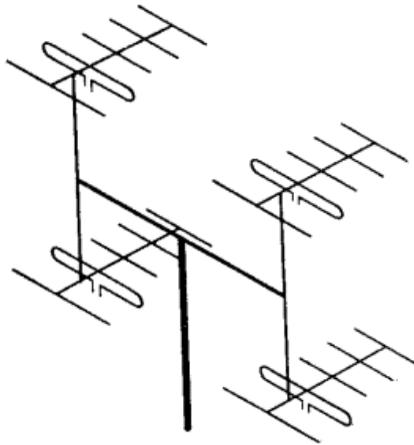


**Г.Г. Гошин**

# **Антенны и фидеры**

**Сборник задач  
с формулами и решениями**



**Министерство образования и науки Российской Федерации**

**Томский государственный университет систем управления  
и радиоэлектроники**

**Г.Г. Гошин**

# **Антенны и фидеры**

**Сборник задач с формулами и решениями**

**Томск 2012**

УДК 621.396.67

Рецензенты:

кафедра радиофизики Томского госуниверситета, зав. кафедрой  
профессор д-р физ.-мат. наук **Якубов В.П.**,

Сибирский физико-технический институт.,  
профессор доктор физ.-мат. наук **Фисанов В.В.**

**Гошин Г.Г.**

**Антенны и фидеры.** Сборник задач с формулами и решениями:  
Учебное пособие. — Томск, ТУСУР, 2012. — 236 с.

Приведены основные формулы и соотношения для решения задач по расчету параметров фидерных трактов и антенн различных типов. В сборник включены задачи по следующим темам: двухпроводные, коаксиальные, полосковые и волноводные линии передач, входные сопротивления и согласование фидеров, расчеты параметров линейных антенн (вibratorных, рамочных, щелевых, спиральных, диэлектрических стержневых), апертурных антенн (волноводных, рупорных, зеркальных, линзовых) и антенных решеток (систем vibratorных, директорных и логопериодических антенн, волноводных щелевых антенных решеток). Каждый раздел построен по схеме: расчетные формулы и соотношения, примеры решения типовых задач, задачи для самостоятельного решения (с ответами, около 600 задач).

Для студентов вузов различных форм обучения по направлениям подготовки 210400 «Радиотехника» и 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

© Гошин Г.Г., 2012

© Томск. гос. ун-т систем управления  
и радиоэлектроники, 2012

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Список основных сокращений и обозначений .....</b>	<b>5</b>
<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>9</b>
<b>1. РЕГУЛЯРНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С Т-ВОЛНОЙ .....</b>	<b>10</b>
Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (10). <i>Двухпроводные линии передачи</i> (12). <i>Коаксиальные линии передачи</i> (13). <i>Полосковые линии передачи</i> (15). Примеры решения задач (17). Задачи для самостоятельного решения (20). <i>Двухпроводные линии передачи</i> (20). <i>Коаксиальные линии передачи</i> (21). <i>Полосковые линии передачи</i> (24).	
<b>2. РЕГУЛЯРНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ .....</b>	<b>26</b>
Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (26). <i>Волноводы прямоугольного сечения</i> (28). <i>Волноводы круглого сечения</i> (30). Примеры решения задач (31). Задачи для самостоятельного решения (37). <i>Волноводы прямоугольного сечения</i> (37). <i>Волноводы круглого сечения</i> (40).	
<b>3. НАГРУЖЕННЫЕ ФИДЕРЫ .....</b>	<b>42</b>
Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (42). Примеры решения задач (45). Задачи для самостоятельного решения (47). <i>Фидеры без потерь</i> (47). <i>Фидеры с омическими потерями</i> (53). <i>Применение круговых диаграмм</i> (57).	
<b>4. СОГЛАСОВАНИЕ ФИДЕРОВ С НАГРУЗКОЙ .....</b>	<b>60</b>
Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (60). <i>Узкополосное согласование</i> (61). <i>Широкополосное согласование</i> (63). Примеры решения задач (63). Задачи для самостоятельного решения (68). <i>Узкополосное согласование. Четвертьволновые трансформаторы и компенсирующие реактивности</i> (68). <i>Узкополосное согласование. Применение круговых диаграмм</i> (72). <i>Широкополосное согласование активных нагрузок</i> (75).	
<b>5. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН .....</b>	<b>78</b>
Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (78). <i>Передающая антенна</i> (78). <i>Приемная антенна</i> (81). <i>Электрически малые (элементарные) излучатели</i> (83). Примеры решения задач (85). Задачи для самостоятельного решения (88). <i>Электрически малые (элементарные) излучатели</i> (88). <i>Антенны в режиме передачи</i> (90). <i>Антенны в режиме приема</i> (92).	

<b>6. ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ</b> .....	<b>94</b>
<p>Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (94). <i>Симметричный электрический вибратор</i> (94). <i>Линейная щелевая антенна</i> (100). <i>Вертикальный заземленный вибратор</i> (101). <i>Рабочие антенны</i> (104). <i>Линейные непрерывные системы</i> (105). <i>Цилиндрическая и коническая спиральные антенны</i> (108). <i>Диэлектрические стержневые антенны</i> (111). Примеры решения задач (114). Задачи для самостоятельного решения (123). <i>Антенны стоячих волн</i> (123). <i>Антенны бегущих волн</i> (130).</p>	
<b>7. АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ</b> .....	<b>133</b>
<p>Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (133). <i>Плоские излучающие раскрыты</i> (133). <i>Волноводные излучатели и рупорные антенны</i> (135). <i>Зеркальные антенны</i> (139). <i>Линзовые антенны</i> (145). Примеры решения задач (149). Задачи для самостоятельного решения (157). <i>Волноводные излучатели</i> (157). <i>Рупорные антенны</i> (159). <i>Параболические зеркальные антенны</i> (164). <i>Линзовые антенны</i> (168).</p>	
<b>8. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ</b> .....	<b>172</b>
<p>Основные теоретические сведения и расчетные соотношения (172). <i>Теорема о перемножении диаграмм направленности</i> (172). <i>Система из двух вибраторов</i> (172). <i>Линейные эквидистантные решетки</i> (175). <i>Директорные и логопериодические антенны</i> (178). <i>Волноводные щелевые антенные решетки</i> (181). <i>Плоские решетки</i> (184). Примеры решения задач (186). Задачи для самостоятельного решения (193). <i>Система из двух вибраторов</i> (193). <i>Линейные эквидистантные решетки</i> (198). <i>Директорные и логопериодические антенны</i> (200). <i>Волноводные щелевые антенные решетки</i> (202). <i>Плоские решетки</i> (204).</p>	
<b>Ответы к задачам</b> .....	<b>206</b>
<b>Список литературы</b> .....	<b>226</b>
<b>Приложение</b> .....	<b>228</b>

### Список основных сокращений и обозначений

ДН — диаграмма направленности

КБВ ( $K_{БВ}$ ) — коэффициент бегущей волны

КИП — коэффициент использования поверхности антенны

КНД — коэффициент направленного действия антенны

КПД — коэффициент полезного действия

КСВ ( $K_{СВ}$ ) — коэффициент стоячей волны

КУ — коэффициент усиления антенны

ЛНС — линейная непрерывная система

ЛП — линия передачи

НПЛ — несимметричная полосковая линия

ПЗА — параболическая зеркальная антенна

СПЛ — симметричная полосковая линия

УБЛ — уровень боковых лепестков

ФАР — фазированная антенная решетка

ЦСА — цилиндрическая спиральная антенна

ЭДС — электродвижущая сила

$a$  — размер широкой стенки прямоугольного волновода; радиус круглого волновода; радиус проводника; большая полуось эллипса поляризации

$b$  — размер узкой стенки прямоугольного волновода; малая полуось эллипса поляризации; ширина щели

$a_p$  — размер прямоугольной апертуры; радиус круглой апертуры

$b_p$  — размер прямоугольной апертуры

$B$  — реактивная составляющая проводимости

$c = 3 \cdot 10^8$  м/с — скорость света

$C_1$  — погонная емкость линии передачи, Ф/м

$d$  — диаметр проводников двухпроводного фидера; диаметр внутреннего проводника коаксиального фидера

$d_p$  — диаметр раскрыва круглой апертуры, зеркальной или линзовой антенн

$D$  — расстояние между центрами проводников двухпроводного фидера; диаметр (внутренний) наружного проводника коаксиального фидера

