2) dR',$$

$$\mathfrak{w}_{2}(u) = \int_{0}^{1} R' J_{2}(uR') \cos(\pi R'/2) dR',$$

где $J_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка. Значения $\mathfrak{x}_0(u)$ и $\mathfrak{x}_2(u)$ приведены в [2,7].

При рассчитанном по формуле (1.24) диаметре раскрыва облучателя "пьедесталы" для конического рупора определяются из выражений:

– в плоскости Н

$$\cos^{4} \frac{\phi_{0}}{2} \frac{2J_{1}'(kR_{0} \sin \phi_{0})}{1 - \left(\frac{kR_{0}}{\delta} \sin \phi_{0}\right)^{2}} = T_{H}; \qquad (1.51)$$

– в плоскости Е

$$\cos^{4} \frac{\phi_{0}}{2} \frac{2J_{1}(kR_{0} \sin \phi_{0})}{kR_{0} \sin \phi_{0}} = T_{E}, \qquad (1.52)$$

где R_0 – радиус раскрыва рупора; $\delta = 1,84$;

 $J_1^{/}(u) = J_0(u) - J_1(u)/u$ – первая производная от функции Бесселя первого порядка.

Для облучателя в виде пирамидального рупора "пьедесталы" рассчитываются по формулам:

– в плоскости Е

$$\cos^{4} \frac{\phi_{0}}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi b_{P}}{\lambda}\sin\phi_{0}\right)}{\frac{\pi b_{P}}{\lambda}\sin\phi_{0}} = T_{E}; \qquad (1.53)$$

– в плоскости Н

$$\cos^{4} \frac{\phi_{0}}{2} \frac{\cos\left(\frac{\pi a_{P}}{\lambda}\sin\phi_{0}\right)}{1 - \frac{2a_{P}}{\lambda}\sin\phi_{0}} = T_{H}.$$
 (1.54)

Размеры раскрыва пирамидального рупора в плоскости H (a_p) и в плоскости E (b_p) определяются из найденного по формуле (1.24) диаметра раскрыва облучателя D_0 . Площадь раскрыва пирамидального рупора $S_p = a_p b_p = \pi D^2_0/4$. Для оптимального рупора $a_p = 1,5b_p$, тогда

$$1,5b^2_{p} = \pi D^2_{0}/4 \longrightarrow b_p = D_0 \sqrt{\pi/6}$$
,

а для синфазного рупора $a_p = 1,34b_p$, тогда

$$1,34b_p^2 = \pi D_0^2/4 \rightarrow b_p = D_0 \sqrt{\pi/5,36}$$
.

Для согласования пирамидального рупора с питающим волноводом необходимо удовлетворить условие

$$R_{\rm H}/R_{\rm E} = a_{\rm p}(b_{\rm p} - b)/b_{\rm p}(a_{\rm p} - a),$$
 (1.55)

где R_E и R_H – длины рупора в соответствующих плоскостях; а и b – размеры широкой и узкой стенок прямоугольного волновода, которые выбираются по табл. Д.1 [8] или по табл. 7.П [9].

ДН антенны с учетом затенения можно рассчитать по формуле [6]

$$F(\theta) = \frac{F_{HE3}(\theta) - (D_M/D_B)^2 \Lambda_1(kR_M \sin \theta)}{1 - (D_M/D_B)^2},$$
 (1.56)

где $F_{He3}(\theta)$ – ДН незатененного зеркала, которая определяется выражениями (1.48) или (1.49), (1.50); R_M – радиус раскрыва малого зеркала; $\Lambda_1(u) = 2J_1(u)/u$ – лямбда-функция первого порядка.

1.6. Облучатели двухзеркальных антенн

В классических ДЗА форма ДН облучателя, обычно рупора, во многом определяет характеристики всей антенны. При этом важны как форма основного лепестка в секторе облучения малого зеркала, так и крутизна ДН и уровень боковых лепестков (УБЛ) вне этого сектора. Как следует из данных, приведенных в подразд. 1.4, высокий v_{pe3} при минимальном уровне бокового излучения в ДН антенны получается в том случае, когда распределение амплитуд в раскрыве антенны близко к равномерному с быстрым спадом поля у его краев. При этом каждой данной форме ДН облучателя соответствует свой определеный угол раскрыва параболоида, при котором произведение $v_A\eta_0$ оказывается максимальным. Идеализированная форма ДН облучателя, удовлетворяющая условию максимализации в ДЗА, имеет вид, показанный на рис. 1.17, а.

Степень подъема поля у краев малого зеркала при φ = φ₀ определяется в основном значением угла раскрыва параболоида. Чем более короткофокусной является антенна, тем больше должна быть величина соответствующего максимума ДН облучателя.

Весьма существенно, чтобы главный лепесток в пределах облучения малого зеркала $-\phi_0...+\phi_0$ был осесимметричен, так как при этом обеспечивается максимальное значение произведения $v_A\eta_0$ и получается одинаковая форма ДН антенны во всех плоскостях. Одновременно минимальным окажется уровень поля кроссполяризации.



Минимальный уровень бокового излучения облучателя обеспечит минимальную утечку энергии облучателя через плоскость раскрыва и соответственно малый уровень излучения в ДН антенны.

Целесообразной является такая форм ДН облучателя, которая получается наиболее естественным путем в обычно используемых рупорных излучателях. Вид такой идеализированной ДН показан на рис. 1.17, б. Поле максимально в главном направлении и круто спадает в стороны от него при минимальной утечке вне сектора облучения малого зеркала.

Можно отметить следующую общую закономерность: чем более широкоугольной является ДН рупора, тем для более короткофокусных антенных систем данный рупор оказывается оптимальным.

В подавляющем большинстве случаев в качестве облучателей ДЗА используются рупорные антенны и их модификации, так как они наиболее просты конструктивно, хорошо согласуются с питающим волноводом, просто позволяют осуществить одновременную работу на двух линейных или вращающихся поляризациях, имеют четко выраженное положение фазового центра, позволяют пропускать сигналы большой мощности, обладают широким рабочим диапазоном и т.п. Наибольшее распространение получили ДЗА с пирамидальными и коническими рупорными облучателями.

Достаточную в ряде случаев симметрию ДН в плоскостях Е и Н при низком уровне бокового излучения и хорошем согласовании с питающим волноводом можно получить в синфазных рупорных излучателях с периодической зубчатой структурой кромки [4]. Высота зубцов берется порядка длины волны, ширина – порядка половины длины волны.

В синфазных рупорах небольшой размер излучающего раскрыва служит источником рассогласования со свободным пространством. Уменьшить влияние этого эффекта можно путем расфазирования кромки рупора по отношению к волновому фронту падающей волны, например, путем срезания кромки рупора по спирали с шагом, равным половине длины рабочей волны (рис. 1.18). В такой конструкции каждой точке кромки, например точке А, соответствует диаметрально расположенная точка Б, смещенная по конической образующей на четверть длины волны. Относительно фазового центра F в рупоре волны, отраженные от точек А и Б, проходят двойной путь, так что разность фаз между ними равна 180°. Поскольку распределение возбуждающего поля в раскрыве рупора симметрично относительно любой плоскости, проходящей через ось симметрии рупора, то указанные волны одинаковы по амплитуде и противофазны, т.е. они взаимно гасятся. Волны, отраженные от кромки, в таком рупоре практически отсутствуют, уровень бокового излучения в плоскости Е заметно снижется; коэффициент стоячей волны (КСВ) рупора в 10-процентном по отношению к величине несущей частоты диапазоне меньше 1,015.



Рис. 1.18

Симметрирование ДН в синфазном рупоре может быть достигнуто установкой вдоль его оси диэлектрического стержня, концентрирующего энергию поля вблизи оси рупора и ослабляющего – у стенок. Геометрические характеристики одного из вариантов такого рупора показаны на рис. 1.19.



Рис. 1.19

ДН оказывается осесимметричной до уровня 20 дБ. Перекрытие рабочего диапазона по частоте составляет 1:1,5. Недостатком таких облучателей является относительно невысокое согласование с питающим волноводом (КСВ ≤ 1,4).

Один из способов симметрирования ДН синфазных рупоров показан на рис. 1.20.



Рис. 1.20

Рупор состоит из отрезка питающего одноволнового волновода, отрезка двухволнового волновода (секция возбуждения), конического перехода между ними и конической части рупора. Такой двухмодовый рупор работает следующим образом. В секции возбуждения и фазировки питающее рупор поле волны H_{11} возбуждает волну E_{11} с соответствующими амплитудой и фазой. Длина секции возбуждения подбирается так, чтобы в раскрыве рупора суммарное поле с учетом

различия фазовых скоростей распространения волн H_{11} и E_{11} в конической рупорной части оказалось синфазным. Для этого практически требуется обеспечить возможность регулировки длины отрезка секции возбуждения и фазировки. Описанный рупор создает осесимметричную ДН в относительно узком частотном диапазоне (порядка 5...15%). Вне сектора облучения малого зеркала ($2\varphi_0 = 20,44^\circ$) утечка энергии рупора составляет примерно 12%.

Получить практически такую же широкополосную антенну, как и рупорно-параболическая, позволяет использование в качестве облучателей расфазированных рупоров. На рис. 1.21 изображена конструктивная схема расфазированного рупора с углом раскрыва 2α , который имеет плавный параболический переход 1 от волноводной части к конической 2. Наличие такого перехода обеспечивает высокое естественное согласование широкоугольного рупора с питающим волноводом. Фокусное расстояние образующей его параболы f_{Π} с фокусом в точке O_{Π} следует выбирать из условия $f_{\Pi} > (1...1,5)\lambda$. В этом случае поля высших типов волн, возникающих в окрестности линии границы aa', оказываются пренебрежимо малыми. Напомним, что радиус кривизны $R_{\kappa p}$ параболы минимален в ее вершине и равен $R_{\kappa p} = 2f_{\Pi}$. Из свойств параболы следует, что в точках b-b' ее сопряжения с конической образующей радиус-вектор параболы ρ_{Π} наклонен к оси $O_{\Pi}O$ под углом $\beta = 2\alpha$.



Рис. 1.21

Расфазированные конические рупоры в плоскости Н имеют ДН, соответствующую по форме рис. 1.17, б. В плоскости Е при величине

расфазировки ψ_m , кратной нечетному числу π (ψ_m – максимальное отклонение фазы на краях раскрыва относительно его середины), расфазированные рупоры имеют ДН, близкую по форме к ДН рис. 1.17, б. При расфазировках, кратных четному числу π , их форма приближается к форме рис. 1.17, а. ДН имеют достаточно крутые скаты, но также различны по ширине в плоскостях Е и Н. Однако в отличие от синфазных рупоров в расфазированных рупорах ширина ДН в плоскости Н уже, чем в плоскости Е. Расфазированные рупоры целесообразно использовать в короткофокусных системах, но они не могут обеспечить полной оптимизации параметров ДЗА ввиду отсутствия осевой симметрии в ДН.

Определенным недостатком расфазированных рупоров является большой диаметр излучающего раскрыва: $D_p \ge 2\lambda ctg \alpha$. Из-за этого использование расфазированного рупора в АК при близком взаимном распорожении рупора и малого зеркала может привести к повышению доли энергии, перехватываемой рупором из поля, отраженного малым зеркалом.

Одним из способов обеспечения осесимметричной формы ДН рупорных антенн является выполнение стенок рупора гофрированными с определенной глубиной гофра (канавки). В стенках рупора прорезается ряд концентрических четвертьволновых канавок с определенным расстоянием между ними (рис. 1.22).



Рис. 1.22

Принцип действия такого рупора может быть пояснен следующим образом. Стенки рупора с достаточно густо прорезанными на них четвертьволновыми канавками имеют весьма большой импеданс для продольных поверхностных токов проводимости. Величина этих токов резко ослабляется по сравнению с продольными токами проводимости на стенках гладкого рупора той же геометрии. Резкое ослабление поверхностных продольных токов вызывает соответствующее ослабление не только тангенциального, но и нормального полей у стенок рупора.

Действительно, электрическому полю, нормальному стенкам, соответствуют электрические токи смещения, нормальные стенкам. Эти токи в силу закона непрерывности полного тока переходят у стенок в продольные поверхностные токи проводимости, а значит, ослабление продольного электрического тока неизбежно вызывает пропорциональное ослабление нормального стенкам тока смещения. Последнее, в свою очередь, имеет следствием ослабление вблизи стенок нормальной составляющей E_n электрического поля в раскрыве рупора. При этом распределение амплитуд E_n в раскрыве в плоскости Е оказывается спадающим по направлению от центра раскрыва к его краям. Такой же характер, как известно, имеет распределение амплитуд поля волны H_{11} в плоскости H в рупоре. При близких законах спадания амплитуд полей в плоскостях Е и H близкими окажутся и ДН рупора в этих плоскостях.

Задачей синтеза ДН с помощью рупоров с гофрированными стенками и является определение глубины d и шага канавок s, ведущих к такому же закону распределения амплитуд поля в плоскости E, как и закон распределения в плоскости H. Приведенные соображения справедливы для главного лепестка ДH.

В зависимости от длины рупорной части, на которой прорезаны канавки, от угла раскрыва рупора, глубины и ширины канавок поля в плоскостях Е и Н могут быть уравнены на различных уровнях и в различном по ширине диапазоне волн. Расчеты показывают, что оптимальными являются условия $d \ge \lambda/4$, $t \ge \lambda/8$. Количество канавок должно быть равно или больше 5...6 [4].

Шаг канавок нужно брать в пределах $s = (0,25...0,4)\lambda_0$, где $\lambda_0 - дли-$ на волны на верхней частоте диапазона [10].

Рупор с канавками может быть выполнен для одновременной работы в нескольких диапазонах волн. Для этого необходимо глубину канавки выбирать такой, чтобы для средней частоты каждого диапазона была кратна нечетному числу четвертей длины наиболее короткой волны, т.е. следует взять $d = (2m + 1)\lambda_{\text{мин}}/4$, где m – соответствующее целое число.

Гофрированные рупоры имеют лучшие характеристики по полю кроссполяризации по сравнению с гладкими рупорами той же геометрии. Они обладают малой утечкой энергии вне области главного лепестка, стабильным и одинаковым положением фазового центра во всех плоскостях поля. Форма их ДН соответствует форме рис. 1.17, б.

Вследствие совокупности этих данных рупоры с гофрированными стенками являются эффективными облучателями для оптимизированных ДЗА.

Рупорные облучатели, которые имеют ДН, соответствующие рис. 1.17, а, представляют собой сочетание в одном рупоре синфазного и расфазированного рупоров (рис. 1.23). Они называются рупорами с изломом конической образующей. Эти рупоры могут использоваться в длиннофокусных АК, для которых создаваемая ими форма ДН близка к оптимальной.

Рупор выполнен путем соединения друг с другом двух рупорных частей – I и II – с различными угловыми раскрывами 2α₁ и 2α₂. Часть I, примыкающая к волноводу, может рассматриваться как почти синфазный рупор, питаемый волноводом. Часть II, примыкающая к части I, может рассматриваться как расфазированный рупор, питаемый синфазным. В месте соединения рупорных частей возникает излом конической образующей.

Внутри рупора с изломом основной поток электромагнитной энергии, формируемый рупорной частью I, заключен в "освещенной" области пространства – угловом интервале $2\alpha_1$. По мере удаления от освещенной области в теневую (область заштрихована) этот поток существенно ослабляется. Если угол раскрыва $2\alpha_2$ расфазированного рупора заметно больше угла $2\alpha_1$ синфазного, то в результате ослабления поля распределение амплитуд в плоскости раскрыва Q спадает по направлению к кромке рупора примерно одинаково как в плоскости H, так и в плоскости E. Одинаковый характер амплитудного распределения в разных плоскостях поля обеспечивает, в свою очередь, осевую симметрию ДН. Фазовый центр рупора с изломом расположен примерно на середине расстояния между фазовыми центрами синфазного O_1 и расфазированного O_2 рупоров.



Рис. 1.23

Геометрию рупора с изломом необходимо выбирать в соответствии с графиками рис. 1.24, а и 1.24, б. На рис. 1.24, а представлена зависимость R_2/λ от величины относительного расстояния S/λ , измеряемого от центра раскрыва рупора до точки наблюдения. На рис. 1.24, б приведены графики взаимозависимости радиусов раскрывов синфазного R_1 и расфазированного R_2 рупоров (по отношению к длине рабочей волны λ). В качестве параметра взяты значения половинного угла раскрыва расфазированного рупора α_2 . Угол раскрыва $2\alpha_1$ почти синфазного рупора рекомендуется выбирать таким, чтобы максимальная фазовая ошибка в плоскости его раскрыва не превышала $\pi/8$.



Для рупора с изломом КСВ обычно не более 1,05...1,1. Диапазон, в пределах которого форма и ширина ДН рупора с изломом сохраняются практически неизменными, составляет примерно 10...20% от значения средней частоты.

Угол раскрыва $2\alpha_2$ расфазированного рупора следует выбирать близким к углу облучения $2\phi_0$ кромки малого зеркала из фазового центра рупора с изломом, причем $2\alpha_2$ необходимо брать несколько больше $2\phi_0$, если основным является требование получения в антенне высокого результирующего КИП v_{pe3} , и несколько меньше $2\phi_0$, если основным является требование уменьшения УБЛ.