$D_0$  — коэффициент направленного действия антенны в направлении максимума ДН

- $f$  — частота, Гц  
 $f_a$  — фокусное расстояние зеркальной или линзовой антенны  
 $F(\theta, \varphi)$  — диаграмма направленности антенны  
 $G_0$  — коэффициент усиления антенны в направлении максимума ДН  
 $h$  — высота подвеса антенны над плоским экраном; толщина линзы; осевое смещение вибраторов в решетке  
 $i$  — мнимая единица  
 $I$  — ток, А  
 $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число в среде распространения,  $\text{м}^{-1}$   
 $K_n$  — коэффициент перекрытия диапазона по частоте  
 $l$  — длина плеча симметричного вибратора  
 $l_1$  — расстояние от нагрузки до места включения согласующего шлейфа в ЛП  
 $l_2$  — длина согласующего шлейфа  
 $\Delta l$  — расстояние от минимума волны напряжения в ЛП до места включения согласующего шлейфа; укорочение плеча вибратора  
 $l_{\text{эф}}$  — эффективная (действующая) длина антенны  
 $L_1$  — погонная индуктивность линии передачи, Гн/м  
 $L_{\text{опт}}$  — длина оптимальной линейной антенны  
 $m$  — целое число; отношение компонент напряженности поля или токов  
 $n$  — целое число; коэффициент преломления линзы  
 $P$  — мощность, Вт  
 $R_1$  — погонное активное сопротивление потерь в линии передачи, Ом/м  
 $R_S$  — активное поверхностное сопротивление металла, Ом  
 $S_{\text{эф}}$  — эффективная поверхность антенны,  $\text{м}^2$   
 $T$  — шумовая температура антенны, К  
 $U$  — напряжение, В  
 $V_\phi$  — фазовая скорость, м/с  
 $V_{\text{гр}}$  — групповая скорость, м/с  
 $W_v$  или  $W_\phi$  — волновое сопротивление ЛП или фидера, Ом  
 $W_{\text{ш}}$  — волновое сопротивление согласующего шлейфа, Ом

$w = \sqrt{\mu/\varepsilon}$  — характеристическое (волновое) сопротивление среды, Ом

$w_0 = 120\pi$  — характеристическое (волновое) сопротивление воздуха, Ом

$X$  — реактивное сопротивление, Ом

$Y$  — комплексная проводимость, См

$Z$  — комплексное сопротивление (импеданс), Ом

$Z_c$  — характеристическое сопротивление волновода, Ом

$\alpha$  — коэффициент или постоянная затухания,  $m^{-1}$

$\alpha_D$  — коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрике

$\alpha_M$  — коэффициент затухания, обусловленный потерями в металле

$\alpha_1$  — погонное затухание в линии передачи, дБ/м

$\beta = 2\pi/\lambda_b$  — фазовая постоянная (постоянная распространения) в линии

$\gamma$  — комплексная постоянная распространения; коэффициент согласования (передачи) антенны по мощности

$\gamma_z$  — угол наклона большой оси эллипса поляризации

$\Gamma$  — коэффициент отражения

$\delta$  — неравномерная составляющая распределения

$\varepsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi c^2}$  — абсолютная электрическая проницаемость свободного

пространства, Ф/м

$\varepsilon$  — относительная электрическая проницаемость среды

$\mathcal{E}$  — электродвижущая сила, В

$\eta$  — коэффициент полезного действия

$\theta$  — меридиональный угол в сферической системе координат

$2\theta_{0,5}$  — ширина ДН антенны на уровне 0,5 по мощности

$2\theta_0$  — ширина ДН антенны по нулевому уровню

$\lambda$  — рабочая длина волны (длина волны генератора), длина плоских волн в воздушном пространстве

$\lambda_b$  — длина волны в линии

$\mu_0 = \frac{4\pi}{10^7}$  — абсолютная магнитная проницаемость свободного

(воздушного) пространства, Гн/м

$\mu$  — относительная магнитная проницаемость среды

$\nu$  — коэффициент использования поверхности антенны

$\xi$  — коэффициент замедления (укорочения) волны

$\varphi$  — азимутальный угол в сферической системе координат

$\chi$  — угол между плоскостями поляризации передающей и приемной антенн

$2\theta_p$  или  $2\psi_p$  — полный угол раскрытия зеркальной и линзовой антенн

$\omega$  — круговая частота

## ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие для студентов вузов отражает основные разделы дисциплины «Устройства СВЧ и антенны» по направлениям подготовки 210400 «Радиотехника» и 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Цель пособия — помочь студентам закрепить усвоение разделов теоретического курса и научиться проводить расчеты параметров и характеристик основных типов линий передачи и антенн. Современный радиоспециалист должен ориентироваться в этих вопросах, должен знать возможности различных типов антенн и фидеров, их достоинства и недостатки, а в конкретной ситуации суметь правильно выбрать, рассчитать и спроектировать требуемое устройство.

Материал в пособии разбит на восемь тематических разделов — четыре по фидерным линиям, включая вопросы согласования, и четыре по антеннам. По своей структуре все восемь разделов идентичны и каждый состоит из трех частей. В первой части приводится справочный материал в виде основных теоретических сведений и формул, необходимый для проведения расчетов основных параметров и характеристик антенн и фидеров. Во второй части даются методические указания и проводится решение типовых задач. В третьей части предлагаются задачи для самостоятельного решения с ответами в конце книги. Всего около 600 задач. Ответы часто носят приближенный характер, что связано с возможностью округления чисел при вычислениях, а иногда с возможностью расчета одной и той же величины по различным приближенным формулам.

Данное пособие может быть использовано также студентами вузов, учебными планами которых предусмотрено изучение дисциплин «Антенно-фидерные устройства», «Техническая электродинамика и антенны», «Распространение радиоволн и антенны». Им может воспользоваться и инженерно-технический персонал, занимающийся указанными вопросами.

## 1. РЕГУЛЯРНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С $T$ -ВОЛНОЙ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### Общие положения

К линиям передачи, в которых могут распространяться  $T$ -волны, относятся двухпроводные, коаксиальные и полосковые линии. Строго говоря, в последних существуют квази- $T$ -волны, обусловленные разной шириной их проводников. Однако при приближенном описании этим различием часто пренебрегают. Линии передачи с  $T$ -волной дисперсии не имеют. Фазовая скорость  $T$ -волны равна скорости распространения света в среде

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (1.1)$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с;  $\epsilon, \mu$  — безразмерные (относительные) параметры среды.

На высоких частотах линии передачи характеризуются волновым сопротивлением  $W_B$  и распределенными, или погонными, параметрами: емкостью  $C_1$ , индуктивностью  $L_1$  и активным сопротивлением потерь  $R_1$ . Через погонные параметры фазовая скорость выражается как

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (1.2)$$

где  $\beta = 2\pi/\lambda_B$  — фазовая постоянная, или постоянная распространения.

Для волнового сопротивления имеем

$$W_B = \sqrt{L_1/C_1}. \quad (1.3)$$

В режиме бегущей волны амплитуды напряжения  $U$  и тока  $I$  в линиях с  $T$ -волной связаны посредством соотношения

$$U = I W_B. \quad (1.4)$$

Мощность, переносимая  $T$ -волной, также определяется по известным формулам, в которых в качестве сопротивления берется волновое сопротивление линии:

$$P = \frac{1}{2} UI = \frac{1}{2} \frac{U^2}{W_B} = \frac{1}{2} I^2 W_B. \quad (1.5)$$

Предельная мощность, определяющая электрическую прочность ЛП, рассчитывается по формулам для мощности, полагая в последних  $U_{\text{пред}} = 30 \text{ кВ}$  на 1 см зазора между токонесущими элементами или  $E_{\text{пред}} = 30 \text{ кВ/см}$ .

Погонным коэффициентом затухания называют величину

$$\alpha_1 = 10 \cdot \lg \left[ \frac{P(0)}{P(1)} \right], \quad (1.6)$$

где  $P(0)$  — мощность, поступающая на вход отрезка фидера длиной в 1 м;  $P(1)$  — мощность на выходе этого отрезка.