1.7. Некоторые вопросы проектирования

Недостатком ДЗА является затенение раскрыва антенны малым зеркалом. Однако в случаях, когда используются волны с линейной поляризацией, затенение раскрыва можно значительно уменьшить. Для этого используются поверхности, при отражении от которых плоскость поляризации волны поворачивается на 90°. Принцип действия такого устройства – твистрефлектора – рассмотрен в [2,6,7].

Схема незатененной ДЗА приведена на рис. 1.25. Малое зеркало представляет собой решетку из горизонтальных (если облучатель излучает поле с горизонтальной поляризацией) проводов или пластин, расстояние между которыми намного меньше длины волны ($\lambda/8...\lambda/10$). Такое зеркало отражает поле с горизонтальной поляризацией и практически прозрачно для волны с вертикальной поляризацией (потому и называется трансрефлектором).



Рис. 1.25

Если такое малое зеркало использовать в антенне, поверхность большого зеркала в которой обеспечивает поворот плоскости поляризации на 90°, то малое зеркало не будет помехой для вертикально поляризованной волны, отраженной большим зеркалом. Таким образом, в ДЗА остается только затенение облучателем, поэтому целесообразно использовать небольшой облучатель при малом зеркале значительных размеров. Использование трансрефлектора позволяет значительно уменьшить осевой размер антенны, что особенно важно для длиннофокусных систем.

Конструктивно трансрефлектор выполняется в виде тонких проводов, запрессованых в диэлектрическую пластину. Если расстояние между проводами намного меньше длины волны, то такая структура является хорошим отражателем волны, поляризация которой параллельна проводам, и прозрачна для волны с поляризацией, перпендикулярной к ним. Расстояние между проводами нежелательно выбирать очень маленьким, так как из-за конечной толщины проводов в этом случае будет возрастать отражение волны, для которой зеркало прозрачно. Величину мощности, которая проходит сквозь зеркало, можно рассчитать пользуясь формулами и графиками для перфорированных и решетчатых зеркал, приведенными в [2].

С целью уменьшения мощности, проходящей сквозь трансрефлектор, используют многослойные структуры (рис. 1.26). Для того, чтобы волна, отраженная от первой решетки, совпадала по фазе с волной, отраженной от второй решетки, расстояние между ними должно быть кратным нечетному числу четвертей длины волны в среде, заполняющей пространство между решетками.



Рис. 1.26

Использование трансрефлектора позволяет совместить в одной конструкции две антенны, которые работают в разных радиоканалах. Так, например, если вспомогательное зеркало изготовить из горизонтальных проводов и разместить в точке F₁ облучатель, излучающий волну с горизонтальной поляризацией (рис. 1.27), а в точке F₂ – второй облучатель, излучающий вертикально поляризованное поле, то получим две независимые антенны. Одна из них будет работать по двухзеркальной схеме (с первым облучателем), а вторая – по однозеркальной (со вторым облучателем). Для уменьшения взаимного влияния эти антенны обычно работают в разных диапазонах волн

(например, одна – в сантиметровом, а вторая – в дециметровом диапазонах) [6].



Рис. 1.27

Весьма интересным является вариант антенны, приведенный на рис. 1.28, где 1 – луч волны с вертикальной поляризацией; 2 – луч волны с горизонтальной поляризацией; 3 – поверхность, пропускающая волну с вертикальной поляризацией (система горизонтальных проводов). Такая антенна является двухзеркальной для волны длиной λ_1 и однозеркальной для волны длиной λ_2 . Если λ_2 выбрана такой, чтобы большое зеркало не поворачивало поляризацию этой волны (т.е. расстояние между пластинами твистрефлектора такое, что пропускает обе составляющие вектора \vec{E} волны длиной λ_2), то антенна будет работать с одной поляризацией для обеих волн. В этом случае затенения раскрыва малым зеркалом не будет ни для волны длиной λ_1 , ни для волны длиной λ_2 [7].


Еще одной интересной ДЗА с большим параболическим зеркалом является антенна с плоским вспомогательным зеркалом больших размеров, представленная на рис. 1.29, где 1 – горизонтальная поляризация; 2 – вертикальная поляризация; 3 – поверхность, пропускающая волну с вертикальной поляризацией; 4 – поверхность, отражающая волну с поворотом плоскости поляризации на 90°. Параболическое зеркало прозрачно для волн одной поляризацией, перпендикулярной первой.

Поверхность плоского зеркала представляет собой плоский твистрефлектор. Это обеспечивает прохождение отраженной от плоского зеркала волны сквозь параболическое. Такой вариант позволяет легко осуществить неискаженное сканирование ДН антенны в широком секторе углов путем поворота плоского зеркала. При этом угол поворота ДН будет вдвое больше угла поворота плоского зеркала [7].

1.8. Положительные качества и возможности ДЗА

Рассмотрим положительные качества и возможности ДЗА, а также их преимущества по сравнению с однозеркальными.

1. ДЗА имеют меньшие продольные размеры. Особенно удается сократить продольные размеры в системах с поворотом плоскости поляризации, поскольку в них малое зеркало можно приблизить к большому, не опасаясь увеличения малого зеркала. Сокращение продольных размеров антенны особенно важно для крупных конструкций, заключенных под обтекателями.

2. Расположение первичного облучателя вблизи вершины параболоида радикально упрощает конструкцию и приводит к существенному уменьшению длины фидерного тракта. Как известно, фидер является серьезным источником шумов. Поэтому уменьшение его длины позволяет повысить отношение сигнал/шум, что особенно ценно для антенн космической связи и радиотелескопов.



3. Расположение облучателя вблизи вершины большого зеркала

приводит также к тому, что рассеянная энергия (часть облучателя, энергии не перехваченная малым зеркалом) поступает в переднюю, малошумящую полусферу (рис. 1.30, а). Поэтому в ДЗА можно получить заменьшую ШУМОВУЮ метно температуру, чем в однозеркальной антенне, у которой рассеяние энергии происходит в сильношумящую заднюю полусферу (рис. 1.30,б).

4. В ДЗА сканирование луча можно осуществлять качанием мало-

го зеркала (рис. 1.31). Этот способ электромеханического сканирования более удобен, чем способ сканирования путем качания облучателя, – масса качания также невелика, но отпадает необходимость иметь вращающееся сочленение.

Величина отклонения луча при качании малого зеркала может быть порядка трех значений ширины ДН без ее заметных искажений. Перемещением малого зеркала вдоль оси системы можно также изменять ширину ДН в определенных пределах.

5. Использование ДЗА позволяет расширить возможности метода сканирования луча путем смещения облучателя. Как известно, смещение облучателя с фокальной



Рис. 1.31

оси приводит к возникновению в раскрыве квадратичных и кубичных фазовых искажений, влияющих на форму ДН. Это ограничивает допустимые пределы качания ДН в однозеркальных антеннах. При наличии двух зеркал можно рассчитать их поверхности так, чтобы скомпенсировать искажения в двух точках, симметричных относительно фокальной оси, и значительно уменьшить искажения в промежуточных точках.

Использование таких систем, называемых **апланатическими**, позволяет путем смещения облучателя качать ДН в широких пределах без заметного искажения ее формы.

6. Наличие двух зеркал облегчает решение задачи синтеза желаемой ДН, позволяет приблизиться к реализации не только заданного фронта, но и заданного амплитудного распределения. В ДЗА осевой симметрии или цилиндрических ДЗА заданное распределение поля в раскрыве может быть обеспечено точно при любой ДН облучателя.

7. В ДЗА можно существенно повысить результирующий КИП v_{pes} . Вместо значений $v_{pes} = 0,4...0,5$, характерных для однозеркальных антенн, можно получить $v_{pes} = 0,7...0,8$.

Это объясняется следующим. В однозеркальных антеннах имеется жесткая связь между количеством энергии, рассеиваемой облучателем за края зеркала (см. рис. 1.30, б), и характером амплитудного распределения в раскрыве. Максимальное значение v_{pes} имеет место тогда, когда края зеркала облучаются на уровне 0,1 по мощности. При этом заметная часть энергии облучателя рассеивается за края зеркала, что снижает величину v_{pes} .

В ДЗА нет жесткой связи между рассеянной энергией (см. puc. 1.30, a) и распределением поля в раскрыве антенны. Можно получить амплитудное распределение, близкое к равномерному, при

небольшой рассеянной мощности (небольших потерях энергии на "переливание" за края малого зеркала). Это повышает результирующий КИП антенны.

Повышению v_{pe3} ДЗА способствуют также меры, принимаемые для уменьшения теневого эффекта (экранировки малым зеркалом), – выбор оптимальных размеров малого зеркала (см. рис. 1.9 и соотношение (1.22)), заострение формы его вблизи вершины и т.д. [11]. Радикальное ослабление теневого эффекта достигается в системах с применением твист- и трансрефлекторов (см. рис. 1.25). Результирующий КИП подобных антенн составляет 0,75...0,8.

8. В ДЗА можно задаваться произвольной формой раскрыва



большого зеркала, не опасаясь потери энергии при облучении таких зеркал. Например, можно выбрать зеркало с ромбическим раскрывом (рис. 1.32), при этом облучение малого зеркала сложной формы не вызывает особых трудностей. Зеркало с ромбическим раскрывом позволяет снизить уровень боковых лепестков в главных плоскостях, проходящих через диагонали ромба почти на порядок по сравнению с зеркалами, имеющими круглый раскрыв.

9. Наличие двух зеркал и двух фокусов облегчает создание многофункциональных систем, дает возможность объединить две раздельные антенны в

одной конструкции (см. рис. 1.27 и 1.28).

1.9. Порядок расчета антенны Кассегрена

Пусть заданы средняя длина рабочей волны λ₀ и относительный диапазон рабочих волн 2Δλ/λ₀. Для расчета необходимо:

1. Если задана ширина ДН антенны по половине мощности 20°_{0,5}, диаметр раскрыва основного зеркала определить из соотношения

$$D_{\rm E} = (65...70)\lambda/2\theta^{\rm o}_{0.5}.$$
 (1.57)

2. Если задан КНД антенны D_m, диаметр большого зеркала найти по формуле

$$D_{\rm m} = (4\pi/\lambda^2) v_{\rm A} S_{\rm P}, \qquad (1.58)$$

где S_P – площадь раскрыва большого зеркала.

Отсюда

$$D_{\rm b} = (\lambda/\pi) \sqrt{D_{\rm m}/v_{\rm A}} , \qquad (1.59)$$

где апертурный КИП брать $v_A = 0.8...0.9$.

3. Если заданы мощность передатчика P_и, минимальная мощность на входе приемника P_{вх}, эквивалентная отражающая поверх-

ность объекта S₀ и дальность между передающей и приемной антеннами R, по формуле дальности [12] вычислить коэффициент усиления

$$G_{\rm m} = \frac{8\pi R^2}{\lambda} \sqrt{\frac{\pi P_{\rm BX}}{P_{\rm H}S_0}}, \qquad (1.60)$$

откуда с помощью соотношения

$$G_{\rm m} = (4\pi/\lambda^2) S_{\rm P} v_{\rm pes},$$
 (1.61)

найти

$$D_{\rm b} = (\lambda/\pi) \sqrt{G_{\rm m}/v_{\rm pes}}$$
, (1.62)

где результирующий КИП брать $v_{pes} = 0,5...0,7$.

4. Из соотношения [2,3]

$$\mathbf{f}_{\rm F} = (0,35...0,5)\mathbf{D}_{\rm F}$$
 (1.63)

выбрать фокусное расстояние большого зеркала.

5. Определить половину угла раскрыва большого зеркала по формуле (1.15)

$$\psi_0 = 2 \operatorname{arctg}(D_{\rm E}/4f_{\rm E}).$$
(1.64)

6. Используя (1.23), рассчитать диаметр вспомогательного зеркала $\mathrm{D}_{\mathrm{M}}.$

7. По формуле (1.25) найти эксцентриситет гиперболы ек.

8. Определить половину угла раскрыва вспомогательного зеркала φ₀ из выражения (1.26).

9. С помощью (1.17) рассчитать расстояние между действительным F_2 и мнимым F_1 фокусами гиперболы 2С.

10. Выбрать облучатель в виде конического или пирамидального рупора.

11. Определить диаметр облучателя D₀, воспользовавшись (1.24).

12. По формуле (1.10) или (1.45) рассчитать амплитудные распределения в плоскостях Е и Н (в зависимости от ДН облучателя в этих плоскостях) в раскрыве основного или эквивалентного ему параболоида.

При расчете распределения по формуле (1.10) воспользоваться выражением (1.3) для сведения зависимости $p_0(\psi)$ только от угла ψ , т.е. подставить в (1.10) вместо ϕ выражение

 $\varphi = 2 \arctan\{[(e_{\kappa} - 1)/(e_{\kappa} + 1)] tg(\psi/2)\}.$ (1.65)

13. Найденные амплитудные распределения аппроксимировать функцией (1.46) или (1.47). Аппроксимирующая функция должна как можно ближе совпадать с рассчитанным распределением.

14. По формуле (1.40) или (1.43) рассчитать апертурный КИП антенны v_A .

15. Влияние затенения на $v_A{}^p$ определить из выражения

$$v_A^p = v_A - 2(D_M/D_B)^2.$$
 (1.66)

Для реальных конструкций $(D_M/D_B)^2 = 0,01...0,06$. Если заданный в п. 2 v_A значительно отличается от $v_A{}^p$, скорректировать его и все предыдущие расчеты повторить именно для $v_A{}^p$.

16. Воспользовавшись (1.42) вычислить коэффициент перехвата энергии малым зеркалом η_0 .

17. Рассчитать по формуле (1.44) КПД, учитывающий потери усиления в результате затенения раскрыва конструкциями крепления вспомогательного зеркала η_3 .

18. Определить из выражения (1.39) результирующий КИП. Значения коэффициентов, которые не рассчитывались, приведены в подразд. 1.4. Если значение найденного v_{pe3} намного отличается от заданного в п.3, все предыдущие расчеты повторить в соответствии с найденным v_{pe3} .

19. "Пьедесталы" амплитудного распределения в плоскостях Е и Н найти по формулам (1.51) и (1.52) для конического рупора и по формулам (1.53) и (1.54) – для пирамидального.

20. В соответствии с выбранной аппроксимирующей функцией ((1.46) или (1.47)) по формулам (1.48) или (1.49), (1.50) определить ДН незатененной антенны в плоскостях Е и Н на средней длине волны.

21. По тем же выражениям вычислить ДН незатененной антенны на крайних длинах волн заданного диапазона:

$$\lambda_{\min} = \lambda_0 (1 - \frac{\Delta \lambda}{\lambda_0}); \ \lambda_{\max} = \lambda_0 (1 + \frac{\Delta \lambda}{\lambda_0}).$$
(1.67)

22. Воспользовавшись (1.56) определить ДН антенны на средней и крайних длинах волн диапазона с учетом затенения раскрыва малым зеркалом.

23. По найденным в пп. 20–22 ДН определить ширину ДН "по половине мощности", "по нулям" и уровень первых трех боковых лепестков. Обязательно сравнить вторичные параметры ДН на разных частотах и с учетом затенения.

24. Если облучателем служит пирамидальный рупор, по формуле (1.55) проверить его согласование с прямоугольным волноводом. Размеры стандартного волновода взять из табл. Д.1 [8] или 7.П [9]. Для оптимального пирамидального рупора с игольчатой ДН воспользоваться соотношениями

$$a_P = 1,5b_P, R_H = a_P^2/3\lambda$$
 или $R_E = b_P^2/2\lambda.$ (1.68)

25. Если облучателем служит оптимальный конический рупор, его длину вычислить по формуле

$$R_{0IIT} = D_0^2/2, 4\lambda - 0, 15\lambda.$$
 (1.69)

Обеспечить стыковку рупора с круглым стандартным волноводом, диаметр которого взять из табл. 3.13 [13]. Использовать плавный переход от круглого к прямоугольному волноводу.

26. По методике, приведенной в [8], рассчитать волноводнокоаксиальный переход. Стандартный коаксиальный кабель выбрать из табл. Д.4 или Д.5 в [8].

1.10. Порядок расчета антенны Грегори

Для расчета необходимо:

1. В соответствии с заданной шириной главного лепестка ДН $2\theta^{o}_{0,5}$ (или КНД D_m , или определенного по формуле дальности КУ G_m) по формулам (1.57), (1.59) или (1.62) определить диаметр основного зеркала D_b .

2. Используя выражение (1.63), вычислить фокусное расстояние большого зеркала f_{b} .

3. По формуле (1.64) определить половину угла раскрыва параболоида ψ_0 .

4. Рассчитать в соответствии с (1.23) диаметр вспомогательного зеркала – эллипсоида D_M .

5. Определить эксцентриситет эллипса е_г из выражения (1.36).

6. По формуле (1.37) рассчитать половину угла раскрыва вспомогательного зеркала ϕ_0 .

7. Воспользовавшись (1.32), определить расстояние между фокусами эллипса 2С.

8. Диаметр облучателя D₀ вычислить по формуле (1.24).

9. Выбрать облучатель в виде конического или пирамидального рупора.

10. По формуле (1.10) или (1.45) рассчитать амплитудные распределения в плоскостях E и H (в зависимости от ДH облучателя в этих плоскостях) на поверхности основного или эквивалентного параболоида. При расчете распределения по формуле (1.10) воспользоваться формулой (1.27) для получения зависимости $P_0(\psi)$ только от угла ψ , т.е. подставить в (1.10) вместо ϕ выражение

 $\varphi = 2 \arctan\{[(1 - e_r)/(1 + e_r)] tg(\psi/2)]\}.$

11. Найденные амплитудные распределения аппроксимировать функцией (1.46) или (1.47). Аппроксимирующая функция должна как можно меньше отличаться от рассчитанного распределения.