Если длина фидера равна  $l$ , то полное затухание в таком фидере составит  $\alpha_1 l$ . Коэффициент затухания, обусловленный потерями в проводниках, через параметры фидера выражается как

$$\alpha_m \cong 4,35 R_1 / W_b, \text{ дБ/м}. \quad (1.7)$$

Если проводник расположен в магнитоэлектрической среде, то при расчете потерь ее параметры учитываются через волновое сопротивление  $W_b$ , а свойства металла учитываются через его сопротивление  $R_1$  на рабочей частоте (частоте генератора). Коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрической среде, находят по формуле

$$\alpha_d \cong \frac{27,3 \sqrt{\epsilon} \cdot \text{tg} \delta}{\lambda}, \text{ дБ/м}, \quad (1.8)$$

где  $\text{tg} \delta$  — тангенс угла потерь в диэлектрике,  $\lambda$  — длина волны генератора, м.

Общие потери определяются как сумма потерь в проводниках и потерь в диэлектрической изоляции. Потери характеризуют также коэффициентом полезного действия. КПД фидера, согласованного с нагрузкой, определяется по формуле

$$\eta_{\text{ф}} = P_{\text{н}} / P_{\text{вх}} = \exp(-0,23 \alpha_1 l), \quad (1.9)$$

где  $P_{\text{н}}$  — мощность, поступающая в нагрузку;  $P_{\text{вх}}$  — мощность, поступающая на вход фидера,  $\alpha_1 = \alpha_m + \alpha_d$  — полный коэффициент затухания, дБ/м.

Двухпроводные линии применяются на низких частотах вплоть до метрового диапазона длин волн. На более высоких частотах их применение нецелесообразно, так как расстояние между проводниками становится соизмеримым с длиной волны и резко возрастают потери, связанные с излучением энергии. По этой причине также двухпро-

водные линии используются в режиме противозазного возбуждения проводников.

Коаксиальные линии применяются на УКВ и в дециметровом диапазоне длин волн. В сантиметровом диапазоне их применение в качестве ЛП ограничено из-за роста тепловых потерь. Диапазон применения полосковых линий — длины волн от метровых до миллиметровых включительно.

### *Двухпроводные линии передачи*

Волновое сопротивление регулярной двухпроводной линии передачи с магнитоэлектрической изоляцией, равное отношению напряжения к току в линии в режиме бегущей волны, определяется формулой

$$W_B = \frac{w}{\pi} \ln \left( \frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left( \frac{D}{d} \right)^2} \right), \quad (1.10)$$

где  $w = w_0 \sqrt{\mu/\epsilon}$  — волновое сопротивление магнитоэлектрической среды плоской волне, Ом;  $w_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$  — волновое (характеристическое) сопротивление воздуха для плоской волны, Ом;  $\epsilon$  и  $\mu$  — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости изоляции;  $D$  — расстояние между центрами проводников и  $d$  — диаметр проводников, м.

Для большинства изоляционных материалов  $\mu = 1$ .

Погонные параметры линии рассчитываются по формулам:

$$L_1 \cong 0,4\mu \ln \left( \frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left( \frac{D}{d} \right)^2} \right), \text{ мкГн/м}; \quad (1.11)$$

$$C_1 \cong 27,8\epsilon \left[ \ln \left( \frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left( \frac{D}{d} \right)^2} \right) \right]^{-1}, \text{ пФ/м}; \quad (1.12)$$

$$R_1 \cong 2,9 / (d\sqrt{\lambda}), \text{ Ом/м}. \quad (1.13)$$

В (1.13) числовой коэффициент соответствует медным проводникам, диаметр которых в формулу подставляется в миллиметрах, а длина волны генератора  $\lambda$  берется в метрах.

Коэффициент затухания за счет потерь в проводниках  $\alpha_m$  рассчитывается по формуле (1.7). Если известно поверхностное сопротивление металла  $R_s$ , то он может быть определен также по формуле

$$\alpha_m \cong \frac{2,77R_s}{dW_B\sqrt{1 - (d/D)^2}}, \text{ дБ/м}, \quad (1.14)$$

в которую геометрические размеры линии подставляют в метрах.

Поверхностное сопротивление находится как

$$R_s \cong 1,987 \sqrt{\frac{f}{\sigma}} \cdot 10^{-3}, \text{ Ом}, \quad (1.15)$$

где  $\sigma$  — удельная проводимость металла, См/м;

$f$  — рабочая частота, Гц.

Значения  $\sigma$  некоторых металлов приведены в табл. П.1.

### ***Коаксиальные линии передачи***

Погонные параметры коаксиальной линии передачи с диэлектрической изоляцией рассчитываются по формулам:

$$L_1 \cong 0,2 \ln(D/d), \text{ мкГн/м}; \quad (1.16)$$

$$C_1 \cong 55,6\epsilon \left[ \ln(D/d) \right]^{-1}, \text{ пФ/м}; \quad (1.17)$$

$$R_1 \cong \frac{1,45(D+d)}{D d \sqrt{\lambda}}, \text{ Ом/м}, \quad (1.18)$$

где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость изоляции,  $D$  — диаметр (внутренний) наружного проводника,  $d$  — диаметр внутреннего проводника.

В (1.18) числовой коэффициент соответствует медным проводникам, диаметры которых в формулу подставляются в миллиметрах, а длина волны генератора  $\lambda$  берется в метрах.

Волновое сопротивление линии определяется выражением

$$W_B = \frac{w}{2\pi} \ln(D/d), \quad (1.19)$$

где  $w = w_0 \sqrt{\mu/\epsilon}$  — волновое сопротивление среды, Ом;  $\epsilon$  и  $\mu$  — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости изоляции (обычно  $\mu = 1$ );  $w_0 = 120\pi$  — волновое сопротивление воздуха, Ом.

Предельная мощность, определяющая электрическую прочность коаксиальной линии, рассчитывается по формуле

$$P_{пред} = \frac{\pi E_{пред}^2}{4w} d^2 \ln(D/d). \quad (1.20)$$

Коэффициентом укорочения волны в коаксиальном фидере называют величину

$$\xi = \sqrt{\epsilon}. \quad (1.21)$$

Коэффициент затухания в проводниках  $\alpha_m$  рассчитывают по формуле (1.7). Если известно поверхностное сопротивление металла  $R_s$ , то он может быть определен и по формуле

$$\alpha_m \cong \frac{1,38R_s(D+d)}{DdW_B}, \quad (1.22)$$

в которую геометрические размеры линии подставляют в метрах.

Коэффициент затухания имеет минимальное значение при  $D/d \cong 3,6$ . Для уменьшения  $\alpha_m$ , как следует из (1.18) и (1.22), необходимо увеличивать диаметры проводников или площадь поперечного сечения, не забывая при этом о возможности появления волн высших типов. Первый высший тип — волна типа  $H_{11}$  круглого волновода, имеет критическую длину

$$\lambda_{кр} \cong \frac{\pi}{2}(D+d). \quad (1.23)$$

При  $D/d < 5$  формула дает погрешность в несколько процентов. Из нее следует, что работа на волне основного типа возможна, если  $(D+d) < 2\lambda/\pi$ . Отсюда, выбрав или задав один размер коаксиальной линии, можно найти ее другой размер. Потери в диэлектрике  $\alpha_d$  рассчитываются по формуле (1.8).

Графики зависимости погонного затухания от частоты для некоторых типов кабелей приведены на рис. 1.1.

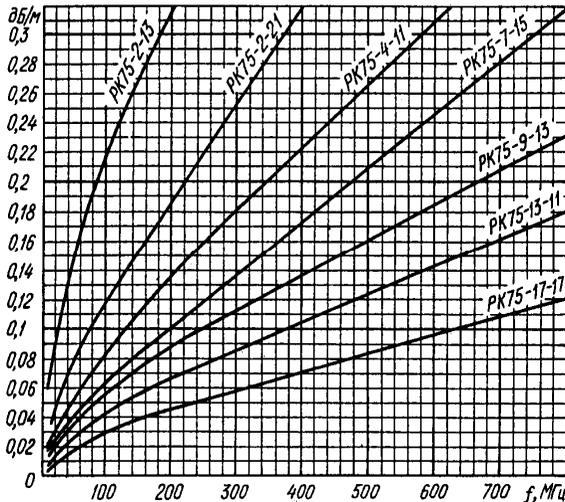


Рис. 1.1. Погонное затухание в кабеле

### Полосковые линии передачи

Геометрия и обозначения размеров несимметричной полосковой линии (НПЛ), симметричной полосковой линии (СПЛ) показаны на рис. 1.2.