12. Из выражения (1.40) или (1.43) определить апертурный КИП антенны v_A.

13. Влияние затенения на v_A^p вычислить по формуле (1.66). Для реальных конструкций, как и в АК, $(D_M/D_B)^2 = 0.01...0.06$. Если заданный в п.1 v_A значительно отличается от v_A^p , скорректировать его и все предыдущие расчеты повторить именно для v_A^p .

14. По формуле (1.42) определить коэффициент перехвата энергии малым зеркалом η_0 .

15. В соответствии с (1.44) вычислить КПД, учитывающий потери усиления вследствие затенения раскрыва конструкциями крепления вспомогательного зеркала.

16. Воспользовавшись (1.39), рассчитать результирующий КИП. Значения коэффициентов, которые не определялись, приведены в конце подразд. 1.4. Если значение определенного v_{рез} намного отли-

чается от заданного в п.1 при расчете $D_{\rm b}$ по КУ, все предыдущие расчеты повторить с найденным $v_{\rm pes}$.

17. «Пьедесталы» амплитудного распределения в плоскостях Е и Н определить по формулам (1.51) и (1.52) для конического рупора и по формулам (1.53) и (1.54) – для пирамидального.

18. В соответствии с выбранным амплитудным распределением ((1.46) или (1.47)) по формулам (1.48) или (1.49), (1.50) рассчитать ДН незатененной антенны в плоскостях Е и Н на средней длине волны.

19. Из тех же выражений определить ДН незатененной антенны на крайних длинах волн диапазона, найденных по формулам (1.67).

20. Воспользовавшись (1.53), рассчитать ДН антенны на средней и крайних длинах волн диапазона с учетом затенения раскрыва антенны малым зеркалом.

21. По найденным в пп. 18–20 ДН определить ширину главного лепестка ДН «по половине мощности», «по нулям» и уровень первых трех боковых лепестков. Обязательно сравнить вторичные параметры ДН на разных частотах и с учетом затенения.

22. Если в качестве облучателя выбран пирамидальный рупор, по формуле (1.55) провести его согласование с прямоугольным волноводом. Размеры стандартного волновода взять из табл. Д.1 [9] или 7.П [10]. Для оптимального пирамидального рупора с игольчатой ДН использовать соотношения (1.68).

23. Если в качестве облучателя выбран оптимальный конический рупор, его длину определить по формуле (1.69). Провести стыковку рупора с круглым стандартным волноводом, диаметр которого взять из табл. 3.13 [13]. Использовать плавный переход от круглого к прямоугольному волноводу.

24. По методике, приведенной в [9], рассчитать волноводнокоаксиальный переход. Стандартный коаксиальный кабель выбрать из табл. Д.4 или Д.5 [9].

2. РУПОРНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

2.1. Особенности антенно-волноводных трактов радиорелейных линий и линий связи через искусственные спутники Земли

К основным особенностям можно отнести следующее.

1. В системах связи, которые используются на РРЛ, приемная антенна на любом промежуточном пункте находится в зоне действия двух сигналов с прямо противоположными направлениями распространения. Оба сигнала имеют одинаковую частоту. Приемная антенна должна обеспечить прием одного из этих сигналов и относительное ослабление другого сигнала не менее чем на 65...70 дБ. Использование двухчастотных систем требует также подавления задних лепестков передающих антенн. Для общего повышения помехозащищенности линий необходимо подавление боковых лепестков передающих и приемных антенн.

2. Радиорелейная связь основывается на использовании частотной модуляции при весьма широких полосах частот в каждом стволе. При этих условиях предъявляются повышенные требования к согласованию между отдельными элементами тракта.

Недостаточное согласование антенны с волноводом и волновода с высокочастотной аппаратурой, а также отдельных элементов волноводного тракта между собой приводит к возникновению в тракте отраженных волн, что нарушает линейность фазовой характеристики антенно-волноводного тракта. При этом в случае передачи многоканальных телефонных сигналов с использованием метода частотной модуляции в телефонных каналах возникают шумы нелинейных переходов, а в случае телевизионных сигналов – искажение изображения.

Полоса пропускания антенны и волноводного тракта определяется как полоса частот, в пределах которой коэффициент отражения удовлетворяет заданное значение. В зависимости от типа и назначения аппаратуры (количество каналов) требования к полосе пропускания антенно-волноводного тракта могут изменяться. В многоствольных системах связи сантиметрового диапазона общая полоса пропускания должна составлять 10...15% от центральной частоты высокочастотного сигнала. При определении полосы пропускания должна также учитываться необходимость использования одной антенны для совместной работы нескольких радиорелейных систем (например, двух систем на частотах 4000 и 6000 МГц). В этом случае полоса пропускания антенны должна быть соответственно расширена. Обычно допустимая величина коэффициента отражения от антенны и элементов волноводного тракта для многоканальных систем составляет 1...2%. Коэффициент отражения от соединения элементов тракта не должен превышать 0,2...0,3%.

3. В многоствольных системах антенно-волноводный тракт должен обеспечивать передачу и прием сигналов одновременно на волнах со взаимно перпендикулярной поляризацией поля – вертикальной и горизонтальной. Антенну и волноводный тракт необходимо проектировать таким образом, чтобы взаимная связь между волнами с разной поляризацией была минимальной.

4. Для снижения уровня флуктуационных шумов в телефонных каналах следует обеспечить небольшие потери энергии.

Наибольшее распространение в высококачественной многоканальной связи (600...1800 каналов в каждом стволе) нашли двухзеркальные и рупорно-параболические антенны.

Вращение спутников связи осуществляется в диапазоне высот приблизительно от 1000 до 10000 км при нестационарных орбитах и на высоте 35800 км при геостационарной орбите. В первом случае период вращения равен нескольким часам и спутник перемещается относительно антенны наземного пункта с угловой скоростью, которая изменяется по определенному закону. Эта скорость тем больше, чем меньше высота орбиты. Поэтому необходимо, чтобы антенный луч сопровождал спутник в пределах изменения угла места от –90 до +90° и азимута от –180 до +180°. Это выдвигает специальные требования к поворотному устройству и системе управления вращением. Во втором случае период вращения по экваториальной круговой орбите составляет 24 часа, поэтому спутник неподвижен относительно наземной антенны [15].

Важной особенностью систем связи с помощью искусственных спутников Земли (ИСЗ) является необходимость перекрывать весьма большие расстояния между спутником и наземными станциями. Поскольку энергетические ресурсы на борту спутника ограничены, ограничена также и мощность бортового передатчика. Для того, чтобы обеспечить необходимый потенциал линии связи, на наземных пунктах приходится максимально повышать усиление антенн и чувствительность приемников.

При работе с малошумящим усилителем собственные шумы приемника могут оказаться меньше шумов, вносимых антенной, и потерями в тракте. В результате этого уровень шумов в антенне может влиять на чувствительность системы. Поэтому требования к шумовым температурам антенны и тракта необходимо формулировать, исходя из оптимального отношения сигнал/шум в системе. В то же время наземная антенна должна обеспечивать и высокое абсолютное усиление.

Еще одно требование к антеннам определяется диапазоном, который используется для связи через ИСЗ. Для этого могут быть использованы лишь частоты в пределах 1...20 ГГц. Здесь ограничение сверху связано с условиями тропосферного распространения радиоволн, а ограничение снизу – условиями распространения радиоволн в ионосфере и уровнем шумов в космическом пространстве. Рабочий промежуток выбирается с учетом уровней шумов, конструктивно допустимых размеров антенн и возможностей обеспечения слежения при данной ширине ДН. В практике используют частоты от 1 до 10 ГГц. В этом диапазоне атмосферное поглощение и плотность галактических шумов малы, поэтому на борту спутника можно использовать малошумящие усилители и направленные антенны, которые имеют приемлемые размеры.

Таким образом, основные требования к наземным антеннам систем связи через ИСЗ таковы:

1. Поворотные устройства и системы управления ими должны обеспечивать сопровождение ИСЗ лучом антенны.

2. Антенно-фидерные устройства должны иметь малую шумовую температуру и строиться по условиям обеспечения оптимального отношения сигнал/шум в системе.

3. Антенны должны иметь высокое абсолютное усиление и диапазон рабочих частот 1...10 ГГц.

Наименьшую среди остальных антенн СВЧ собственную шумовую температуру 5...6 К имеют рупорно-параболические антенны (РПА) [16].

2.2. Геометрические параметры РПА

РПА – это модификация параболической антенны. Она состоит из пирамидального или конического рупора, соединенного с неосесимметричным параболическим зеркалом (рис. 2.1).



а



Рис. 2.1

Соединение облучающего рупора с параболическим зеркалом в единую металлическую систему устраняет возможность непосредственного приема (или излучения) энергии облучателем, что обеспечивает резкое ослабление приема сигналов с направления, противоположного основному. РПА не теряют энергию на пути от облучателя к зеркалу, так как металлические конструктивные элементы в раскрыве отсутствуют. Энергия рассеивается лишь на элементах защитной крышки (радома), которая защищает антенну от атмосферных осадков.

Облучатель в РПА вынесен из области действия отраженных от параболоида лучей, а питающий волновод соединяется с рупором с помощью перехода, поперечное сечение которого плавно изменяется (см. рис. 2.1). Коэффициент отражения при большой длине переходного рупора L = (6...8) и не превышает 1...2% в широкой полосе частот [17].

Путем несложных расчетов можно показать, что для РПА с пирамидальным рупором площадь раскрыва будет

$$S_1 = 16f^2 \left(\frac{\sin \gamma}{\gamma} \frac{\gamma^2}{\cos^2 \gamma} \right), \qquad (2.1)$$

а для РПА с коническим рупором –

$$S_2 = 4\pi f^2 t g^2 \gamma. \tag{2.2}$$

При одинаковых фокусных расстояниях и углах раскрыва рупоров отношение площадей раскрыва РПА с круглым и пирамидальным рупорами

$$S_2/S_1 = \pi \sin \gamma/4\gamma.$$

Откуда следует, что при небольших у РПА с коническим рупором имеет площадь, приблизительно на 25% меньшую, чем РПА с пирамидальным рупором при одинаковых высотах антенн. Поэтому на РРЛ в основном используются РПА с пирамидальными рупорами.

Углы раскрыва 2β и 2γ при заданной площади излучающего раскрыва или при заданной ширине ДН в главных плоскостях определяют габариты антенны, так как с увеличением этих углов габаритные размеры уменьшаются. Но с увеличением этих углов ухудшается согласование питающего волновода с рупором, так как добиться хорошего согласования легче при небольших углах раскрыва. Кроме того, уменьшение углов раскрыва и соответствующее удлинение рупора сопровождаются увеличением равномерности распределения поля в раскрыве антенны по вертикальной оси, а значит, увеличением КИП и КНД. Исследования показали, что углы раскрыва необходимо выбирать в пределах 25...50°. При меньших углах существенно увеличиваются габариты РПА, а выигрыш в согласовании почти незаметен. Обычно их выбирают равными $30...40^\circ$. Так, например, для реальной антенны РРЛ Р-600 углы раскрыва $2\beta = 2\gamma = 35^\circ$ [17, 18].

Угол возбуждения δ тоже очень влияет на габариты антенны. Как видно из рис. 2.2, в зависимости от величины δ она может иметь разные габариты при одинаковой площади раскрыва. Вертикальные габариты уменьшаются с уменьшением угла δ, но при этом передняя

стенка имеет наклон, способствующий попаданию осадков на защитную крышку (радом), что очень нежелательно. Попадание осадков на радом затруднено в антенне с передней стенкой, наклоненной вперед ($\delta > 90^{\circ}$), но это влечет за собой значительное увеличение вертикального размера антенны. Обычно выбирается угол возбуждения $\delta = 90^{\circ}$. В этом случае радом имеет наклон вперед, а габариты антенны увеличиваются незначительно. Кроме того (что важнее всего), в отличие от обоих других случаев нет необходимости изгибать вертикальный питающий волновод, что позволяет конструктивно упростить волноводный тракт и избавиться от лишнего источника отраженных волн.



Рис. 2.2

Для антенн, использующихся в системах связи через ИСЗ, вопрос выбора угла возбуждения связан непосредственно с габаритами антенн, построением поворотных устройств, размещением антенн на платформе и другими задачами.

Площадь раскрыва РПА выбирают из условия обеспечения необходимого КНД

$$D_{\rm m} = (4\pi/\lambda^2) S_{\rm p} v_{\rm A}$$
(2.3)

или коэффициента усиления

$$G_{\rm m} = (4\pi/\lambda^2) S_{\rm p} v_{\rm pes},$$
 (2.4)

где S_p – площадь проекции раскрыва на плоскость, перпендикулярную направлению распространения; v_A – апертурный КИП, определяемый распределением амплитуды поля в раскрыве; $v_{pe3} = v_A \eta_1 \eta_2$ – результирующий КИП; η_1 – коэффициент, учитывающий потери в радоме и краске, покрывающей внутреннюю поверхность антенны; η_2 – коэфициент, учитывающий уменьшение усиления антенны вследствие неточного выполнения параболоида.

В многоканальных системах (например, диапазона 4 ГГц) антенны должны иметь коэффициент усиления 39...40 дБ (8000...10000). Теоретическое значение $v_A = 0.8$. Вследствие потерь в радоме и краске, а также с учетом неточного выполнения параболоида величина результирующего КИП оказывается несколько меньшей. При расчетах можно принять $v_{pes} = 0.65$.

Таким образом, для заданного КНД (или КУ) при $v_A = 0.8$ (или $v_{pes} = 0.65$) по формуле (2.3) (или (2.4)) можно определить площадь раскрыва РПА.

Для определения размеров раскрыва D₁ и D₂ (рис. 2.3) следует поступить так. Условимся поляризацию, параллельную оси рупора O'x', называть вертикальной (параллельной, продольной) (рис. 2.3, а), а поляризацию, перпендикулярную оси рупора, – горизонтальной (перпендикулярной, поперечной) (рис. 2.3, б).





Для вертикальной поляризации (см. рис. 2.3, а) раскрыв РПА будет иметь постоянное амплитудное распределение по размеру $D_1 \mbox{ и}$

косинусное – по размеру D₂. Тогда для определения ширины ДН можно воспользоваться соотношениями [8]

$$2\theta^{\circ}_{0,5E} = 51^{\circ}\lambda/D_1, \ 2\theta^{\circ}_{0,5H} = 68^{\circ}\lambda/D_2.$$
 (2.5)

Обычно от РПА требуется создание игольчатой ДН, т.е. выполнение условия

$$2\theta^{o}_{0,5E} = 2\theta^{o}_{0,5H}.$$
 (2.6)

Тогда из (2.5) следует

$$D_2 = 1,34D_1,$$
 (2.7)

что дает возможность по формуле $S_p = D_1 D_2 = 1,34 D_1^2$ рассчитать размер D_1 , а по формуле (2.7) – размер D_2 .

Для горизонтальной поляризации (см. рис. 2.3, б) раскрыв РПА будет иметь синфазное постоянное амплитудное распределение по размеру D₂ и косинусное – по размеру D₁. Тогда для определения ширины ДН можно воспользоваться соотношениями

 $2\theta^{\circ}_{0,5E} = 51^{\circ}\lambda/D_2, \ 2\theta^{\circ}_{0,5H} = 68^{\circ}\lambda/D_1.$ (2.8) Выполнение условия игольчатой ДН (2.6) дает

$$D_1 = 1,34D_2.$$
 (2.9)

Тогда по формуле $S_p = D_1 D_2 = 1,34 D_2^2$ определяется размер D_2 , а по формуле (2.9) – размер D_1 .

Размеры РПА ρ_1 и ρ_2 также легко найти из рис. 2.3:

$$D_{1} = \rho_{2} - \rho_{1},$$

$$D_{2} = (\rho_{1} + \rho_{2})tg\gamma.$$
(2.10)

Размер D_2 в (2.10) определен как средний размер $D_2 = (D'_2 + D''_2)/2$, где $D'_2 = 2\rho_1 tg \gamma$, $D''_2 = 2\rho_2 tg \gamma - размеры раскрыва РПА в горизонтальной плоскости по <math>\rho_1$ и ρ_2 соответственно.

Решение (2.10) дает значения для размеров ρ_1 и ρ_2 , которые являются параметрами ДН, КИП и КНД:

 $\rho_1 = 0.5(D_2 \operatorname{ctg} \gamma - D_1),$ (2.11)

$$\rho_2 = 0.5(D_2 \operatorname{ctg} \gamma + D_1).$$
 (2.12)

Для найденной площади раскрыва S_p и выбранного угла раскрыва β быстро определить оценочные размеры ρ_1 и ρ_2 можно с помощью рис. 2.4 [19].