Рис. 1.2. Полосковые линии передачи: несимметричная (а) и симметричная (б)

Для НПЛ (рис. 1.2, а) погонные емкости (в пикофарадах на метр) рассчитывают по формулам:

$$C_1 = 10,6\epsilon(1 + b/d) \frac{1}{(1 - t/d)} \quad (b/d < 2); \quad (1.24)$$

$$C_1 = 10,6\epsilon \left( 1 + \frac{b/d}{1 - t/d} \right) \quad (b/d > 2), \quad (1.25)$$

где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Для СПЛ в формулах (1.24), (1.25) вместо числового коэффициента 10,6 необходимо взять 15,4.

Волновое сопротивление НПЛ с учетом толщины токонесущего проводника  $t$  рассчитывают по формулам:

$$W_B = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{(1 - t/d)}{(1 + b/d)} \quad (b/d < 2); \quad (1.26)$$

$$W_B = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{1 + b/d \frac{1}{(1 - t/d)}} \quad (b/d > 2). \quad (1.27)$$

Для СПЛ в формулах (1.26), (1.27) вместо числового коэффициента 314 необходимо взять 216.

Зная погонную емкость и волновое сопротивление линии, погонную индуктивность можно найти, используя формулу (1.3). Тогда

$$L_1 = C_1 W_B^2. \quad (1.28)$$

Мощность, переносимая  $T$ -волной в НПЛ, равна

$$P = 8,44 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_0^2 d^2 \ln \frac{r_B}{r_A}, \quad (1.29)$$

где  $E_0$  — амплитуда напряженности поля в центре линии, В/м;  $d$  в формуле подставляется в метрах.

Значения коэффициентов  $r_A$  и  $r_B$  в зависимости от отношения  $b/d$  при  $t/d = 0,025$  и  $t/d = 0,05$  приведены в табл. П.5 и П.6 соответственно.

При  $b/d \geq 1$  и  $t \ll d$  мощность можно рассчитать по упрощенной формуле

$$P \cong 16,88 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_0^2 t d r_B. \quad (1.30)$$

Мощность, переносимая  $T$ -волной вдоль СПЛ, равна

$$P = \frac{1}{60\pi^2} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_0^2 k_c^2 d^2 \ln \left( \frac{1+r_c}{1-r_c} \right), \quad (1.31)$$

где

$$k_c^2 = \sqrt{\frac{t}{2d} \left( 1 + \frac{t}{d} \right) \left( 2 + \frac{t}{d} \right) \left( 4 + \frac{t}{d} \right)}. \quad (1.32)$$

Значения  $r_c$  для различных отношений  $b/d$  приведены в табл. П.7; геометрические размеры в формулы подставляются в метрах.

Если геометрические размеры удовлетворяют неравенствам  $t/d < 0,3$ ;  $b/d > 1$ , то вместо (1.31) можно пользоваться упрощенной формулой

$$P \cong 5,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_0^2 (0,1d + t)(4d + b). \quad (1.33)$$

Предельную мощность  $P_{\text{пред}}$  в полосковых линиях рассчитывают по формулам (1.30) – (1.33), полагая для линий с воздушным заполнением  $E_0 = E_{\text{пред}} = 30$  кВ/см.

Коэффициент затухания, обусловленный потерями в проводниках НПЛ, определяется выражением

$$\alpha_m = \frac{8,69 R_s}{120\pi d} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \left| \frac{\ln(r_A k_H / 2)}{\ln(r_B / r_A)} \right|. \quad (1.34)$$

Коэффициент  $k_H$  при малых значениях  $t/d$  примерно равен  $k_H \approx 2\sqrt{2t/d}$ , а значения  $r_B$  и  $r_A$  находят из табл. П.5 и П.6.

Коэффициент затухания, обусловленный потерями в проводниках СПЛ, при  $t/d < 0,3$ ;  $b/d > 1$  находят по формуле

$$\alpha_m = \frac{8,69R_s}{120\pi d} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{7 - 50t/d + b/d}{3,2(0,1 + t/d)(4 + b/d)}. \quad (1.35)$$

Коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрике, в полосковых линиях приближенно рассчитывают по формуле (1.8). Геометрические размеры линий в (1.34), (1.35) подставляют в метрах.

### Примеры решения задач

1. Найти соотношение между внешним и внутренним диаметрами воздушного коаксиального фидера с волной типа  $T$ , при котором будет иметь место минимальное затухание. Чему равно волновое сопротивление такого фидера?

*Решение*

Коэффициент затухания в металлических проводниках коаксиальной линии может быть определен по формуле (1.22) как

$$\alpha_m = 1,38 \frac{R_s}{60} \frac{1/d + 1/D}{\ln(D/d)}.$$

Обозначив  $1,38 \frac{R_s}{60D} = \text{const} = A$  и  $\frac{D}{d} = x$ , получим  $\alpha_m = A \frac{1+x}{\ln x}$ .

Для нахождения экстремума необходимо решить уравнение

$$\frac{d\alpha_m}{dx} = A \frac{\ln x - \frac{1+x}{x}}{\ln^2 x} = 0 \quad \text{или} \quad \ln x = \frac{1+x}{x}.$$

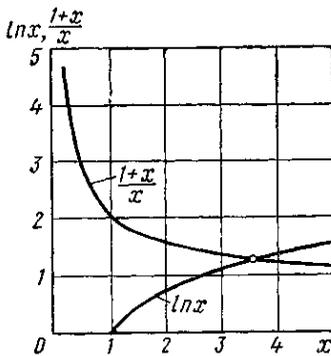


Рис. 1.3. Графическое решение уравнения

Полученное уравнение является трансцендентным, и его можно решить, например, графически, построив графики правой и левой частей и найдя их точку пересечения, которая является корнем уравнения (рис. 1.3). В данном случае  $x = 3,6$ . Таким образом, минимальное затухание волны типа  $T$  в коаксиальной линии передачи получается при отношении  $D/d = 3,6$ . Волновое сопротивление воздушной линии, найденное по формуле (1.19), имеет значение  $77 \text{ Ом}$ .

2. Коаксиальный кабель из медных проводников с полиэтиленовой изоляцией ( $\epsilon = 2,25$ ) имеет размеры поперечного сечения:  $D = 3$  мм,  $d = 0,9$  мм. Найти погонное затухание на частоте  $f = 750$  МГц, считая, что  $\sigma = 5,7 \cdot 10^7$  См/м.

*Решение*

Погонное затухание в коаксиальном фидере может быть найдено по формуле (1.7) совместно с (1.18), (1.19) или по (1.22) совместно с (1.15). По формуле (1.7) имеем:  $R_1 \cong 3,31$  Ом/м,  $W_B = 72,2$  Ом,  $\alpha_M = 0,199$  дБ/м. По формуле (1.22) имеем:  $R_S \cong 7,2$  Ом,  $\alpha_M = 0,199$  дБ/м. Полное совпадение результатов.

3. Центрирование внутреннего проводника воздушного коаксиального волновода осуществляют с помощью диэлектрических шайб (рис. 1.4). Рассчитать внутренний диаметр  $D$  волновода и глубину  $h$  кольцевых проточек в нем, исходя из условия отсутствия отражений. Волновое сопротивление линии

$W_B = 70$  Ом, диаметр внутреннего проводника  $d = 4,5$  мм, диаметр отверстия в шайбе  $d_{ш} = 3,0$  мм, относительная диэлектрическая проницаемость материала шайбы  $\epsilon = 2,3$ . Потери пренебречь.