Например, типовая антенна РПА-2П, работающая на частотах 4 и 6 ГГц, имеет такие размеры: $\beta =$ = $\gamma = 17,5^{\circ}$; D₁ = 270 см; D₂ = 273 см; $\rho_1 = 317$ см; $\rho_2 = 590$ см; f = 216 см; S_p = = 7,5 м². Из рис. 2.4 находим, что для $\beta = 17,5^{\circ} \rho_2 / \sqrt{S_p} = 2,15$ и $\rho_1 / \rho_2 = 0,54$. Тогда $\rho_2 = 2,15 \sqrt{7,5} = 589$ см, а $\rho_1 =$ = 0,54 $\rho_2 = 318$ см, т.е. только на 1 см



отличаются от стандартных. Размеры D_1 , D_2 и f можно определить по формулам (2.10) и (2.1). Они будут иметь такие значения: $D_1 = 271$ см,



Рис. 2.5

 $D_2 = 286$ см, f = 216 см. Как видно, достаточно заметное отклонение имеет лишь размер D_2 , который определяется приближенно.

Из рис. 2.4 для выбранного поперечного угла раскрыва γ и определенных по формулам (2.11) и (2.12) размеров ρ₁, ρ₂ можно также найти значение продольного угла раскрыва β.

Для того чтобы увереннее задавать значение апертурного КИП при расчете площади раскрыва, можно воспользоваться рис. 2.5 [19]. На нем кривые Г относятся к горизонтальной, а кривые В – к вертикальной поляризации. Пара кривых 1 определена для "чистого" раскрыва, а пара кривых 2 – для

раскрыва с учетом площади лицевой стороны рупора. Так, например, для "чистого" раскрыва при $\beta = 17,5^{\circ}$ имеем: для вертикальной поляризации $v_{\rm A} = -1,04$ дБ ($v_{\rm A} = 0,787$), а для горизонтальной – $v_{\rm A} = -1,28$ дБ ($v_{\rm A} = 0,745$).

2.3. Электрические характеристики РПА

Диаграммы направленности РПА при основной поляризации рассчитывают исходя из распределения поля в раскрыве. Раскрыв РПА является фигурой, созданной координатными линиями полярной системы координат (рис. 2.6). ДН в области углов, близких к направлению максимального излучения, рассчитывается с помощью выражения [17]

$$E(\theta, \phi) = \int_{-\gamma}^{\gamma} \int_{\rho_1}^{\rho_2} E(\rho, \phi') e^{ik\rho \sin\theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\rho d\phi', \qquad (2.13)$$

где θ,φ – угловые координаты точки наблюдения P; ρ,φ' – полярные координаты точки раскрыва M; E(ρ,φ') – функция, характеризующая распределение поля в раскрыве.

Если принять, что распределение поля в раскрыве определяется распределением поля в соответствующей плоскости рупора и расстоянием до зеркала, то функции распределения амплитуд поля имеют такой вид [17, 18, 20]:

– для вертикальной поляризации

$$E(\rho, \phi') = \frac{\cos\left(\frac{\pi \phi'}{2\gamma}\right)}{f\left(1 + \frac{\rho^2}{4f^2}\right)};$$
(2.14)



Рис. 2.6

– для горизонтальной поляризации

$$E(\rho, \phi') = \frac{\cos \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{\rho_2 - 3\rho_1}{\rho_2 - \rho_1}\right) + \frac{\pi\rho}{\rho_2 - \rho_1}\right]}{f\left(1 + \frac{\rho^2}{4f^2}\right)}.$$
 (2.15)

Выполнив интегрирование в (2.13) с учетом (2.14), получим такие ДН для вертикальной поляризации поля:

- в горизонтальной плоскости (или плоскости H)

$$f_{\rm H}(\theta) = \frac{1}{\sin \theta} \times \left[\operatorname{Si}\left(\frac{\pi}{2} + a_2\gamma\right) - \operatorname{Si}\left(\frac{\pi}{2} - a_2\gamma\right) - \operatorname{Si}\left(\frac{\pi}{2} + a_1\gamma\right) + \operatorname{Si}\left(\frac{\pi}{2} - a_1\gamma\right) \right]; \quad (2.16)$$

- в вертикальной плоскости (или плоскости E)

$$f_{E}(\theta) = \frac{1}{\sin\theta} \begin{cases} \sqrt{\frac{\pi}{a_{2}}} e^{i\left(a_{2} + \frac{\pi^{2}}{8\gamma^{2}a_{2}}\right)} [C(\xi_{1}) - iS(\xi_{1}) - C(\xi_{2}) + iS(\xi_{2})] - \\ -\sqrt{\frac{\pi}{a_{1}}} e^{i\left(a_{1} + \frac{\pi^{2}}{8\gamma^{2}a_{1}}\right)} [C(\eta_{1}) - iS(\eta_{1}) - C(\eta_{2}) + iS(\eta_{2})] \end{cases}$$
(2.17)

В этих формулах

Френеля [21].

Выполнив интегрирование в (2.13) с учетом (2.15), получим такие ДН для горизонтальной поляризации поля:

– в горизонтальной плоскости (или плоскости Е)

$$f_{E}(\theta) = \frac{1}{\sin\theta} \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi a_{2}}{a_{2}-a_{1}}\right) [Ci(a_{2}p_{1}) - Ci(a_{2}p_{2})] + \\ + \sin\left(\frac{\pi a_{2}}{a_{2}-a_{1}}\right) [si(a_{2}p_{1}) - si(a_{2}p_{2})] + \\ + \cos\left(\frac{\pi a_{1}}{a_{2}-a_{1}}\right) [Ci(a_{1}p_{1}) - Ci(a_{1}p_{2})] + \\ + \sin\left(\frac{\pi a_{1}}{a_{2}-a_{1}}\right) [si(a_{1}p_{1}) - si(a_{1}p_{2})] \end{cases};$$
(2.18)

- в вертикальной плоскости (или плоскости H)

$$f_{\rm H}(\theta) = \frac{1}{1 - \left[\frac{(\rho_2 - \rho_1)}{\lambda}\sin\theta\right]^2} \times$$

$$\times \left\{ \frac{e^{ik\rho_{2}\sin\theta}}{\sqrt{\frac{2\rho_{2}}{\lambda}\sin\theta}} [C(q_{1}) - iS(q_{1})] + \frac{e^{ik\rho_{1}\sin\theta}}{\sqrt{\frac{2\rho_{1}}{\lambda}\sin\theta}} [C(q_{2}) - iS(q_{2})] \right\}.$$
 (2.19)

В этих формулах

$$p_1 = \pi/(a_2 - a_1) + \gamma, p_2 = \pi/(a_2 - a_1) - \gamma;$$

 $q_1 = \sqrt{(2\rho_2\gamma/\lambda)\sin\theta}, q_2 = \sqrt{(2\rho_1\gamma/\lambda)\sin\theta};$
si $p = \text{Si } p - \pi/2; \text{Ci } p = -\int_p^{\infty} (\cos t/t)dt - интегральный косинус [21];$

Si p, C(ξ), S(ξ) – такие же величины, что и в формулах (2.16), (2.17).

Формулы (2.17) и (2.19) имеют комплексный ненормированный вид. Поэтому для получения амплитудных ДН необходимо сначала найти модули этих выражений, а потом пронормировать их относительно $f(\theta)$ при $\theta = 0^{\circ}$. Формулы (2.16) и (2.18) требуют только перенормировки.

При представлении раскрыва РПА прямоугольным (см. рис. 2.3) с размерами D_1 и D_2 (а это можно сделать с достаточно большой точностью, так как 2γ и 2β не превышают $30...40^\circ$) ее ДН для вертикальной поляризации можно рассчитать с помощью таких выражений [22,18]:

в вертикальной плоскости (или плоскости Е)

$$f_{\rm E}(\theta) = \frac{a_3}{{\rm sha}_3} \sqrt{\frac{{\rm sin}^2 \,\xi_1 + {\rm sh}^2 a_3}{\xi_1^2 + a_3^2}}, \qquad (2.20)$$

где

 $\zeta_1 = (\pi D_1 / \lambda) \sin \theta$; $a_3 = \sin \beta / (\cos \delta + \cos \beta)$,

причем коэффициент а₃ должен удовлетворять условию 0,15< а₃ ≤ 0,75; – в горизонтальной плоскости (или плоскости Н)

$$f_{\rm H}(\theta) = \left[\frac{1 + \pi^{-4} \left(8\pi^2 a_4^2 + 16a_4^4\right)}{1 + {\rm sh}^2 a_4}\right]^{1/2} + \left\{\frac{\cos^2 \zeta_2 + {\rm sh}^2 a_4}{\left[1 - \left(\frac{2}{\pi} \zeta_2\right)^2\right]^2 + \pi^{-4} \left(32a_4^2\zeta_2^2 + 8\pi^2 a_4^2 + 16a_4^4\right)}\right\}^{1/2}, \qquad (2.21)$$

где $\zeta_2 = (\pi D_2/\lambda) \sin \theta$; $a_4 = (\sqrt{2}/2) \operatorname{tg} \gamma$; $\operatorname{sh} a_4 = \left(\frac{e^{a_4} - e^{-a_4}}{2}\right)$ – гиперболический

синус, причем коэффициент a_4 должен удовлетворять условию $0,15 < a_4 \le 0,5$.

При горизонтальной поляризации поля влияние расстояния до зеркала на распределение амплитуды поля, а следовательно, и на ДН антенны еще менее значительно, чем при вертикальной поляризации [18]. Поэтому приближенно ДН антенны можно определить, как для соответствующего рупора с распределением, приведенным на рис. 2.3, б: — в горизонтальной плоскости (или плоскости Е)

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right)}{\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta}; \qquad (2.22)$$

- в вертикальной плоскости (или плоскости H)

$$F_{\rm H}(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{\cos\left(\frac{\pi D_1}{\lambda}\sin\theta\right)}{1 - \left(\frac{2D_1}{\lambda}\sin\theta\right)^2}.$$
 (2.23)

Выражения (2.20)–(2.23) являются очень простыми, но приближенными (оценочными), и рассчитанные по ним ДН требуют уточнения, т.е. расчета окончательных ДН по формулам (2.16), (2.17) и (2.18), (2.19).

Для оценки помехозащищенности антенны для РРЛ в большинстве случаев основное значение имеет ее ДН в горизонтальной плоскости [23].

Напомним, что коэффициент помехозащищенности определяется так [24]:

$$k_{\Pi 3} = 10 \lg \frac{\Phi_{\rm C}(\theta, \phi)}{\Phi_{\Pi}(\theta, \phi)}, \qquad (2.24)$$

где $\Phi_C(\theta, \phi)$ – значение ДН по мощности в направлении на источник сигнала; $\Phi_{\Pi}(\theta, \phi)$ – значение ДН по мощности в направлении на источник помехи.

Из последнего выражения следует, что помехозащищенность антенны целиком определяется формой ее ДН, поэтому знание направления и уровня боковых лепестков является очень важным.

В работе [23] показано, что ДН РПА в горизонтальной плоскости для горизонтальной поляризации можно определить еще как

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{1}{2kD_2\sin(\theta/2)} \times \left\{ \left[A(\theta) - A(-\theta) \right]^2 + 4A(\theta)A(-\theta)\sin^2\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right) \right\}^{1/2}$$
(2.25)

при $0^{\circ} < \theta \le 90^{\circ}$;

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{A(\theta)}{2kD_2\sin(\theta/2)}$$
(2.26)

при 90° < θ < 180°, где

$$A(\theta) = \frac{\cos[\sigma(1 - \cos \theta - \mu \sin \theta)]}{1 - \left[\frac{2}{\pi}\sigma(1 - \cos \theta - \mu \sin \theta)\right]^2},$$

$$\sigma = (\pi D_2 / \lambda) tg \beta, \ \mu = tg \gamma / tg \beta.$$
(2.27)

В пределах главного и одного-двух первых боковых лепестков в формуле (2.25) можно положить $A(\theta) = A(-\theta) = 1$ и считать, что

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right)}{kD_2\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \approx \frac{\sin\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right)}{\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta},$$

т.е. при малых θ ДН РПА практически не отличается от ДН антенны с синфазной прямоугольной апертурой в плоскости E.

Распределение уровня дальних боковых лепестков в пространстве зависит от характера функции $A(\theta)$. В тех направлениях, где $A(\theta)$ близка к единице, следует ожидать увеличения бокового излучения. Если обозначить через θ_m такой угол, для которого $A(\theta) = 1$, получим

 $1 - \cos \theta_{\rm m} - \mu \sin \theta_{\rm m} = 0$,

откуда

$$\theta_{\rm m} = 2 \arctan \mu = 2 \arctan (tg \gamma/tg \beta).$$
 (2.28)

Зависимость θ_m от μ приведена на рис. 2.7, из которого видно, что для антенн, у которых горизонтальный размер превышает вертикальный ($\gamma > \beta$), сектор повышенного бокового излучения расположен в заднем полупространстве, а для антенн с $\beta > \gamma$ – в переднем. Максимальный уровень ⁶⁰ поля в этом секторе

 $F_{E}(\theta_{m}) = 1/2kD_{2}sin(\theta_{m}/2).$ (2.29)

Расчеты ДН по формулам (2.25) и (2.26) для типовой антенны РПА-2П при $\gamma = \beta$ и $\lambda = 8,25$ см показывают, что почти во всем секторе 0...180° уровень бокового излучения не превышает 60...70 дБ. Сектор повышенного бокового излучения расположен при угле θ , близком к 90°, как и следовало ожидать (см. рис. 2.7 при $\mu = 1$). При этом $F_E(90^\circ) = 49,3$ дБ. В заднем полупространстве уровень бокового излучения почти везде меньше 80 дБ.

Для вертикальной поляризации ДН в горизонтальной плоскости имеет следующий вид [23]:

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{\lambda^2}{16D_2^2} \frac{\cos(\theta/2)}{\cos\theta - \cos\psi} \times \left\{ \left[B(\theta) - B(-\theta) \right]^2 + 4B(\theta)B(-\theta)\sin^2\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right) \right\}^{1/2}$$
(2.30)

при $2\psi < \theta \le 90^{\circ}$;

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{\lambda^2}{16D_2^2} \frac{\cos(\theta/2)}{\cos\theta - \cos\psi}$$
(2.31)

при θ > 90°,



$$B(\theta) = \frac{\sin[\sigma(1 - \cos\theta - \mu\sin\theta)]}{\sigma(1 - \cos\theta - \mu\sin\theta)}, \ \psi \approx \lambda/2D_2.$$
(2.32)

В пределах главного лепестка (практически при $\theta < 2\psi$) можно получить

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{\lambda^2}{8D_2^2} \frac{\cos\left(\frac{\pi D_2}{\lambda}\sin\theta\right)}{\cos\theta - \cos\psi}.$$
 (2.33)

Направления максимумов боковых лепестков θ_m определяются по формуле (2.23), а их уровень – как

$$F_{\rm E}(\theta_{\rm m}) = \frac{\lambda^2}{16D_2^2} \frac{\cos(\theta_{\rm m}/2)}{\cos\theta_{\rm m} - \cos\psi}.$$
 (2.34)

Тогда для РПА-2П на волне λ =8,25 см при θ_m = 90° имеем F(90°) = = 88 дБ.

Анализ формул (2.30)–(2.33) целиком аналогичен анализу формул (2.25) и (2.26) и приводит к таким же результатам, но уровень боковых лепестков для вертикальной поляризации значительно ниже, чем для горизонтальной.

Важной характеристикой РПА является коэффициент защитного действия (коэффициент помехозащищенности (2.24)), который в данном случае рассчитывается как

$$B = 10 \lg \left| \frac{\Pi_m}{\Pi(\theta)} \right| = 20 \lg \left| \frac{E_m}{E(\theta)} \right|, \qquad (2.35)$$

где Π_m и E_m – плотность энергии и напряженность поля, которые антенна создает в направлении максимального излучения; $\Pi(\theta)$ и $E(\theta)$ – плотность энергии и напряженность поля, которые антенна создает при углах наблюдения θ , близких к направлению "назад", т.е. при $\theta = 180^{\circ}$.

При θ , которые изменяются приблизительно от $\theta = 160^{\circ}$ до $\theta = 200^{\circ}$, коэффициент защитного действия может быть найден по приближенной формуле [14, 18, 20]

$$B = 20 \lg \left| \frac{4\pi S_{p}}{\lambda \ell} \frac{\frac{0,5 k \ell \sin \theta}{\sin(0,5 k \ell \sin \theta)}}{\cos^{-1}[0,5(\alpha - \alpha_{0})] - \cos^{-1}[0,5(\alpha + \alpha_{0})]} \right|,$$
(2.36)

где θ — угол, для которого определяется коэффициент защитного действия (отсчитывается от направления максимального излучения); ℓ - ширина раскрыва в его вертикальной части; α_0 — угол между плоскостью раскрыва и касательной к верхней кромке параболы; α — угол между касательной к верхней кромке параболы и направлением "назад", т.е. $\theta = 180^{\circ}$ (см. рис. 2.7).

Для нахождения величин ($\alpha - \alpha_0$) и ($\alpha + \alpha_0$) нужно поступить так. Из рис. 2.8 видно, что $\alpha_k + \alpha_0 + \beta = \pi/2$, $\alpha + \alpha_k = 2\pi$, следовательно,

$$\alpha - \alpha_0 = 3\pi/2 + \beta, \ \alpha + \alpha_0 = 5\pi/2 - 2\alpha_k - \beta$$
 (2.37)

Угол α_k между касательной 1 и направлением 2 определяется из уравнения параболы

$$x^2 = 4fz$$
 или $x = 2\sqrt{f} z^{1/2}$ (2.38)

как

tg
$$\alpha_k = x'_z \Big|_{z=z_0} = \sqrt{f/z_0}$$
. (2.39)



Величина z_0 (глубина параболоида) рассчитывается из (2.38) при $x = \rho_2, z = z_0,$ т.е. $\rho_2^2 = 4fz_0$, откуда

$$z_0 = \rho_2^2/4f$$
. (2.40)

После подстановки (2.40) в (2.39) имеем

$$a_k = \operatorname{arctg}(2f/\rho_2),$$

где ρ_2 определяется по формуле (2.12), а фокусное расстояние f – из уравнения (2.1):

$$f = 0.25(\cos \gamma/\gamma) \sqrt{S_p \gamma/\sin \gamma}$$
 (2.41)

Коэффициент защитного действия типовой РПА составляет примерно 63 дБ. В связи с неидеальной точностью выполнения рабочих поверхностей сравнение расчетных и экспериментальных данных правомерны лишь на уровнях 50...60 дБ.

Приведенные данные показывают, что защитное действие РПА в горизонтальной плоскости исключительно высоко. В частности, медианная помехозащищенность составляет примерно 80 дБ в случае горизонтально поляризованного и 110 дБ – в случае вертикально поляризованного полей, что значительно превышает медианную помехозащищенность других типов антенн. В реальных условиях в связи с неточностью выполнения рабочих поверхностей антенны, из-за возбуждения высших типов волн в горловине рупора, из-за рассеяния в радоме и пр. направленные свойства РПА существенно ухудшаются. Но вывод об исключительно высоком коэффициенте защитного действия РПА остается справедливым [23].

Апертурный КИП РПА определяется по формуле

$$v_{\rm A} = \frac{1}{S_{\rm p}} \frac{\left| \int_{-\gamma}^{\gamma} \int_{\rho_1}^{\rho_2} E(\rho, \phi') \rho d\rho d\phi' \right|^2}{\int_{-\gamma}^{\gamma} \int_{\rho_1}^{\rho_2} \left| E(\rho, \phi') \right|^2 \rho d\rho d\phi'}, \qquad (2.42)$$

где функция E(ρ,φ') в зависимости от поляризации имеет вид (2.14) или (2.15).

Для вертикальной поляризации КИП рассчитывается путем подстановки в формулу (2.42) функции $E(\rho, \phi')$ из (2.14) и дальнейшим интегрированием:

$$v_{AB} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\left[(2f)^2 + \rho_1^2 \right] \left[(2f)^2 + \rho_2^2 \right]}{\left(\rho_2^2 - \rho_1^2 \right)^2} \ln \frac{\left[(2f)^2 + \rho_2^2 \right]}{\left[(2f)^2 + \rho_1^2 \right]}.$$
 (2.43)

Для горизонтальной поляризации при определении КИП в формулу (2.42) необходимо подставить $E(\rho, \phi')$ из (2.15) и выполнить интегрирование:

$$v_{A\Gamma} = \frac{16}{\pi^2} \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1} \times \left\{ \ln \frac{\rho_2}{\rho_1} + \cos \left[\pi \left(\frac{\rho_2 - 3\rho_1}{\rho_2 - \rho_1} \right) \right] \left[\operatorname{Ci} \left(\pi \frac{2\rho_2}{\rho_2 - \rho_1} \right) - \operatorname{Ci} \left(\pi \frac{2\rho_1}{\rho_2 - \rho_1} \right) \right] + \left\{ + \sin \left[\pi \left(\frac{\rho_2 - 3\rho_1}{\rho_2 - \rho_1} \right) \right] \left[\operatorname{Si} \left(\pi \frac{2\rho_2}{\rho_2 - \rho_1} \right) - \operatorname{Si} \left(\pi \frac{2\rho_1}{\rho_2 - \rho_1} \right) \right] \right\}^{-1} \right\}^{-1}. \quad (2.44)$$

На РРЛ с четными и нечетными стволами при разносе по частоте между стволами в 29 МГц селективность приемных устройств и делительных фильтров недостаточна для защиты от помех, создаваемых соседними стволами.

Для увеличения переходного затухания волны, соответствующие соседним стволам, должны иметь взаимно перпендикулярную поляризацию поля.

С другой стороны, параболические и рупорно-параболические антенны наравне с полем основной поляризации создают составляющую поля с перпендикулярной (кросс или перекрестной) поляризацией [2], которая увеличивает связь между стволами. Поэтому знание ДН РПА по перекрестной поляризации является очень важным.

В предположении, что вектор напряженности основного поля ориентирован вдоль оси 0x (вертикальная поляризация) (см. рис. 2.2),

а составляющая по перекрестной поляризации ориентирована вдоль оси 0у, получим [20]

$$|\mathbf{E}_{\mathbf{y}}| = \frac{\gamma}{8} \left[\frac{\cos(k\gamma\rho_{2}\sin\theta)}{\frac{\pi^{2}}{4} - (k\gamma\rho_{2}\sin\theta)^{2}} - \frac{\cos(k\gamma\rho_{1}\sin\theta)}{\frac{\pi^{2}}{4} - (k\gamma\rho_{1}\sin\theta)^{2}} \right] \operatorname{ctg}\theta.$$
(2.45)

Поле основной поляризации в направлении $\theta = 0^{\rm o}$ определяется по формуле

$$\left| \mathbf{E}_{0} \right|_{\boldsymbol{\theta} = 0^{\circ}} = \frac{(\boldsymbol{\rho}_{2} - \boldsymbol{\rho}_{1}) \pi \gamma \cos \gamma}{\lambda \left(\pi^{2} - 4\gamma^{2} \right)}.$$
(2.46)

٦

Обычно интересуются не абсолютной величиной $|E_y|$, а ее отношением к $|E_0|$, и рассчитывают ДН по перекрестной поляризации в логарифмическом масштабе, дБ:

$$F_{\Pi}(\theta) = 201g \left| \frac{E_{\Psi}}{E_{0}} \right| =$$

$$= 201g \left| \frac{\left(\pi^{2} - 4\gamma^{2}\right)ctg\theta}{4k(\rho_{2} - \rho_{1})\cos\gamma} \left[\frac{\cos(k\gamma\rho_{2}\sin\theta)}{\frac{\pi^{2}}{4} - (k\gamma\rho_{2}\sin\theta)^{2}} - \frac{\cos(k\gamma\rho_{1}\sin\theta)}{\frac{\pi^{2}}{4} - (k\gamma\rho_{1}\sin\theta)^{2}} \right]. \quad (2.47)$$

ДН поля перекрестной поляризации имеет нуль при θ = 0°, как и для обычных параболических антенн. Величина относительного максимума ДН перекрестной поляризации составляет 20...25 дБ (6...10%).

2.4. Вопросы проектирования

В РПА есть несколько возможных источников отраженных волн. В первую очередь – это место соединения рупорной части антенны с питающим волноводом. Использование плавных переходов от волновода к рупору позволяет практически исключить отраженную волну. Так, при длине перехода $L \approx 5\lambda$ и совмещении формы перехода с точностью до первой производной с волноводом и рупором можно обеспечить коэффициент отражения около 0,1% [25].

Размеры поперечного сечения рупорного перехода должны плавно изменяться на достаточно большой длине. Высокое согласование можно получить, если принять закон изменения поперечного сечения рупора согласно полиному [17]

$$\mathbf{a}(\mathbf{x}) = \mathbf{k}_0 + \mathbf{k}_1 \mathbf{x} + \mathbf{k}_2 \mathbf{x}^2 + \mathbf{k}_3 \mathbf{x}^3, \qquad (2.48)$$

где коэффициенты k_0 , k_1 , k_2 , k_3 определяются из условия совпадения размеров рупорного перехода со входным отверстием антенны и с соответствующими размерами сечения волновода. Рупорный переход должен также плавно соединяться с волноводом и образующей осью основного рупора антенны. Эти требования сводятся к условиям

$$a(x) \mid_{x=0} = a_1, \ da(x)/dx \mid_{x=0} = 0$$

$$a(x) \mid_{x=L} = a_2, \ da(x)/dx \mid_{x=L} = tg \gamma,$$
 (2.49)

где a_1 , a_2 – поперечные размеры входного a_1 и выходного a_2 квадратных сечений перехода высотой L (рис. 2.9).

После совместного решения (2.48) и (2.49) получим

$$a(x) = a_1 + \left(3\frac{a_2 - a_1}{L^2} - \frac{tg\gamma}{L}\right)x^2 + \left(\frac{tg\gamma}{L^2} - 2\frac{a_2 - a_1}{L^3}\right)x^3.$$
 (2.50)

Из рис. 2.9 видно, что $a_2 - a_1 = 2Ltg \gamma$, тогда (2.50) будет иметь вид $a(x) = a_1 + 5(tg \gamma/L)x^2 - 3(tg \gamma/L^2)x^3$, (2.51) или

$$\mathbf{a}(\mathbf{x}) = \mathbf{a}_1 + 2\Delta \mathbf{a}(\mathbf{x}),$$

где $\Delta a(x) = (tg \gamma/2)(5x^2/L - 3x^3/L^2).$ (2.52) Размер a_1 – это размер широкой стенки стандартного волновода, который определяется по заданной средней длине волны и полосе частот из табл. Д.1 [8] или 7.П [9]. Длина перехода задается в пределах L =



 a_2

Δa

γ

Δa

зволяет построить профиль рупорного перехода.

На рис. 2.10 приведены профили переходов, построенные для таких данных: $\lambda = 4$ см; $L = 6\lambda$; $a_1 = 2,85$ см; $\beta = 17,5^{\circ}$ (рис. 2.10, а) и $\lambda = 4$ см; $L = 6\lambda$; $a_1 = 2,85$ см; $\gamma = 20^{\circ}$ (рис. 2.10, б).





Заметными источниками отражений в РПА являются также верхняя и нижняя кромки раскрыва антенны и диэлектрический кожух (радом). Уровень отражения от кромок, как правило, невелик и для антенн с усилением 40 дБ и выше не превышает долей процента.

Толщина радома d выбирается такой, чтобы обеспечить взаимную компенсацию отражений от обеих его сторон. Для этого необходимо, чтобы величина $kd\sqrt{\epsilon}$ была кратной π ; при этом диэлектрическая проницаемость ϵ не должна сильно отличаться от единицы. На рис. 2.11 приведена зависимость коэффициента отражения от плоского защитного радома, выполненного из пенопласта типа ПС-1 (ϵ = 1,25) толщиной d = 70 мм [25].



Как видно из рисунка, обеспечивается хорошая радиопрозрачность для всех радиорелейных диапазонов (на рис. 2.11 частотные полосы заштрихованы). Кроме того, в РПА крышка установлена не перпендикулярно направлению распространения плоской волны, а под

некоторым углом β (рис. 2.12). Поэтому отраженная от плоского радома волна не попадает в питающий волновод и практически не ухудшает согласования. Из рис. 2.12 следует, что угол между направлениями распространения отраженной и набегающей на крышку волн составляет 2 β . Поэтому нетрудно показать, что коэффициент отражения, обусловленный влиянием плоского радома в РПА, будет $\Gamma_{\Sigma} = \Gamma_0(\beta)F(2\beta)$, где $\Gamma_0(\beta)$ – коэффициент отражения при падении на плоский радом плоской волны под углом β ; $F(2\beta)$ – значение ДН РПА в вертикальной плоскости для угла 2 β .



На рис. 2.13 приведены частотные зависимости коэффициента отражения для различных случаев. Так, кривая 1 описывает зависимость Г от незакрытого радомом раскрыва серийной антенны типа РПА-2П-2, а кривая 2 – когда радом выполнен из отдельных пенопластовых листов, схема склеивания которых изображена на рис. 2.14, а.



Оказалось, ЧТО места склеивания имеют значительное ОТ отличие средней величины ДИэлектрической проницаемости И поэтому источником являются отраженных волн. При горизонтальной ориентации линий склеивания отраженное поле почти

синфазно переотражается к волноводу. Смена конфигурации склеива-



Рис. 2.14

ния пенопластовых листов дала существенное снижение отражения от радома (рис. 2.14, б, кривая 3 на рис. 2.13) [25].

В работе [14] описаны два типа радомов, которые были разработаны для системы Р-600 (параметры РПА-2П приведены в подразд. 2.2) на частотах 3400...3900 МГц.

Один из них был выполнен из листов пенопласта, второй –

из трехслойного диэлектрика. Внешние слои крышек изготавливались из стекловолокна, пропитанного специальным клеем. Внутренний слой имел сотовую конструкцию. Соты также изготавливались из стекловолокна. Крышки, выполненные из пенопласта, практически не вызывают рассогласования антенн с волноводом и не уменьшают КУ антенны. Для изготовления крышек использовался листовой пенопласт с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 1,03$, удельным весом примерно 0,04 H/м³ и толщиной 60...70 мм. У трехслойного радома диэлектрическая проницаемость внешних слоев равнялась 4,0, внутреннего – 1,2, толщина внутреннего слоя – 20 мм, полная толщина – 22 мм. При этих размерах, найденных расчетным путем, коэффициент отражения от радома был минимальным. Исследования трехслойных радомов показали, что они уменьшают КУ антенны примерно на 0,3...0,5 дБ.

Конструкция радомов должна обеспечивать их влагонепроницаемость, а также возможность создания в антенне высокого давления осушенного воздуха, что необходимо для устранения проникновения влаги извне и для защиты от влаги, которая выпадает из воздуха. Величина высокого давления определяется прочностью защитных крышек. Радомы из трехслойных конструкций прочнее радомов из пенопласта. Они выдерживают давление до 0,05 атм, в то время как крышки из пенопласта – 0,01 атм. В тех случаях, когда используется пенопласт, для поддержания небольшого давления необходимо применять специальные регуляторы. Если регулятор отсутствует, антенна должна отделяться от волновода с помощью герметизирующих вставок с водосливными каналами для стока воды, которая образуется в антенне при конденсате. В этом случае высокое давление создается только в волноводном тракте [14].

Еще одним источником потерь энергии в волноводе являются волноводные соединения, которых в фидерном тракте РПА достаточно много. При частых сборках и разборках соединений простые контактные фланцы малонадежны. В таких случаях используются бесконтактные дроссельно-фланцевые соединения (рис. 2.15).



Рис. 2.15

Соединение состоит из дроссельного фланца 4 и гладкого фланца 5. Для герметизации используется резиновое кольцо 6. Плоскость 7 и гладкий фланец создают радиальную линию, в которой распространяется волна типа TEM, возбужденная продольными токами на широких стенках, которые разорваны зазором 1 между волноводами. Длина радиальной линии в вертикальном сечении $L_1 \approx \lambda/4$. На конце этой линии в сечении 2 осуществляется гальванический контакт между фланцами. Кольцевая выточка между сечениями 2 и 3 является отрезком коаксиальной линии, закороченным на конце.

Длина этой линии $L_2 \approx \Lambda/4$, где Λ – длина волны коаксиальноволноводных колебаний типа H_{11} . Именно эти колебания, как показано на рис. 2.15, возбуждаются в кольцевой выточке.

Нулевое сопротивление в сечении 3 четвертьволновой линии трансформируется в большое сопротивление в сечении 2, где при этом не нужен хороший контакт. Это большое сопротивление четвертьволновым отрезком L_1 снова трансформируется в очень малое сопротивление на входе зазора 1. Идея дроссельного соединения, таким образом, состоит в том, что ненадежный гальванический контакт между торцами волноводов заменяется надежным коротким замыканием, которое находится на расстоянии в полволны от места соединения торцов волноводов.

Если между разными участками приемно-передающего тракта необходима большая развязка (60 дБ и больше), то к качеству гальванического контакта в сечении 2 ставятся повышенные требования для того, чтобы через него не просачивалась наружу электромагнитная энергия. Размеры L_1 и L_2 зависят от рабочей частоты:

$$L_1 \approx \lambda/4$$
; $L_2 \approx \lambda/4 \sqrt{1 - (\lambda/\pi D)^2}$

где $\pi D = \lambda_{\kappa p}$ – критическая длина волны колебаний типа H_{11} в выточке; D – диаметр среднего круга выточки. Ширина полосы пропускания рассмотренной конструкции тем больше, чем больше отношение ширины



Рис. 2.16

выточки к ее глубине у/х [24].

Если фланцы установлены недостаточно точно друг против друга, т.е. несколько смещены или повернуты, то в кольцевой выточке возбуждается несимметричная волна типа H₂₁, за счет которой увеличивается отражение от соединения и сужается полоса пропускания. Этого недостатка лишены более сложные дроссельно-

фланцевые соединения с неполной выточкой (рис. 2.16).

2.5. Порядок расчета РПА

При проектировании РПА для РРЛ обычно задаются: средней длиной рабочей волны λ , полосой частот $2\Delta f/f$, мощностью передатчика P, напряженностью поля в точке приема E, длиной ретрансляционного участка R, высотой передающей h_1 и приемной h_2 антенн, поляризацией – вертикальной или горизонтальной. Для расчета необходимо:

1. Убедиться, что удовлетворяется условие [26], км,

$$R_0 \approx 3.57 \left(\sqrt{h_1[M]} + \sqrt{h_2[M]} \right).$$
 (2.53)

2. По квадратичной формуле Введенского [27], мВ/м,

$$E = \frac{2,18\sqrt{P[\kappa BT]D_m}h'_1[M]h'_2[M]}{R^2[\kappa M]\lambda[M]},$$
(2.54)

где $h'[M] = h [M] - R^2[KM]/51,2$ – приведенная высота, найти КНД РПА D_m .