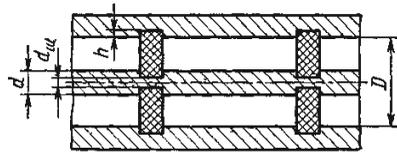


Рис. 1.4. Коаксиальный волновод

*Решение*

Воздушную коаксиальную линию с шайбами приближенно можно рассматривать как последовательное соединение отрезков двух регулярных линий, одна из которых является воздушной коаксиальной линией с размерами  $d$  и  $D$ , а другая — линией, полностью заполненной диэлектриком и имеющей размеры  $d_{ш}$  и  $(D+2h)$ . Мощность из одной линии в другую может быть передана без отражения, если их волновые сопротивления равны:  $W_B = W_{вд}$ , где  $W_{вд}$  — волновое сопротивление линии, заполненной диэлектриком. Из (1.19) имеем

$$W_B = 60 \ln \left( \frac{D}{4,5} \right) = 70 \text{ Ом},$$

$$W_{вд} = 60 \sqrt{\frac{1}{2,3}} \ln \left( \frac{D+2h}{3,0} \right).$$

Из первой формулы следует  $D = 14,45$  мм. Приравняв затем оба этих выражения, получаем уравнение для нахождения  $h$ :

$$70 = 39,56 \ln \left( \frac{14,45 + 2h}{3,0} \right),$$

корень которого  $h = 1,58$  мм. Полученное решение является приближенным также и потому, что не учитывает толщину диэлектрических шайб и локальные возмущения поля из-за скачков диаметров проводников.

4. Рассчитать волновое сопротивление, погонную емкость и индуктивность, а также предельную мощность для НПЛ с воздушным заполнением. Параметры линии: ширина проводника  $b = 5$  мм, расстояние между проводником и заземленной пластиной  $d = 1$  мм, толщина проводника  $t = 0,025$  мм, предельно допустимое значение напряженности электрического поля в воздухе принять  $E_{\text{пред}} = 30$  кВ/см.

*Решение*

Так как в нашем случае  $b/d > 2$ , то волновое сопротивление несимметричной полосковой линии передачи будет определяться выражением (1.27), в котором полагаем  $\epsilon = 1$ ,  $\mu = 1$ . Тогда

$$W_B = \frac{314}{1 + \frac{5}{1} \left( \frac{1}{1 - 0,025/1} \right)} = 51,24 \text{ Ом.}$$

Так как в рассматриваемом случае  $t/d = 0,025 \ll 1$ , волновое сопротивление можно определить и по более упрощенной формуле

$$W_B = \frac{314}{1 + b/d} = \frac{314}{1 + 5/1} = 52,33 \text{ Ом.}$$

Погрешность при этом не превышает 2,5 %.

Погонную емкость и погонную индуктивность находим по формулам (1.25) и (1.28). Предельная мощность для НПЛ вычисляется по формулам (1.29) или (1.30). При отношениях  $b/d = 5$  и  $t/d = 0,025$  по табл. П.5 находим, что  $r_B = 14,57$ . Тогда  $P_{\text{пред}} = 5,53$  кВт.

5. Рассчитать коэффициент затухания в СПЛ с диэлектрической подложкой. Параметры линии: ширина проводника  $b = 1,2$  мм, расстояние между проводником и заземленной пластиной  $d = 1$  мм, толщина  $t = 0,05$  мм. Проводники выполнены из меди. Рабочая частота 6 ГГц.

Параметры диэлектрика:  $\epsilon = 2,55$ ;  $\text{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-4}$ .

*Решение*

Общие потери складываются из потерь в металле и потерь в диэлектрике. Коэффициент ослабления  $\alpha_d$  за счет потерь в диэлектрике определяется формулой (1.8), из которой получаем  $\alpha_d \cong 0,69$  дБ/м. Коэффициент ослабления  $\alpha_m$  за счет потерь в металле определяется формулой (1.35), из которой получаем  $\alpha_m \cong 0,85$  дБ/м. Полные потери равны  $\alpha_1 = \alpha_m + \alpha_d = 1,54$  дБ/м.

**Задачи для самостоятельного решения***Двухпроводные линии передачи*

1.1. Определить волновое сопротивление и погонные параметры ( $C_1, L_1, R_1, \alpha_1$ ) двухпроводного воздушного фидера, выполненного из медных проводников диаметром  $d = 6$  мм, расстояние между их центрами  $D = 24$  см. Рабочая частота  $f = 10$  МГц.

1.2. Двухпроводный фидер имеет волновое сопротивление  $W_b = 300$  Ом. Погонная индуктивность фидера  $L_1 = 2$  мкГн/м. Определить относительную проницаемость диэлектрика, используемого в фидере, и коэффициент укорочения волны.

1.3. Двухпроводный фидер имеет параметры: волновое сопротивление  $W_b = 290$  Ом, погонная емкость  $C_1 = 17$  пФ/м. Определить диаметр проводов и относительную диэлектрическую проницаемость, если расстояние между центрами проводников  $D = 3$  см.

1.4. Для изготовления двухпроводного воздушного фидера взят медный провод диаметром 3 мм. Найти расстояние между центрами проводников, обеспечивающее волновое сопротивление 600 Ом. Определить погонные параметры фидера на частоте  $f = 10$  МГц.

1.5. Определить погонные параметры двухпроводного воздушного фидера, если известно, что его волновое сопротивление  $W_b = 100$  Ом, а рабочая частота  $f = 100$  МГц.

1.6. Определить расстояние между центрами проводников двухпроводного фидера, подключенного к согласованной симметричной нагрузке сопротивлением  $R_n = 200$  Ом. Диаметр проводов  $d = 3$  мм, относительная диэлектрическая проницаемость изоляции  $\epsilon = 2,5$ .

1.7. По двухпроводному воздушному фидеру с размерами поперечного сечения  $d = 2$  мм,  $D = 40$  мм в режиме бегущей волны передается

мощность 2 кВт. Определить амплитуду напряжения между проводами и амплитуду тока в фидере.

1.8. Определить волновое сопротивление и мощность, передаваемую в согласованную нагрузку по двухпроводному воздушному фидеру с размерами поперечного сечения  $d = 4$  мм,  $D = 40$  см. Амплитуда напряжения между проводниками 10 кВ. Потери пренебречь.

1.9. Определить предельную мощность, которая может быть передана по двухпроводному воздушному фидеру, выполненному из проводников диаметром  $d = 10$  мм, считая, что пробой происходит при напряженности электрического поля 30 кВ/см. Погонная емкость фидера 8 пФ/м.

1.10. Двухпроводный воздушный фидер выполнен из медных проводов диаметром  $d = 3$  мм, расстояние между центрами которых  $D = 30$  см. Определить частоту, на которой погонное затухание фидера  $\alpha_1 = 0,002$  дБ/м. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

1.11. Определить волновое сопротивление и погонное затухание  $\alpha_1$  двухпроводной воздушной линии из медного провода диаметром 4 мм. Расстояние между центрами проводников 15 мм, частота 10 МГц. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

1.12. Двухпроводный воздушный фидер выполнен из медных проводов диаметром  $d = 3$  мм, расстояние между центрами которых  $D = 30$  см. Определить длину волны, на которой погонное затухание фидера  $\alpha_1 = 0,02$  дБ/м. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

### *Коаксиальные линии передачи*

1.13. Рассчитать волновое сопротивление и погонные параметры коаксиального медного кабеля РК-75-9-12, имеющего диаметр внутреннего проводника  $d = 1,35$  мм и относительную проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,2$ . Длина волны  $\lambda = 10$  м.

1.14. Волновое сопротивление воздушного коаксиального фидера  $W_B = 60$  Ом. Определить погонные индуктивность и емкость, а также фазовую и групповую скорости волны в фидере.

1.15. Определить предельные диаметры воздушной коаксиальной линии, при которых может распространяться только волна основного типа. Длина волны  $\lambda = 15$  см, волновое сопротивление  $W_B = 50$  Ом.

1.16. Для воздушной коаксиальной линии с размерами поперечного сечения  $d = 5$  мм,  $D = 11$  мм вычислить частоту, начиная с ко-

торой появляется волна высшего типа. Как изменится значение частоты, если коаксиальную линию заполнить диэлектриком с  $\epsilon = 2,1$ ?

1.17. В коаксиальном медном фидере с размерами поперечного сечения  $d = 2,1$  мм,  $D = 7,3$  мм распространяется волна основного типа. Частота 3 ГГц, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,2$ . Определить погонные параметры, фазовую скорость и длину волны в фидере. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

1.18. По воздушной коаксиальной линии с диаметрами  $d = 12$  мм,  $D = 28$  мм в согласованном режиме передается мощность 100 кВт. Определить амплитуду тока в линии.

1.19. Определить погонные параметры и волновое сопротивление воздушной медной коаксиальной линии с диаметрами  $d = 6$  мм,  $D = 24$  мм. Рабочая частота  $f = 1$  ГГц.

1.20. В воздушной коаксиальной линии с размерами поперечного сечения  $d = 9$  мм,  $D = 21$  мм распространяется волна основного типа. Определить предельную передаваемую мощность, если пробой происходит при напряженности электрического поля 30 кВ/см.

1.21. Определить погонные параметры, коэффициент затухания  $\alpha_m$  и волновое сопротивление коаксиального медного фидера с полиэтиленовой ( $\epsilon = 2,5$ ) изоляцией и диаметрами  $d = 6$  мм,  $D = 24$  мм. Длина волны  $\lambda = 30$  м.

1.22. Коаксиальный фидер имеет параметры: волновое сопротивление  $W_B = 69$  Ом, диаметр наружного проводника  $D = 23$  мм, погонная емкость  $C_1 = 96$  пФ/м. Определить погонную индуктивность, диаметр внутреннего проводника и относительную диэлектрическую проницаемость изоляции.

1.23. Коаксиальный медный фидер с полиэтиленовой ( $\epsilon = 2,5$ ) изоляцией имеет диаметр внутреннего проводника  $d = 2$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 12$  мм. Определить длину волны, на которой коэффициент затухания фидера  $\alpha_m = 0,2$  дБ/м. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

1.24. Определить внутренний диаметр наружного проводника коаксиального фидера, согласованного с нагрузкой, сопротивление которой  $R_n = 60$  Ом. Диаметр внутреннего проводника фидера  $d = 1,6$  мм, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2$ .

1.25. Каково будет волновое сопротивление воздушной коаксиальной линии с диаметрами проводников  $d = 1,37$  мм и  $D = 4,8$  мм? Какова будет наивысшая частота, на которой в линии еще может рас-

пространяться волна основного типа? Каким должен быть диаметр наружного проводника  $D$ , чтобы при заполнении линии полиэтиленом ( $\epsilon = 2,5$ ) ее волновое сопротивление осталось бы прежним?

1.26. Чему равна скорость распространения волны основного типа в коаксиальной линии, заполненной полистиролом ( $\epsilon = 2,55$ ), и чему равен коэффициент укорочения волны?

1.27. Определить максимально допустимые диаметры проводников воздушного коаксиального фидера с волновым сопротивлением  $W_B = 50$  Ом, при условии отсутствия волн высших типов и предназначенного для работы на частоте  $f = 1$  ГГц. Определить амплитуду тока, если максимальная амплитуда напряжения между проводниками равна 100 В.

1.28. В режиме бегущей волны рассчитать максимально допустимые размеры поперечного сечения воздушной коаксиальной линии, используемой на частоте  $f = 1,5$  ГГц в качестве фидера, подключенного к чисто активной нагрузке сопротивлением 60 Ом. Расчет провести с учетом отсутствия волн высших типов.

1.29. Определить предельную мощность, которую можно передать по воздушному коаксиальному фидеру с волновым сопротивлением 60 Ом. Диаметр внутреннего проводника  $d = 1$  см. Считать, что при передаче предельной мощности в фидере возникает напряжение, равное его пробивному значению.

1.30. Волновое сопротивление воздушной медной коаксиальной линии равно 50 Ом, диаметр ее внутреннего проводника  $d = 2$  мм. Определить диаметр наружного проводника  $D$  и коэффициент затухания на частоте  $f = 750$  МГц.

1.31. Определить диаметр наружного проводника воздушной медной коаксиальной линии, обеспечивающей минимальное затухание, если диаметр ее внутреннего проводника равен 2 мм. Какова величина коэффициента затухания линии на частоте  $f = 750$  МГц?

1.32. Воздушная коаксиальная линия из медных проводников с волновым сопротивлением 75 Ом работает на частоте  $f = 1$  ГГц. Определить диаметры проводников, если известно, что погонное затухание линии на этой частоте равно 0,174 дБ/м.

1.33. Воздушная коаксиальная линия из медных проводников имеет поперечные размеры:  $d = 2$  мм,  $D = 7$  мм. Определить длину волны, на которой погонное затухание линии будет равно 0,043 дБ/м. Расчеты провести по формулам (1.7), (1.15) и сравнить результаты.

1.34. Диаметры проводников коаксиального медного фидера равны  $D = 10$  мм и  $d = 2,38$  мм. Относительная диэлектрическая проницаемость

изоляции  $\epsilon = 2,5$ . Определить волновое сопротивление, коэффициент укорочения волны и погонное затухание  $\alpha_m$  фидера на частоте 400 МГц.

1.35. Определить волновое сопротивление, погонное затухание  $\alpha_m$  на частоте 100 МГц и коэффициент укорочения волны медного коаксиального фидера с параметрами: диаметр внутреннего проводника 1,37 мм, диаметр внешнего проводника 9 мм, относительная диэлектрическая проницаемость изоляции  $\epsilon = 2,35$ .

1.36. Два коаксиальных фидера имеют внешние и внутренние проводники одинаковых размеров и выполнены из одного материала. Пространство между проводниками первого фидера заполнено воздухом, второго — полистиролом ( $\epsilon = 2,5$ ). В каком фидере погонное затухание  $\alpha_m$  будет больше и во сколько раз, если потерями в диэлектрике пренебречь?

1.37. Определить максимально допустимые диаметры проводников коаксиальной линии с волновым сопротивлением  $W_B = 75$  Ом, заполненной полистиролом ( $\epsilon = 2,55$ ). Линия предназначена для работы в режиме волны основного типа на частоте 2 ГГц.

### *Полосковые линии передачи*

1.38. Рассчитать волновое сопротивление, погонные индуктивность и емкость в несимметричной полосковой линии. Параметры линии: ширина токонесущей полоски  $b = 7$  мм, ее толщина  $t = 0,05$  мм, толщина подложки из фторопласта ( $\epsilon = 2,08$ ) равна  $d = 1$  мм.

1.39. Определить волновое сопротивление несимметричной полосковой линии, если ее погонная емкость равна 60 пФ/м, а в качестве диэлектрика используется материал с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2,55$ .

1.40. Определить волновое сопротивление несимметричной полосковой линии, погонная емкость которой равна 100 пФ/м. Длина волны в линии  $\lambda_g = 10$  см, а рабочая частота  $f = 2$  ГГц.

1.41. Определить погонные емкость и индуктивность в несимметричной полосковой линии, если известно, что длина волны в линии равна  $\lambda_g = 7$  см, волновое сопротивление  $W_g = 50$  Ом, рабочая частота  $f = 3$  ГГц.

1.42. Рассчитать погонное затухание  $\alpha_m$  воздушной несимметричной полосковой линии, размеры поперечного сечения которой:  $b = 12$  мм,  $d = 2$  мм,  $t = 0,05$  мм. Линия выполнена из меди. Рабочая частота  $f = 500$  МГц.

1.43. Определить погонные затухания, обусловленные потерями в металле и диэлектрике, в несимметричной полосковой линии с параметрами:  $b = 2$  мм,  $d = 2$  мм,  $t = 0,05$  мм,  $\varepsilon = 9$ ,  $\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-4}$ . Проводники выполнены из меди. Длина волны в линии  $\lambda_g = 5$  см. Чему равно полное погонное затухание  $\alpha_1$  ?

1.44. Определить погонные затухания, обусловленные потерями в металле и диэлектрике, в несимметричной полосковой линии с параметрами:  $b = 2$  мм,  $d = 2$  мм,  $t = 0,05$  мм,  $\varepsilon = 9$ ,  $\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-4}$ . Проводники выполнены из меди. Длина волны генератора составляет  $\lambda = 5$  см. Чему равно полное погонное затухание  $\alpha_1$  ?

1.45. Определить волновое сопротивление, погонные емкость и индуктивность, погонное затухание за счет диэлектрика в несимметричной полосковой линии, ширина токонесущей полоски которой  $b = 2$  мм, ее толщина  $t = 0,05$  мм, толщина подложки  $d = 2$  мм. Параметры диэлектрика:  $\varepsilon = 10$ ,  $\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-4}$ . Длина волны генератора  $\lambda = 5$  см.

1.46. Несимметричная полосковая линия имеет параметры: ширина токонесущей полоски  $b = 6$  мм, ее толщина  $t = 0,1$  мм, толщина подложки  $d = 4$  мм. Волновое сопротивление  $W_b = 60$  Ом. Определить погонные емкость и индуктивность.