3. По формуле (2.3), задаваясь апертурным КИП $v_A = 0.8$, рассчитать площадь раскрыва:

$$S_{\rm p} = \lambda^2 D_{\rm m} / 4\pi v_{\rm A}. \tag{2.55}$$

4. Если задан коэффициент усиления антенны G_m , то по формуле (2.4), используя результирующий КИП $v_{pe3} = 0,65$, вычислить площадь раскрыва:

$$S_{\rm p} = \lambda^2 G_{\rm m} / 4\pi v_{\rm pes}.$$
 (2.56)

5. Задаться углами раскрыва $2\gamma = 2\beta = 30...40^{\circ}$.

6. Для выбранного угла γ по формуле (2.1) рассчитать фокусное расстояние параболоида f (или см. формулу (2.41)).

7. Выбрать угол облучения РПА δ (обычно $\delta = 90^{\circ}$).

8. Рассчитать размеры раскрыва D_1 и D_2 . Если задана игольчатая ДН, для вертикальной поляризации сделать это по формулам (2.5)–(2.7), а для горизонтальной – по формулам (2.5), (2.8) и (2.9). Для другого соотношения между шириной ДН в плоскостях Е и Н это также легко сделать, воспользовавшись формулами (2.5) для вертикальной или формулами (2.8) для горизонтальной поляризации.

9. По формулам (2.11) и (2.12) определить размеры ρ_1 и ρ_2 .

10. Для проверки найденных размеров РПА воспользоваться рис. 2.4, а для проверки заданного КИП – рис. 2.5.

11. На средней и крайних частотах диапазона рассчитать и построить ДН РПА для вертикальной поляризации по формулам (2.16), (2.17), а для горизонтальной поляризации – по формулам (2.18), (2.19). По найденным ДН определить их ширину "по нулям" и "по половине мощности", а также уровень первых трех боковых лепестков.

12. На средней и крайних частотах диапазона рассчитать и построить ДН РПА для вертикальной поляризации по формулам (2.20), (2.21), а для горизонтальной поляризации – по формулам (2.22), (2.23). По найденным ДН определить их ширину "по нулям" и "по половине мощности", а также уровень первых трех боковых лепестков.

13. Сравнить ДН, рассчитанные в пп.11 и 12, и оценить правомерность использования приближенных выражений для ДН.

14. На средней частоте диапазона рассчитать и построить ДН РПА в горизонтальной плоскости для горизонтальной поляризации по формулам (2.25), (2.26), а для вертикальной поляризации – по формулам (2.30), (2.31) и (2.33). По формуле (2.28) определить направления максимумов боковых лепестков, а по формуле (2.29) (или (2.34)) – их уровень; особое внимание обратить на уровень дальних боковых лепестков, имея в виду помехозащищенность РПА. Сравнить полученные ДН с ДН, рассчитанными в пп.11 и 12.

15. По формуле (2.36) вычислить коэффициент защитного действия РПА.

16. Определить апертурный КИП раскрыва РПА для вертикальной поляризации по формуле (2.43), а для горизонтальной поляризации – по формуле (2.44).

17. Пользуясь (2.3), в заданном диапазоне частот рассчитать и построить частотную зависимость КНД.

18. По формуле (2.47) на средней частоте диапазона определить и построить ДН РПА по перекрестной поляризации.

19. Рассчитать и построить на средней частоте диапазона согласующий рупорный переход согласно выражениям (2.51) и (2.52).

20. В соответствии с подразд. 2.4 выбрать и описать защитную крышку РПА.

21. Согласно подразд. 2.4 рассчитать и описать дроссельнофланцевое соединение.

22. По методике, приведенной в [8], разработать волноводно-коаксиальный переход.

3. ПЕРИСКОПИЧЕСКАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА

Для работы РРЛ обычно используются диапазоны дециметровых и сантиметровых волн. Диапазон метровых волн используется гораздо реже, так как в этом диапазоне (т.е. на частотах в несколько десятков мегагерц) еще не ощущаются полностью преимущества названных диапазонов – широкополосность, высокая направленность и пр. Волны короче 2,3 см (частоты выше 13 ГГц) также не используются на РРЛ, так как эти волны существенно поглощаются атмосферными осадками.

Радиосвязь в названных диапазонах имеет ряд преимуществ: в них почти совсем отсутствуют атмосферные и промышленные помехи; здесь легко создать антенные системы высокой направленности, что дает возможность использовать передатчики небольшой мощности; наконец, в этих диапазонах можно разместить в одной местности ряд передатчиков, работающих на одной частоте, – благодаря высокой направленности антенн эти передатчики не будут создавать взаимных помех.

Но, несмотря на все преимущества, радиосвязь в этих диапазонах имеет одно существенное ограничение – устойчивое распространение волн ограничено рамками прямой видимости; за горизонтом, за этими границами, уровень сигнала быстро уменьшается с ростом расстояния. Поэтому радиосвязь в этих диапазонах возможна только при ретрансляции сигналов.

Во многих случаях для увеличения радиуса действия станций РРЛ их антенны необходимо устанавливать на башнях или мачтах значительной высоты. Например, антенны РРЛ прямой видимости устанавливаются обычно на опорах высотой 70...100 м, а в отдельных случаях высота опор достигает 120 м. Питание антенн при этом осуществляется с помощью длинных коаксиальных или волноводных линий передач, что приводит к усложнению эксплуатации РРЛ. Станции располагаются друг от друга на расстояниях 40...50 км [28].

Использование перископической антенной системы (ПАС) устраняет необходимость применения длинных линий передачи.

3.1. Принцип действия перископических антенн

ПАС (рис. 3.1) состоит из нижнего зеркала-излучателя, расположенного у земли, и верхнего зеркала-переизлучателя, установленного на опоре. Нижнее зеркало может располагаться как непосредственно около подножия опоры (рис. 3.1, а), так и на значительном расстоянии от нее (рис. 3.1, б).



Рис. 3.1

Широко используется вариант построения ПАС с нижним зеркалом, выполненным по схеме вынесенного облучателя (рис. 3.1, в). При этом облучатель устанавливается непосредственно в техническом здании вместе с аппаратурой. Такая схема построения ПАС позволяет целиком исключить высокочастотный тракт питания извне помещения, что значительно увеличивает надежность работы тракта при неблагоприятных метеорологических условиях. Дополнительным преимуществом этого варианта является то, что в связи с большим наклоном поверхности нижнего зеркала к земле вероятность образования на ней гололеда или задержки снега уменьшается [4].

Верхнее зеркало-переизлучатель обычно выполняется плоским или параболоидальным, а нижнее имеет эллипсоидальную или (редко) параболоидальную поверхность. Геометрия эллипсоидального зеркала подбирается так, чтобы фокусы эллипсоида совпадали с точкой вблизи центра верхнего зеркала и фазовым центром облучателя. В практике такие зеркала широко используются в РРЛ.

Контур проекции раскрыва нижнего зеркала, выполненного в виде симметричной вырезки из параболоида вращения (см. рис. 3.1, а), а также контур проекции раскрыва несимметричного нижнего зеркала на плоскость, перпендикулярную к направлению распространения волны (см. рис. 3.1, в), обычно являются окружностями.

Контур верхних зеркал, используемых в практике, эллиптический, прямоугольный или ромбический, при этом проекция раскрыва на плоскость, нормальную к направлению распространения, имеет вид круга или квадрата. Далее будем рассматривать зеркала с круглыми по проекции раскрывами, использование которых обеспечивает увеличение КУ, а также уменьшение УБЛ [4].

В качестве облучателя нижнего зеркала в сантиметровом диапазоне волн удобно применять пирамидальный рупор. Для использования фоку-



сирующих свойств тех поверхностей, частью которых являются зеркала, необходимо придерживаться определенного взаимного располорис. 3.2 зеркал. Ha жения показано расположение элементов антенны с эллипсоидальным нижним и параболоидальным верхним зеркалами и с рупорным облучателем нижнего зеркала.

Облучатель расположен в одном из фокусов эллипсоида, а центр переизлучателя – в другом. Главная ось параболоида, частью которого является верхнее зер-

кало, направлена на приемную антенну. В такой системе при условии, что длина волны в сотни раз меньше размеров зеркал и расстояний между ними, ход лучей между зеркалами будет таким, как показано на рис. 3.3, а. В действительности такого фокусирования лучей на верхнем зеркале не будет, но поток энергии от нижнего зеркала к верхнему несколько сузится, что приведет к некоторому увеличению КПД передачи по сравнению с параллельным пучком (рис. 3.3, б).



Рис. 3.3 68 При таких больших по сравнению с длиной волны раскрывах зеркал и больших по сравнению с раскрывами расстояниях между зеркалами, которые обычно имеют место в ПАС, можно сделать следующие допущения:

1. Распределение поля от эллипсоидального нижнего зеркала вблизи поверхности верхнего зеркала рассчитывают по формулам ДН для дальней зоны синфазно возбужденной плоской поверхности с такими же размерами и распределением амплитуд, что и реальное зеркало.

2. Форму фазового фронта волны около поверхности верхнего зеркала можно считать сферической с центром на поверхности нижнего зеркала. Поэтому для получения плоского фазового фронта на выходе антенной системы необходимо верхнее зеркало сделать параболоидальным с фокусом параболоида, лежащим в центре нижнего зеркала.

Для обеспечения передачи энергии от нижнего зеркала к верхнему с минимальными потерями необходимо, чтобы ДН нижнего зеркала имела определенную форму и ширину. От ширины ДН зависит размер верхнего зеркала. Угловой размер верхнего зеркала относительно фокусного расстояния мал, поэтому ДН нижнего зеркала должна быть узкой. Последнее требование приводит к увеличению его размеров. Наиболее типовыми для ПАС являются приблизительно равные размеры верхнего и нижнего зеркал. Но верхнее зеркало находится в худших механических условиях: большая высота подвеса, влияние изгибной силы на верхнюю часть мачты, большие ветровые нагрузки, и поэтому верхнее зеркало лучше делать несколько меньших размеров, чем нижнее [29].

3.2. Коэффициент усиления и КПД передачи ПАС

Величина КУ G_m на определенной рабочей длине волны колебаний рассчитывается по формуле

 $G_m = D_m \eta_A = (4\pi/\lambda^2) S_p v_B \eta_A = (2\pi b/\lambda)^2 v_B \eta_A,$ (3.1) где b – радиус проекции верхнего зеркала; v_B – КИП верхнего зеркала, который учитывает фазовые искажения и неравномерность амплитуды поля в раскрыве антенны; η_A – КПД антенны, учитывающий потери энергии.

Величина η_A определяется потерями на пути "облучатель – нижнее зеркало – верхнее зеркало" и будет

 $\eta_A = \eta_1 \eta_2,$ (3.2) где $\eta_1 -$ КПД передачи от нижнего зеркала к верхнему; $\eta_2 -$ КПД передачи от облучателя к нижнему зеркалу.

Причинами потерь являются: "переливание" энергии за края нижнего зеркала, рассеяние энергии на пути от нижнего зеркала к верхнему, отражение энергии от мачты и дальнейшее ее рассеяние. Вследствие этих причин не вся энергия от передатчика подводится к нижнему зеркалу, далее не вся энергия, подводимая к нижнему зеркалу, попадает на верхнее, и, наконец, только часть энергии, попадающей на верхнее зеркало, передается корреспонденту.

Рассмотрим составляющие потерь:

1. КПД передачи от нижнего зеркала к верхнему (η_1), определяемый как отношение мощности P_B , которая попадает на верхнее зеркало, к мощности P_0 , которую излучает нижнее зеркало:

$$\eta_1 = P_B / P_0 = \int_{S_B} |E_B|^2 ds / \int_{S_H} |E_H|^2 ds,$$
 (3.3)

где E_в – напряженность поля в раскрыве верхнего зеркала;

E_н – напряженность поля в раскрыве нижнего зеркала;

 $S_{\rm B}$ и $S_{\rm H}$ – поверхности раскрывов верхнего и нижнего зеркал.

Как видно из (3.3), для расчета η_1 необходимо знать ДН нижнего зеркала, по которой можно определить мощность, перехватываемую верхним зеркалом. Для определения поля во входном раскрыве верхнего зеркала можно использовать обычные формулы ДН плоской синфазной поверхности с определенным амплитудным распределением [29].

При спадании амплитуды поля к краям круглого раскрыва нижнего зеркала по квадратичному закону

$$A_{\rm H}(\rho) = 1 - (1 - T_{\rm H})(\rho/a)^2,$$
 (3.4)

где T_н – "пьедестал" амплитудного распределения на нижнем зеркале;

 ρ – радиальная координата для проекций зеркал (рис. 3.4).

$$\eta_1 = [8\nu_{\rm H}/(1+T_{\rm H})^2] \int_0^u [\Lambda_1(x) - (1-T_{\rm H})\Lambda_2(x)/2]^2 x \, dx, \qquad (3.5)$$

где $\Lambda_1(x) = 2J_1(x)/x$, $\Lambda_2(x) = 8J_2(x)/x^2$ – лямбда-функции первого и второго порядка (сферические функции Бесселя [2, 21]);

$$x = (2\pi b/\lambda) \sin \psi \approx (2\pi b/\lambda)(\rho/h), \qquad (3.6)$$

$$u = (2\pi b/\lambda)\sin\theta \approx (2\pi b/\lambda)(a/h);$$
 (3.7)

 ψ — угол между направлением, в котором определяется поле, и нормалью n к поверхности раскрыва нижнего зеркала (при $\psi = \theta \ \rho = a$ и x = u); θ — угловой размер зеркала;

 $v_{\rm H} = (1 + T_{\rm H})^2 / 2(1 + T_{\rm H}^2)$ (3.8) – КИП нижнего зеркала [29].

На рис. 3.5 изображены полученные путем численного интегрирования (3.5) обобщенные кривые, которые связывают размеры зеркал, расстояние между ними и длину волны с КПД передачи η_1 для



2b

случая спадания амплитуд поля на краях раскрыва нижнего зеркала до $T_{\rm H} = 0,316$ от максимального значения.



Анализ графиков рис. 3.5 показывает, что максимальным значениям η_1 соответствует соотношение между размерами зеркал, расстоянием между ними h и длиной волны:

$$(\sqrt{ab}/\lambda)^2 \approx 0.5h/\lambda.$$
 (3.9)

Это соотношение может быть использовано для определения радиуса проекции нижнего зеркала a.

При рациональном выборе размеров антенны $\eta_1 = 0, 8...0, 9$. Очевидно, при первоначальном энергетическом расчете антенны можно задаваться именно таким значением η_1 , а потом, после определения конструктивных размеров антенны, которые обеспечивают требуемые параметры, провести коррекцию η_1 , пользуясь графиками рис. 3.5.

2. КПД передачи энергии от облучателя к излучателю (η₂). Как было сказано, нижнее зеркало является частью излучающей антенны. В качестве облучателей нижнего зеркала используются симметричные вибраторы, щелевые антенны (см. рис. 3.1, а,б) и рупорные антенны (см. рис. 3.1, в). Симметричный вибратор удобен при передаче энергии от передатчика к облучателю с помощью коаксиальной линии. При волноводном выходе генератора облучение нижнего зеркала удобнее обеспечивать с помощью пирамидального рупора (рис. 3.6).

Поскольку рупорная антенна (рис. 3.7, а) должна возбуждать круглый раскрыв зеркала, необходимо, чтобы ДН рупорного облучателя была симметричной, т.е. ее ширина в плоскостях Е и Н была одинаковой.

Если углы раскрыва α_H и α_E (рис. 3.7, б,в) меньше 45°, ширина ДН пирамидального рупора на уровне половинной мощности может быть рассчитана по приближенным формулам:
– в плоскости Е

$$2\theta^{o}_{0.5E} \approx 51^{\circ}\lambda/b_{p};$$
 (3.10)

– в плоскости Н

$$2\theta^{\circ}_{0.5\mathrm{H}} \approx 68^{\circ}\lambda/a_{\mathrm{p}}.$$
 (3.11)



Рис. 3.6

Расчет по этим формулам дает удовлетворительные результаты при условии, что $b_p>\lambda$ и $a_p>\lambda.$

Из (3.10) и (3.11) следует, что для создания игольчатой ДН $(2\theta^{o}_{0,5E} = 2\theta^{o}_{0,5H})$ размеры раскрыва рупора должны соотносится следующим образом:

$$a_p = 1,34b_p.$$
 (3.12)

Для оптимального пирамидального рупора справедливы соотношения

 $2\theta^{o}_{0,5E}\approx 53^{o}\lambda/b_{p}\text{, }2\theta^{o}_{0,5H}\approx 80^{o}\lambda/a_{p}\text{, }a_{p}=1,5b_{p}\text{.}$

Длины R_E и R_H (см. рис. 3.7) оптимального пирамидального рупора рассчитываются по формулам

$$R_{\rm E} \ge b_{\rm p}^2/2\lambda, R_{\rm H} \ge a_{\rm p}^2/3\lambda,$$
 (3.13)

что накладывает такие ограничения на допустимые фазовые ошибки в раскрыве рупора:

$$\psi_{\rm mE} = k\Delta R_{\rm E} = (2\pi R_{\rm E}/\lambda)(1 - \cos\alpha_{\rm E})/\cos\alpha_{\rm E} \le \pi/2;$$

$$\psi_{\rm mH} = k\Delta R_{\rm H} = (2\pi R_{\rm H}/\lambda)(1 - \cos\alpha_{\rm H})/\cos\alpha_{\rm H} \le 3\pi/4.$$
(3.14)

Для осуществления стыковки рупора с питающим волноводом необходимо удовлетворить условие [31, 8]

 $R_{\rm H}/R_{\rm E} = a_{\rm p}(b_{\rm p}-b)/b_{\rm p}(a_{\rm p}-a).$ (3.15) Размеры стандартного волновода а и b определяются в соответ-

ствии с заданными средней длиной волны и полосой частот из табл. 7.П [9] или Д.1 [8].

Напряженность поля на краях нижнего зеркала должна составлять 0,316 от напряженности в его центре (0,1 от мощности). При этом практически вся мощность главного лепестка ДН рупора попадает на нижнее зеркало и КПД передачи на участке "рупор – нижнее зеркало" будет составлять $\eta_2 = 0.8...0.9$.





Это дает возможность найти размеры раскрыва рупора $b_{\rm p}$ и $a_{\rm p}.$ Действительно, выполнив условие

$$F_{\rm E}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi b_{\rm P}}{\lambda}\sin\theta\right)}{\frac{\pi b_{\rm P}}{\lambda}\sin\theta}_{\theta=\gamma} = 0,316, \qquad (3.16)$$

где $F_E(\theta)$ – приближенная ДН рупора в плоскости E, получим [21] $(\pi b_p/\lambda)\sin \gamma = 2,32; b_p = (2,32/\pi)\lambda/\sin \gamma,$ (3.17) где 2_γ – угол, под которым нижнее зеркало видно из фазового центра рупора (см. рис. 3.6).

Углы раскрыва α_E и α_H должны быть такими, чтобы, с одной стороны, не нарушить условий (3.14), что накладывает на них ограничение сверху, т.е. они не должны превышать 20°; с другой стороны, чтобы длины рупора R_E и R_H не были слишком большими, на α_E и α_H накладывается ограничение снизу – они не должны быть меньше 10°. Такие же ограничения можно наложить и на угол γ . Итак,

$$10^{\circ} \le \gamma \le 20^{\circ}$$
. (3.18)

Подстановка у в (3.17) дает возможность найти размер b_p, а также и размер a_p (см. формулу (3.12)).

Из рис. 3.6 видно, что a/d = tg γ , откуда при γ , которые определяются по формуле (3.18), расстояние между рупором и нижним зеркалом может иметь значения

$$d = (2,75...5,7)a.$$

3. КИП верхнего зеркала (v_в), который определяется распределением амплитуд и фаз поля в его раскрыве.

Это распределение зависит от формы ДН нижнего зеркала и от формы поверхности верхнего зеркала. Поскольку кривизна поверхности переизлучателя и кривизна фронта волны, падающей на него, малы, верхнее зеркало изменяет только фазовую структуру переизлучаемого поля, не изменяя заметно его амплитудного распределения. При параболоидальном верхнем зеркале поле в его выходной апертуре будет синфазным, а КИП – зависеть только от неравномерности амплитудного распределения поля по зеркалу, которая определяется ДН нижнего зеркала.

КИП верхнего зеркала определяется по формуле

$$v_{\rm B} = |\int_{S_{\rm B}} E_{\rm B} ds|^2 / (S_{\rm B} \int_{S_{\rm B}} |E_{\rm B}|^2 ds),$$

где обозначения такие же, как и в выражении (3.3), и при распределении вида (3.4) КИП будет таковым [29]:

$$v_{\rm B} = \frac{2}{u^2} \frac{\left| \int_{0}^{u} \left[T_{\rm H} \Lambda_1(x) + \frac{1 - T_{\rm H}}{2} \Lambda_2(x) \right] e^{i\gamma_0'(x/b)^2} x dx \right|^2}{\int_{0}^{u} \left[T_{\rm H} \Lambda_1(x) + \frac{1 - T_{\rm H}}{2} \Lambda_2(x) \right]^2 x dx}.$$
 (3.19)

Обозначения x и u в (3.19) такие же, как и в (3.6) и (3.7), а $\gamma'_0 = \lambda h b^2 / 4\pi a^2$.

На рис. 3.8 приведены рассчитанные по (3.19) графики зависимости $v_{\rm B}$ от параметра

$$x_0 = 2\pi ab/\lambda h$$

для различных значений отношения e = a/b и "пьедестала" Т_н амплитудного распределения в апертуре нижнего зеркала.



Из рис. 3.8 видно, что для всех случаев ($T_{\rm H}$ = 1, $T_{\rm H}$ = 0,316, $T_{\rm H}$ = 0) $\nu_{\rm B}$ тем больше, чем больше отношение a/b. Это условие, как уже отмечалось, является наиболее выгодным и с механической точки зрения.

Значение коэффициента усиления ПАС соответствует условию $\eta_1 v_B = max$. Графики зависимости $\eta_1 v_B$ от x_0 приведены на рис. 3.9.

Анализ графиков показывает, что все они имеют максимумы при некотором значении x_0 , которое зависит от закона распределения поля в раскрыве нижнего зеркала. Но следует отметить, что максимумы $\eta_1 v_B$ – пологие и выбор x_0 некритичен. Из рис. 3.9 видно, что следует выбирать $x_0 = 2,5...3,0$.



Для ПАС с эллипсоидальным излучателем и параболоидальным переизлучателем при получении выражения для ДН амплитудное распределение поля в раскрыве верхнего зеркала удобно аппроксимировать квадратичной функцией

$$A_{\rm B}(\rho) = 1 - (1 - T_{\rm B})(\rho/b)^2,$$
 (3.20)

т.е. так же, как и в раскрыве нижнего зеркала.

Поле в раскрыве параболоидального переизлучателя синфазно, и выражение для ДН ПАС имеет вид [32]

$$F(v) = [2T_B\Lambda_1(v) + (1 - T_B)\Lambda_2(v)]/(1 + T_B),$$
(3.21)

где

 $v = (2\pi b/\lambda) [(\sin \varphi \cos \theta)^2 + (\sin \theta + \cos \varphi \cos \theta - 1)^2]^{1/2};$ (3.22)

 ϕ – азимутальный угол, отсчитываемый от направления максимального излучения в горизонтальной плоскости; θ – угол места, отсчитываемый от того же направления в вертикальной плоскости; T_B – "пьедестал" амплитудного распределения в раскрыве верхнего зеркала; $\Lambda_n(v)$ – лямбда-функции [2, 21], $\Lambda_n(v) = n!(2/v)^n J_n(v)$; $J_n(v)$ – функции Бесселя, которые при v < 10 рассчитываются по формуле

$$J_{n}(v) = \left(\frac{v}{2}\right)^{n} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^{m}}{m!(m+n)!} \left(\frac{v}{2}\right)^{2m}$$

При $v \ge 10$ (дальние боковые и задние лепестки) лямбда-функции можно рассчитать по асимптотическим выражениям

$$\Lambda_{1}(v) = (2/v)\sqrt{(2/\pi v)} \cos(v - 135^{\circ}), \qquad (3.23)$$

$$\Lambda_2(v) = (8/v^2) \sqrt{(2/\pi v)} \sin(v - 135^\circ).$$
 (3.24)

Для определения ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях необходимо из (3.22) найти v_{верт} и v_{гор}:

– в вертикальной плоскости $\phi = 0^{\circ}$, поэтому

$$v_{\text{Bept}} = -(2\pi b/\lambda)(1 - \cos\theta - \sin\theta); \qquad (3.25)$$

– в горизонтальной плоскости $\theta = 0^{\circ}$, поэтому

$$v_{rop} = (4\pi b/\lambda) \sin(\phi/2).$$
 (3.26)

В выражениях (3.25) и (3.26) углы θ и φ изменяются в пределах

$$\pi/2 \le \theta \le \pi/2, -\pi/2 \le \varphi \le \pi/2.$$

При определении дальних боковых лепестков, т.е. при $\theta > \pi/2$, $\phi > \pi/2$, следует пользоваться формулой для огибающей боковых лепестков [32]:

$$F(v) = \sqrt{\frac{8}{\pi}} \frac{2}{1 + T_B} \frac{1}{v^{3/2}} \left\{ T_B^2 + \left[\frac{2(1 - T_B)}{v} \right]^2 \right\}^{1/2}, \qquad (3.27)$$

где для вертикальной плоскости ($\phi = 0^{\circ}$) $v = v_{\text{верт}}$ рассчитывается по формуле (3.25), а для горизонтальной плоскости ($\theta = 0^{\circ}$) $v = v_{\text{гор}}$ – по формуле (3.26).

3.4. Защитное действие ПАС

По самому принципу действия перископической антенны открытые поля вблизи нее занимают значительно больший объем пространства, чем у антенн всех иных типов. Это создает благоприятные условия для всякого рода паразитных связей между близко расположенными антеннами [32]. При достаточно близком расположении двух и более антенн они могут мешать друг другу путем излучения в боковых и обратном направлениях. Открытая антенна, например, плоское зеркало, имеет достаточно высокий уровень обратного излучения. Для ПАС это явление достаточно существенное, так как на ретрансляционном пункте две антенны располагаются в непосредственной близости на одной башне, что вызывает паразитное взаимодействие между всеми четырьмя зеркалами антенн. Величина развязки между антеннами характеризуется защитным действием и переходным затуханием. Для обеспечения высококачественной передачи необходимо принять во внимание все возможные способы увеличения значений этих параметров [30, 32].

Рассмотрим методику определения защитного действия ПАС для общего случая антенн, расположенных рядом (рис. 3.10).



Рис. 3.10

Для приема паразитных сигналов обратного направления антенной Π_2 существуют такие пути:

1. Сигнал с направления 1, принятый верхним зеркалом П₁, излучается в направлении нижнего зеркала И₂.

2. Сигнал с направления 1, принятый верхним зеркалом П₂, излучается в направлении нижнего зеркала И₂.

3. Сигнал с направления 1 возбужает антенную опору, илучение которой попадает в нижнее зеркало И₂.

4. Сигнал с направления 1, распространившийся за область, занимаемую антенной системой, отражается от местных объектов, попадает на верхнее зеркало Π_2 и, отразившись от него, приходит на нижнее зеркало Π_2 .

Рассмотрим каждый из четырех путей:

1. Расчет величины защитного действия антенны 2 при возбуждении переизлучателя антенны 1 волной, приходящей с направления А.

Величина защитного действия рассчитывается как отношение ЭДС сигнала на выходе излучателя И₂ к ЭДС сигнала на выходе излучателя И₁, если сигнал приходит с направления 1, дБ:

$$\alpha_1 = -20 \lg(E_2/E_1),$$
 (3.28)

где Е₁ – нормированная ЭДС на выходе излучателя И₁;

Е₂ – нормированная ЭДС на выходе излучателя И₂ [32].

Электродвижущая сила на выходе излучателя определяется величиной напряженности поля, созданного у его раскрыва отраженной верхним зеркалом волной, и ориентацией излучателя относительно направления прихода этой волны.

На выходе излучателя И₂ нормированная ЭДС приближенно рассчитывается по формуле

 $E_2 = F_1(kbsin \varphi_1)F_2(kasin \varphi_2),$ (3.29) где $F_1 - ДH$ переизлучателя Π_1 , возбужденного плоской волной, пришедшей с направления 1; $F_2 - ДH$ излучателя Π_2 ; $\varphi_1 - угол между$ направлением максимального излучения и линией, соединяющей $центры переизлучателя <math>\Pi_1$ и излучателя Π_2 (см. рис. 3.10); $\varphi_2 - угол$

между направлением максимального приема излучателя U_2 и линией, соединяющей центры переизлучателя Π_1 и излучателя U_2 (см. рис. 3.10).

ЭДС на выходе излучателя И₁ такова:

$$E_1 = F_1(0^\circ) F_2(0^\circ).$$
 (3.30)

После подстановки (3.29) и (3.30) в (3.28) и учетом того, что $F_1(0^\circ) = F_2(0^\circ) = 1$, получим

$$\alpha_1 = -20 \, \log[F_1(kbsin \, \phi_1)F_2(kasin \, \phi_2)]. \tag{3.31}$$

Углы φ_1 и φ_2 определяются конструктивными размерами антенной системы. Если центры зеркал П и И соответствующих антенн находятся на одной прямой (см. рис. 3.10), то $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ и

$$\alpha_1 = -20 \lg[F_1(n_1)F_2(n_2)], \qquad (3.32)$$

где

$$n_1 = (2\pi b/\lambda) \sin \phi, n_2 = (2\pi a/\lambda) \sin \phi.$$
 (3.33)

Из рис. 3.11 видно, что увеличение защитного действия происходит с увеличением аргументов ДН n_1 и n_2 , т.е. либо с увеличением относительных размеров раскрывов, либо с увеличением углов φ_1 и φ_2 , либо того и другого вместе взятого.

2. Расчет величины защитного действия антенны 2 при возбуждении переизлучателя антенны 1.

Второй путь, по которому сигнал может попасть в $И_2$, – это путь из Π_2 , возбуждаемого непосредственно за счет задних лепестков в ДН Π_1 .

В этом случае $И_2$ принимает сигнал с направления своего максимального приема, т.е. $F_2 = 1$. При возбуждении Π_2 с направления 1 максимум ДН Π_2 направлен вверх, а к излучателю $И_2$ будут направлены задние лепестки.

Из-за наличия фазовой ошибки и рассеяния излучения элементами конструкции крепления зеркал лепестки ДН сглаживаются, и поэтому для характеристики интенсивности обратного излучения или приема Π_2 достаточно рассчитать не сами боковые лепестки, а их огибающую. Использование распределения вида (3.20) для переизлучателя Π_2 круглой формы дает в обратном направлении

$$F_1(n_3) = 2\sqrt{2} / \pi n_3 \sqrt{n_3} , \qquad (3.34)$$

где

$$n_3 = kb[1 - \sqrt{2}\cos(\varphi_4 + 45^\circ)],$$
 (3.35)

причем для выбранного расположения зеркал $\phi \approx 180^{\circ}$ (см. рис. 3.10).

По аналогии с предыдущим расчетом находим [30]

$$\alpha_2 = -20 \lg F_1(n_3). \tag{3.36}$$

Графики зависимости α₂ от n₃ приведены на рис. 3.12.

3. Влияние возбуждения антенной опоры на защитное действие.

Возбуждение антенной опоры может значительно ухудшить защиту от приема сигнала с обратного направления. Роль этого фактора зависит от конфигурации антенной опоры, соотношения размеров ее элементов с длиной волны, размеров излучателя, которые определяют концентрацию излучения, и других факторов в каждом конкретном случае. В связи с этим учет возбуждения опоры при расчете в общем виде невозможен и его влияние оценивается экспериментально. Но следует отметить, что при правильном конструировании опоры уменьшение защитного действия за счет влияния опоры может быть сведено к минимуму [32].

4. Влияние эхосигналов.

Как уже отмечалось, причиной помех от эхосигналов является отражение от местных объектов сигнала, прошедшего за область, занимаемую антенной. Эхосигналы попадают на переизлучатель П₂, после отражения от которого приходят к излучателю И₂. Помехи вследствие отражений от местных объектов (их еще называют помехами локационного эффекта), которые пришли с направлений, близких к направлению максимума антенны 2, могут быть очень опасными. Но эти помехи определяются не собственными свойствами антенны, а главным образом особенностями трассы. Поэтому при расчете защитного действия учитывать их не будем. Некоторые дополнительные соображения по этому вопросу приведены в [32].



Рис. 3.11





Переходное затухание между двумя антеннами определяется величиной излучения, которое попадает из одной антенны в другую. У антенн закрытых типов переходное затухание может быть весьма высоким. Так, между двумя рупорно-линзовыми или рупорнопараболическими антеннами, расположенными "спина к спине", переходное затухание достигает 120...130 дБ. Между двумя рядом стоящими и работающими в одном направлении антеннами этих типов переходное затухание составляет более 80 дБ. Другие антенны, находящие применение в РРЛ и имеющие открытые поля (обычные зеркальные, перископические, директорные и др.), обладают значительно меньшим переходным затуханием. Например, между двумя параболическими антеннами, расположенными "спина к спине", переходное затухание не превосходит 60 дБ.

Для ПАС характерно малое переходное затухание, т.е. большая связь между соседними антеннами, или, иначе, влияние одной антенны на другую.

Если антенны расположены "спина к спине", как это имеет место на ретрансляционном пункте, связь между ними может быть только при наличии бокового или обратного излучения.

Переходное затухание определяется аналогично защитному дей-

ствию – как логарифмическое отношение мощностей:

$$\alpha_{\Pi 1} = 10 \log(P_2/P_1),$$

где P₂ – мощность, попавшая в нижнее зеркало И₂ (см. рис. 3.10); P₁ – мощность, излученная зеркалом И₁.

Рассмотрим, каким будет переходное затухание между нижними зеркалами антенн на одном ретрансляционном пункте. Для этого вычислим энергию, попадающую из И₁ в И₂. Возможны такие пути связи между И₁ и И₂:

1. Через переизлучатель Π_1 (см. рис. 3.10). Мощность на входе Π_2 определяется по формуле

$$P_2 = P_{\Pi 1} G_2(\phi_2) G_1(\phi_0) \lambda^2 / 16\pi^2 d^2, \qquad (3.38)$$

где $P_{\Pi 1}$ – мощность, излучаемая Π_1 ; $G_2(\phi_2)$ – коэффициент усиления U_2 в направлении на Π_1 под углом ϕ_2 ; $G_1(\phi_0)$ – коэффициент усиления Π_1 в направлении на U_2 под углом ϕ_0 ; d – расстояние между Π_1 и U_2 .