1.47. Погонное затухание за счет потерь в диэлектрике в несимметричной полосковой линии на частоте  $f = 4,5$  ГГц составляет 2 дБ/м. Определить волновое сопротивление линии, если ее погонная емкость равна  $C_1 = 171$  пФ/м, а тангенс угла потерь в диэлектрике  $\operatorname{tg} \delta = 2 \cdot 10^{-3}$ .

1.48. Определить погонные параметры симметричной полосковой линии, если известно, что ее волновое сопротивление равно 50 Ом, а фазовая скорость волны в линии составляет  $2 \cdot 10^8$  м/с.

1.49. Определить погонное затухание  $\alpha_m$  и предельную мощность для воздушной симметричной полосковой линии, считая, что пробой происходит при напряженности электрического поля  $E_{\text{пред}} = 30$  кВ/см. Длина волны в линии  $\lambda_g = 5$  см. Параметры линии: ширина токонесущей полоски  $b = 3$  мм, ее толщина  $t = 0,05$  мм, толщина подложки  $d = 1$  мм. Линия выполнена из меди.

## 2. РЕГУЛЯРНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### Общие положения

Основным типом линий передачи СВЧ диапазона являются волноводы. Под волноводами обычно понимают полые металлические трубы, имеющие в своем поперечном сечении замкнутый проводящий контур. Волновод — это линия передачи, в которой могут распространяться волны как электрического  $E_{mn}$ , так и магнитного  $H_{mn}$  типов.

Если волновод заполнен магнетодиэлектриком с относительными проницаемостями  $\epsilon$  и  $\mu$ , то в волноводе волны будут распространяться, если выполняется неравенство

$$\lambda / \sqrt{\epsilon\mu} < \lambda_{кр}^{mn}, \quad (2.1)$$

где  $\lambda$  — длина волны в воздушном пространстве (вакууме) или длина волны генератора;

$\lambda_{кр}^{mn}$  — критическая длина волны в волноводе, определяемая для каждого типа волны геометрическими размерами и формой поперечного сечения волновода.

Характерной особенностью распространения волн в закрытых волноводах является наличие ярко выраженной дисперсии, заключающейся в том, что групповая скорость (скорость распространения энергии или сигнала) и фазовая скорость (скорость перемещения фазового фронта волны) зависят от частоты. В отличие от электромагнитной волны в однородной среде, где фазовая скорость равна групповой и совпадает со скоростью распространения света в ней, в волноводе групповая скорость меньше, а фазовая скорость больше скорости распространения света в среде, заполняющей волновод. Поэтому длина волны в волноводе больше длины волны в среде. Чтобы исключить искажения сигналов и обеспечить согласование с другими устройствами, волноводы обычно используются в одноволновом (одномодовом) режиме. Теоретически одноволновый режим, например в прямоугольном волноводе, может сохраняться в двукратной полосе частот. Используемый же на практике диапазон частот не превышает полукратного, поскольку в области частот, близких к критической, велики потери энергии и мала допустимая мощность, передаваемая по волноводу.

Формулы для нахождения фазовой и групповой скоростей волн в волноводе с магнетодиэлектрическим заполнением и произвольной формой поперечного сечения имеют вид

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}}, \quad V_{гр} = \frac{c}{\epsilon\mu} \sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}, \quad (2.2)$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с — скорость света в воздушном пространстве.

Фазовая скорость определяет длину волны в волноводе  $\lambda_{в}$  и с фазовой постоянной  $\beta$  связана соотношением

$$\beta = 2\pi/\lambda_{в} = \omega/V_{\phi}. \quad (2.3)$$

Длина волны в волноводе равна

$$\lambda_{в} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}}. \quad (2.4)$$

Характеристические сопротивления для волн магнитного и электрического типов в волноводе произвольного сечения различны и определяются как отношение поперечных компонент напряженности электрического и магнитного полей в режиме бегущей волны:

$$Z_c^{H_{mn}} = \frac{\mu w_0}{\sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}}, \quad Z_c^{E_{mn}} = \frac{w_0}{\epsilon} \sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}, \quad (2.5)$$

где  $w_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$  — волновое (характеристическое) сопротивление свободного пространства, Ом.

Для распространяющихся волн выполняется неравенство (2.1), поэтому характеристические сопротивления имеют действительные значения.

В реальных волноводах всегда существуют потери, и постоянная распространения  $\gamma$  является комплексной величиной. Омические потери в волноводе складываются из потерь в проводящих стенках и потерь в магнитоэлектрическом заполнении, если оно есть. Следует иметь в виду, что при заполнении волновода диэлектриком помимо появления потерь в диэлектрике увеличиваются потери и в стенках волновода. Отношение мощности на выходе волновода  $P_{вых}$  к мощности на его входе  $P_{вх}$  определяет КПД, который может быть найден по формуле (1.9), если известен коэффициент затухания в волноводе.

Наибольшее применение в технике СВЧ получили волноводы прямоугольного и круглого сечений.

### Волноводы прямоугольного сечения

Критические длины волн электрического и магнитного типов в прямоугольном волноводе одинаковы и определяются формулой

$$\lambda_{\text{кр}}^{mn} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}}, \quad (2.6)$$

где  $a$  — размер широкой стенки волновода;  $b$  — размер узкой стенки;  $m = 0, 1, 2, \dots$  и  $n = 0, 1, 2, \dots$  — целые числа, показывающие число вариаций поля (число полуволн) вдоль каждой из стенок.

Если  $m$  или  $n$  равно нулю, это означает, что поле вдоль одной из стенок не имеет вариаций, т.е. постоянно. Волны электрического типа с нулевыми индексами в прямоугольном волноводе не существуют. Основным (низшим) типом является волна  $H_{10}$ , критическая длина волны которой  $\lambda_{\text{кр}}^{10} = 2a$ . Спектр волн стандартных ( $2b < a$ ) прямоугольных волноводов в порядке убывания  $\lambda_{\text{кр}}$  имеет вид:  $H_{10}; H_{20}; H_{01}; H_{11}$  и  $E_{11}; H_{21}$  и  $E_{21}; H_{30}$  и т.д.

Если задан рабочий диапазон, то геометрические размеры волновода можно оценить, исходя из условий:  $a \cong 0,7\lambda_{\text{кр}}$ ,  $b \cong 0,45a$ , где  $\lambda_{\text{кр}}$  — средняя длина волны основного типа. На волноводы разработаны различные стандарты, в том числе международной электротехнической комиссией (МЭК). Например, МЭК-100 означает: прямоугольный волновод размером  $22,86 \times 10,16$  мм, предназначенный для работы в диапазоне длин волн от 2,50 до 3,66 см (средняя частота 10 ГГц) и имеющий предельную мощность 0,99 МВт. Число в наименовании стандарта означает значение средней частоты рабочего диапазона в сотнях мегагерц (см. табл. П. 8).

Мощность, передаваемая в согласованном режиме по прямоугольному волноводу с диэлектрическим заполнением на волне основного типа, равна

$$P_{\text{max}}^{H_{10}} = \frac{E_0^2 ab}{4w_0} \sqrt{\epsilon - (\lambda/2a)^2}, \quad (2.7)$$

где  $E_0$  — амплитуда напряженности электрического поля в волноводе.

По этой формуле можно рассчитать предельную мощность, передаваемую по волноводу, если вместо  $E_0$  подставить предельное (пробивное) значение напряженности электрического поля. Для сухого

воздуха при нормальном атмосферном давлении оно составляет  $E_{\text{пред}} = 30$  кВ/см. Допустимая для передачи мощность берется в 4 раза меньше предельной.

В случае, когда линия передачи работает в несогласованном режиме, значение передаваемой мощности уменьшается на величину отраженной мощности и для всех линий определяется по общей формуле

$$P = P_{\text{max}}(1 - |\Gamma|^2), \quad (2.8)$$

где  $\Gamma$  – коэффициент отражения по полю.

Волновое сопротивление волны  $H_{10}$  определяется формулой

$$W_{\text{в}} = \frac{60\pi^2}{\sqrt{\epsilon - (\lambda/2a)^2}} \frac{b}{a}. \quad (2.9)$$

Коэффициент затухания  $\alpha_{\text{м}}$ , обусловленный потерями в стенках волновода, для волны типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе с медными стенками и диэлектрическим заполнением можно рассчитать по формуле [17,18]

$$\alpha_{\text{м}} \cong \frac{0,104 \left[ \epsilon + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{b\sqrt{\lambda} \sqrt{\epsilon - (\lambda/2a)^2}}, \text{ дБ/м}, \quad (2.10)$$

в которую размеры волновода и рабочая длина волны подставляются в сантиметрах.