Мощность $P_{\Pi 1}$ равна мощности, излучаемой зеркалом U_1 , перехватываемой переизлучателем Π_1 . Величина $P_{\Pi 1}$ рассчитывается по формуле

$$P_{\Pi 1} = P_1 \eta_1, \tag{3.39}$$

(3.37)

где η_1 – КПД передачи от нижнего зеркала $И_1$ к верхнему Π_1 (см. подразд. 3.2).

После подстановки (3.38) и (3.39) в (3.37) имеем

$$\alpha_{\Pi 1} = 10 lg[\eta_1 G_2(\phi_2) G_1(\phi_0) \lambda^2 / 16\pi^2 d^2].$$
 (3.40)

$$u_{\Pi 1} = 101g[1]_{1}O_{2}(\psi_{2})O_{1}(\psi_{0})\lambda / 10\lambda \text{ d}].$$

В соответствии с известными соотношениями для КУ

$$G_2(\varphi_2) = v_2^2 k^2 a^2 F_2^2(kasin \,\varphi_2), \qquad (3.41)$$

$$G_1(\phi_0) = v_1 k^2 b^2 F_1^2(kbsin \phi_0), \qquad (3.42)$$

где v_2 и $v_1 = v_B$ – коэффициенты использования поверхностей $И_2$ и Π_1 соответственно; $F_2(kasin \phi_2) - ДH$ излучателя $И_2$; $F_1(kbsin \phi_0) - ДH$ переизлучателя Π_1 .

Поскольку ДН П₁ направлена на И₂ боковыми лепестками, она может быть заменена огибающей, и тогда можно положить

 $F_1(kbsin \phi_0) = F_1(n_4),$

где

$$n_4 = kb[1 - \sqrt{2}\cos(\varphi_0 + 45^\circ)], \ \varphi_0 = \varphi_1 + 90^\circ.$$
(3.43)

Подстановка(3.41) и (3.42) в (3.40) дает

$$\alpha_{\Pi 1} = 10 lg[\eta_1 \pi^2 a^2 b^2 v_2 v_B F_2^2 (kasin \phi_2) F_1^2 (n_4) / \lambda^2 d^2].$$
 (3.44)

$$\alpha_{\Pi 1} = \alpha'_{\Pi 1} + \alpha''_{\Pi 1}, \qquad (3.45)$$

где

$$\alpha'_{\Pi 1} = 10 \lg[\eta_1 v_2 v_B \pi^2 a^2 b^2 / \lambda^2 d^2], \qquad (3.46)$$

$$\alpha''_{\Pi 1} = 20 \log[F_2(kasin \phi_2)F_1(n_4)].$$
 (3.47)

На рис. 3.13 приведены графики этих составляющих. Параметрами составляющей $\alpha'_{\Pi 1}$ (рис. 3.13, а) являются КПД передачи η_1 от нижнего зеркала U_1 к верхнему Π_1 , а также

$$x_0 = 2\pi ab/\lambda d \approx 2\pi ab/\lambda h.$$

Параметрами составляющей α ''_{П1} (рис. 3.13, б) являются выражение (3.43), а также $n_2 = kasin \phi_2$.



2. Через переизлучатель Π_2 . Расчет величины энергии, попадающей из нижнего зеркала U_1 в нижнее зеркало U_2 через переизлучатель Π_2 , проводится аналогично предыдущему случаю. Затухание $\alpha_{\Pi 2}$ определяется выражением

$$\alpha_{\Pi 2} = 10 \lg[\eta_1 \pi^2 a^2 b^2 v_2 v_B F_2^2(kasin \phi_3) F_1^2(n_5) / \lambda^2 d^2], \qquad (3.48)$$

где φ₃ – угол, образованный направлением максимального излучения нижнего зеркала И₁ и линией, соединяющей центры этого зеркала и переизлучателя Π₂ (см. рис. 3.10);

 $n_5 = kb[1 - \sqrt{2}\cos(\varphi_5 + 45^\circ)];$

φ₅ – угол между направлением максимального излучения переизлучателя Π₂ и линией, соединяющей центры этого зеркала и излучателя И₂ (см. рис. 3.10).

Из сопоставления формул (3.48) и (3.44) следует, что они одинаковы и отличаются только значениями углов. В формулу (3.48) вместо углов φ_2 и φ_0 входят углы φ_3 и φ_5 . Из рис. 3.10 видно, что углы φ_2 и φ_3 равны, а углы φ_0 и φ_5 – разные. Но во всех случаях использования ПАС высота подъема переизлучателя в несколько раз превышает расстояние между верхними зеркалами и углы φ_0 и φ_5 весьма близки друг к другу.

При таком допущении величина энергии, попадающей из нижнего зеркала U_1 в нижнее зеркало U_2 через переизлучатель Π_2 , равна энергии, попадающей из нижнего зеркала U_1 в нижнее зеркало U_2 через переизлучатель Π_1 . Таким образом, для определения переходного затухания между излучателями U_1 и U_2 с учетом обоих путей передачи энергии необходимо величину переходного затухания, полученную в предыдущем случае, уменьшить (рассчитывая на самый неблагоприятный случай) на 3 дБ и считать, что

$$\alpha_{\Pi} = \alpha_{\Pi 1} + \alpha_{\Pi 2} = 2\alpha_{\Pi 1}. \tag{3.49}$$

3. Из И₁ непосредственно в И₂. На реальном ретрансляционном пункте излучатели И₁ и И₂ расположены обычно по обе стороны от мачты и дома, встроенного внутрь мачты. Все это оказывает большое экранирующее действие, значительно снижая связь между излучателями обеих антенн.

Кроме того, благодаря этому экранирующему влиянию расчет непосредственной связи между U_1 и U_2 теми методиками, которые использовались в предыдущих пунктах, приводит к большим ошибкам. Результаты экспериментального определения величины непосредственной связи между U_1 и U_2 показывают, что эта величина значительно меньше $\alpha_{\Pi 1}$ или $\alpha_{\Pi 2}$ и ею можно пренебречь.

4. В U_2 энергия попадает из U_1 после рассеяния элементами конструкции опоры антенны. Энергия, попадающая в U_2 , в этом случае не поддается расчету, так как зависит от типа и конфигурации опоры. Анализ экспериментальных результатов, проведенный для отдельных типов опор, дает возможность выбрать форму опоры, обеспечивающую очень слабую связь между U_1 и U_2 , – значительно меньшую, чем, например, через Π_2 . Поэтому этой составляющей затухания также можно пренебречь.

3.6. Порядок расчета ПАС на ретрансляционном пункте

При проектировании ПАС для РРЛ обычно задаются: средней рабочей частотой f, полосой частот $2\Delta f/f$, мощностью передатчика P, напряженностью поля в точке приема E, длиной ретрансляционного участка R, высотой передающей h_1 и приемной h_2 антенн и поляризацией. Для расчета необходимо [33]:

1. Удостовериться, что удовлетворяется условие (2.53) [26].

2. По квадратичной формуле Введенского (2.54) найти КНД ПАС D_m [27].

3. По формуле (2.55), задаваясь КИП верхнего зеркала $v_B = 0.8$, вычислить площадь раскрыва верхнего зеркала S_p , а из выражения $S_p = \pi b^2 - радиус$ проекции верхнего зеркала b.

4. Если задан коэффициент усиления ПАС G_m , по формуле (3.1), взяв во внимание результирующий КИП $v_B\eta_A = 0.5...0.7$, определить радиус проекции верхнего зеркала b.

5. Задаваясь КПД передачи от нижнего зеркала к верхнему $\eta_1 = 0,8...0,9$, для рассчитанного отношения h/λ (h – высота антенны на ретрансляционном пункте) из рис. 3.5 найти соотношение \sqrt{ab}/λ , а из него – радиус проекции нижнего зеркала a.

6. Вычислить радиус проекции нижнего зеркала a по формуле (3.9). Значение a может оказаться чрезмерно большим, так как в обоих случаях предполагалось очень большое значение η_1 . Поэтому следует уменьшить значение a до пределов 1 < a/b < 2.

7. Для рассчитанных размеров b и a, пользуясь рис. 3.9, скорректировать значение КПД η_1 .

8. Для найденных размеров b и a, а также "пьедестала" T амплитудного распределения на нижнем зеркале $T_H = 0,316$ по формуле (3.5) численным интегрированием определить окончательное значение КПД η_1 .

9. Задаваясь значением угла, под которым нижнее зеркало видно из фазового центра облучателя-рупора (см. рис. 3.7), $2\gamma = 20...40^{\circ}$ (см. рис. 3.6), по формуле (3.16) вычислить размер раскрыва b_p в плоскости Е.

10. Из выражения (3.12) найти размер раскрыва а_р в плоскости Н.

11. Воспользовавшись (3.13), рассчитать длины рупора R_E и R_H в плоскостях E и H (см. рис. 3.7).

12. По формуле (3.15) провести согласование рупора с питающим волноводом. Для этого по (3.13) определить длину рупора в одной из плоскостей, например R_H , делая неравенство равенством, затем по формуле (3.15) найти длину рупора R_E в плоскости Е. Если найденное значение не удовлетворяет условиям (3.13), то в первую очередь определить длину R_E , а потом R_H .

13. Проверить выполнение условий (3.14).

14. По методике, приведенной в работе [8], рассчитать волноводно-коаксиальный переход. 15. С помощью соотношения $a/d = tg \gamma$ определить расстояние между рупором и нижним зеркалом d (см. рис. 3.6).

16. По формуле $x_0 = 2\pi ab/\lambda h$ рассчитать значение параметра x_0 , а из рис. 3.8 (если a/b = 1; 1,2; 1,4) – значение КИП верхнего зеркала v_B .

17. Если a/b > 1,4, для найденного x_0 из рис. 3.9 определить произведение $v_B\eta_1$, а из него для окончательного значения η_1 – КИП верхнего зеркала v_B .

18. По формуле (3.19) численным интегрированием рассчитать окончательное значение $v_{\rm B}$.

19. Из выражения (3.21) для $T_B = 0,316$ определить ДН ПАС в вертикальной и горизонтальной плоскостях в передней полуплоскости на средней и крайних частотах диапазона: $\lambda_{min} = \lambda_{cp}(1 - \Delta\lambda/\lambda_{cp}), \lambda_{max} = \lambda_{cp}(1 + \Delta\lambda/\lambda_{cp}).$

20. На средней и крайних частотах диапазона по формуле (3.27) рассчитать ДН ПАС в вертикальной и горизонтальной плоскостях в области дальних боковых лепестков.

21. С помощью графиков рис. 3.11, пользуясь формулами (3.33) и рис. 3.10, определить коэффициент защитного действия *α*₁.

22. По формуле (3.32) рассчитать точное значение α_1 .

23. По графикам на рис. 3.12, пользуясь формулой (3.35) и рис. 3.10, найти коэффициент защитного действия α_2 .

24. Из выражения (3.36) рассчитать точное значение α₂.

25. Общий коэффициент защитного действия найти как $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$.

26. С помощью формул (3.45)–(3.47) и графиков рис. 3.13 рассчитать значение коэффициента переходного затухания $\alpha_{\Pi 1}$.

27. По формуле (3.44) определить точное значение $\alpha_{\Pi I}$.

28. Воспользовавшись (3.48), вычислить точное значение коэффициента переходного затухания $\alpha_{\Pi 2}$.

29. Рассчитать общий коэффициент переходного затухания как $\alpha_{\Pi} = \alpha_{\Pi 1} + \alpha_{\Pi 2}.$

30. Сравнить коэффициент переходного затухания α_Π, полученный в п.29, с α_Π, найденным по формуле (3.49).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1. Основы проектирования антенных устройств СВЧ: В 2 ч. / В.Е. Ямайкин, В.Н. Ковалев, В.Г.Маслов, А.В. Рунов. – Минск: ВИЗРТУ, 1972. – Ч. 2.
- 2. Заїкін І.П., Тоцький О.В. Антени та пристрої НВЧ: Навч. посібник до курсового проектування. В 4 ч. Х.: ХАІ, 1994. Ч. 2.
- Расчет и проектирование антенн сверхвысоких частот / Я.С. Шифрин, Ю.Г. Гукасов, Л.Г. Корниенко, Н.А. Базарнов. – Х.: ВИРТА, 1971.
- 4. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ: В 2 ч. М.: Связь, 1977. Ч. 2.
- 5. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ: В 2 ч. М.: Связь, 1977. Ч. 1.
- 6. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
- 7. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. – М.;-Л.: Энергия, 1966.
- 8. Заїкін І.П., Тоцький О.В. Антени та пристрої НВЧ: Навч. посібник до курсового проектування. В 4 ч. Х.: ХАІ, 1993. Ч. 1.
- 9. Дорохов А.П. Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. Х.: ХАИ, 1960.
- 10. Покрас А.М., Сомов А.М., Цуриков Г.Г. Антенны земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь, 1985.
- 11. Шифрин Я.С., Базарнов П.А., Гукасов Ю.Г. Новые типы антенн. Х.: ВИРТА, 1971.
- 12. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1962.
- 13. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М.: Сов. радио, 1967.
- 14. Метрикин А.А. Антенно-волноводные тракты радиорелейных линий связи. М.: Связь, 1966.
- 15. Покрас А.М. Антенные устройства зарубежных линий связи через ИСЗ. М.: Связь, 1965.
- Вавилова И.В., Могильникова К.И. Радиотехнические параметры современных остронаправленных антенн и методы их измерений // Современные проблемы антенно-волноводной техники. М.: Наука, 1967. С. 40 52.
- 17. Метрикин А.А. Антенны и волноводы РРЛ. М.: Связь, 1977.
- Пособие по расчету антенн сверхвысоких частот: В З ч. / Г.П. Веселкова, В.А. Климов, В.Ф. Манойлов, Б.М. Петров. – Таганрог: ТРТИ, 1974. – Ч. 1.
- 19. Связь на сверхвысоких частотах / Под ред. С. Енедзава и Н. Танака. – М.: Связь, 1967.
- Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. – М.: Энергия, 1973.

- 21. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. М.: Наука, 1968.
- 22. Петров Б.М. К расчету рупорно-параболической антенны // Радиоэлектроника. – 1968. – № 5. – С. 132 - 134.
- Ямпольский В.Г., Петров В.Г. О направленных свойствах рупорнопараболической антенны // Антенны. – М.: Связь, 1973. – Вып. 17. – С. 3 - 14.
- 24. Лавров А.С., Резников Г.Б. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
- 25. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Оптимизация антенних систем линий связи. М.: Связь, 1991.
- 26. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1979.
- 27. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1965.
- 28. Гусятинский И.А., Рыжков Е.В., Немировский А.С. Радиорелейные линии связи. М.: Связь, 1965.
- 29. Айзенберг Г.З. Антенны ультракоротких волн. М.: Связьиздат, 1957.
- Миклашевская А.В. Перископическая антенна: Учеб. пособие по курсовому проектированию. – М.: ВЗЭИС, 1970.
- Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Сов. радио, 1972.
- 32. Покрас А.М. Перископические антенны и беспроводные линии передачи. М.: Связьиздат, 1963.
- 33. Заїкін І.П., Тоцький О.В. Антени та пристрої НВЧ: Навч. посібник до курсового проектування. В 4 ч. Х.: ХАІ, 1997. Ч. 3.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Двухзеркальные антенны	3
1.1. Основная задача теории антенн	3
1.2. Свойства антенны Кассегрена	4
1.3. Свойства антенны Грегори	. 13
1.4. Результирующий КИП двухзеркальных антенн	. 17
1.5. Диаграмма направленности ДЗА	. 22
1.6. Облучатели двухзеркальных антенн	. 24
1.7. Некоторые вопросы проектирования	. 33
1.8. Положительные качества и возможности ДЗА	. 36
1.9. Порядок расчета антенны Кассегрена	. 38
1.10. Порядок расчета антенны Грегори	. 41
2. Рупорно-параболические антенны	. 42
2.1. Особенности антенно-волноводных трактов радиорелейных	
линий и линий связи через искусственные спутники Земли	. 42
2.2. Геометрические параметры РПА	. 45
2.3. Электрические характеристики РПА	. 50
2.4. Вопросы проектирования	. 59
2.5. Порядок расчета РПА	. 64
3. Перископическая антенная система	. 66
3.1. Принцип действия перископических антенн	. 66
3.2. Коэффициент усиления и КПД передачи ПАС	. 69
3.3. Диаграммы направленности ПАС	. 76
3.4. Защитное действие ПАС	. 77
3.5. Переходное затухание ПАС	. 81
3.6. Порядок расчета ПАС на ретрансляционном пункте	. 85
Библиографический список	. 87

Заикин Иван Павлович Тоцкий Александр Владимирович Абрамов Сергей Клавдиевич

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Редактор А.Н. Емленинова

Св. план, 2006 Подписано в печать 23.03.2006 Формат 60х48 1/16. Бум. офс. №2. Офс. печ. Усл. печ. л. 5,0. Уч.–изд. л. 5,62. Т. 150 экз. Заказ 174. Цена свободная

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт» 61070, Харьков–70, ул. Чкалова, 17 http://www.khai.edu Издательский центр «ХАИ» 61070, Харьков–70, ул. Чкалова, 17 izdat@khai.edu