Коэффициент затухания  $\alpha_{\text{м}}$ , обусловленный потерями в стенках волновода с воздушным заполнением, для различных типов волн можно рассчитать также по формулам [12]:

для волны основного типа

$$\alpha_{\text{м}} = 8,69 \frac{R_{\text{с}} \left[ 1 + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{w_0 b \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}; \quad (2.11)$$

для волн типа  $H_{mn}$  при  $n \geq 1$

$$\alpha_{\text{м}} = \frac{17,38 R_{\text{с}}}{w_0 b \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}} \right)^2}} \left\{ \left( 1 + \frac{b}{a} \right) \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}} \right)^2 + \left[ 1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}^{mn}} \right)^2 \right] \frac{\frac{b}{a} \left( \frac{b}{a} n^2 + m^2 \right)}{\frac{b^2 n^2}{a^2} + m^2} \right\}; \quad (2.12)$$

для волн типа  $E_{mn}$

$$\alpha_m = \frac{17,38R_S \left[ n^2 \left( \frac{b}{a} \right)^3 + m^2 \right]}{w_0 b \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}^{mn}} \right)^2} \left[ n^2 \left( \frac{b}{a} \right)^2 + m^2 \right]}. \quad (2.13)$$

В формулах (2.11) – (2.13)  $R_S$  — поверхностное сопротивление металла, из которого выполнена внутренняя поверхность волновода, рассчитываемое по формуле (1.15).

### **Волноводы круглого сечения**

В круглом волноводе критическая длина волны  $E$ -типа определяется из выражения

$$\lambda_{кр} = \frac{2\pi a}{v_{mn}}, \quad (2.14)$$

где  $a$  — радиус волновода;  $v_{mn}$  —  $n$ -й корень уравнения  $J_m(x) = 0$ .

Значения корней  $v_{mn}$  функций Бесселя  $J_m(x)$  приведены в табл. П. 9.

Для волн типа  $H_{mn}$  в круглом волноводе критическая длина волны равна

$$\lambda_{кр} = \frac{2\pi a}{\mu_{mn}}, \quad (2.15)$$

где  $\mu_{mn}$  —  $n$ -й корень уравнения  $J'_m(x) = 0$ .

Значения корней  $\mu_{mn}$  производных функций Бесселя  $J'_m(x)$  приведены в табл. П. 10. Значения критической длины волны в круглом волноводе диаметром  $2a$  для некоторых типов волн приведены в табл. П. 11.

Целочисленные индексы  $m = 0, 1, 2, \dots$  и  $n = 0, 1, 2, \dots$  означают число вариаций поля (число полуволн) по угловой и радиальной координатам в поперечном сечении волновода. Если  $m$  или  $n$  равно нулю, это означает, что поле не имеет вариаций, т.е. постоянно. Основным (низшим) типом является волна  $H_{11}$ . Спектр волн круглого волновода в порядке убывания  $\lambda_{кр}$  имеет вид:  $H_{11}; E_{01}; H_{21}; H_{01}$  и  $E_{11}; H_{31}; E_{21}$  и т.д.

Мощность, передаваемая в согласованном режиме по круглому волноводу с диэлектрическим заполнением на волне основного типа, равна

$$P^{H_{11}} = \frac{\pi a^2 E_0^2}{4,28 w_0} \sqrt{\varepsilon - \left(\frac{\lambda}{3,41a}\right)^2}, \quad (2.16)$$

где  $E_0$  — амплитуда напряженности электрического поля в волноводе.

По этой формуле можно рассчитать предельную мощность, передаваемую по волноводу, если вместо  $E_0$  подставить предельное (пробивное) значение напряженности электрического поля.

Коэффициент затухания  $\alpha_m$ , обусловленный потерями в стенках круглого медного волновода с диэлектрическим заполнением, для волны типа  $H_{11}$  находится как

$$\alpha_m \approx \frac{0,09\varepsilon + 0,07(\lambda/2a)^2}{2a\sqrt{\lambda}\sqrt{\varepsilon - 0,34(\lambda/2a)^2}}. \quad (2.17)$$

Значения  $a$  и  $\lambda$  в эту формулу подставляются в сантиметрах.

Коэффициент затухания  $\alpha_m$  в децибелах на метр, обусловленный потерями в стенках волновода с воздушным заполнением, для различных типов волн можно рассчитать по формулам [12]:

для волн типа  $H_{mn}$

$$\alpha_m = \frac{8,69R_s}{w_0 a \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} \left( \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 + \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} \right); \quad (2.18)$$

для волн типа  $E_{mn}$

$$\alpha_m = \frac{8,69R_s}{w_0 a \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр}^{mn})^2}}. \quad (2.19)$$

### Примеры решения задач

1. В прямоугольном волноводе сечением  $4 \times 3$  см на частоте  $f = 8$  ГГц распространяется волна типа  $H_{11}$ . Волновод заполнен пенополистиролом с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 1,15$ . Определить фазовую скорость и длину волны в волноводе.

*Решение*

Сначала найдем критическую длину для волны типа  $H_{11}$  в прямоугольном волноводе. Из (2.6) имеем

$$\lambda_{\text{кр}}^{11} = \frac{2}{\sqrt{(1/a)^2 + (1/b)^2}} = 4,8 \text{ см.}$$

Длина волны генератора  $\lambda = c/f = 3,75 \text{ см.}$

Фазовую скорость и длину волны в волноводе определяем по формулам (2.2), (2.4):

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon - (\lambda/\lambda_{\text{кр}}^{mn})^2}} = 4,084 \cdot 10^8 \text{ м/с}; \quad \lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon - (\lambda/\lambda_{\text{кр}}^{mn})^2}} = 5,105 \text{ см.}$$

2. Прямоугольный волновод с размерами поперечного сечения  $a = 2,286 \text{ см}$ ,  $b = 1,016 \text{ см}$  возбуждается на частоте  $f = 15 \text{ ГГц}$ . Определить, какие из распространяющихся типов магнитных волн возбуждаются в волноводе и каковы их длины волн.

*Решение*

Сначала находим длину волны в свободном пространстве:

$$\lambda = c/f = 2 \text{ см.}$$

Для распространяющихся типов волн должно выполняться условие (2.1).

Критические длины волн определяем по формуле (2.6)

$$\lambda_{\text{кр}}^{mn} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{2,286}\right)^2 + \left(\frac{n}{1,016}\right)^2}} = \frac{4,64}{\sqrt{(1,016m)^2 + (2,286n)^2}}$$

и результаты вычислений заносим в табл. 2.1.

Таблица 2.1

$m$	$n$	$(1,016m)^2$	$(2,286n)^2$	$\lambda_{\text{кр}}$ , см
1	0	$(1,016)^2$	0	4,57
2	0	$(2,032)^2$	0	2,286
3	0	$(3,048)^2$	0	1,54
0	1	0	$(2,286)^2$	2,032
0	2	0	$(4,57)^2$	1,016

Длины волн в волноводе рассчитываются по формуле (2.4). Распространяющимися типами волн будут:

$$H_{10} : \lambda_{\text{кр}}^{10} = 4,57 \text{ см}, \quad \lambda_{\text{в}} = 2,22 \text{ см};$$

$$H_{20} : \lambda_{\text{кр}}^{20} = 2,286 \text{ см}, \quad \lambda_{\text{в}} = 4,13 \text{ см};$$

$$H_{01} : \lambda_{\text{кр}}^{01} = 2,032 \text{ см}, \quad \lambda_{\text{в}} = 11,31 \text{ см.}$$

3. В прямоугольном волноводе с размерами  $72 \times 34$  мм и воздушным заполнением распространяется волна основного типа. Длина волны генератора  $\lambda = 12$  см. По волноводу необходимо передать мощность 9 МВт, не вызывая пробоя. Определить предельную мощность. Если она окажется меньше 9 МВт, то для ее повышения волновод следует заполнить диэлектриком и найти относительную диэлектрическую проницаемость.

*Решение*

Сначала по формуле (2.7) определим предельную мощность для волны  $H_{10}$  в волноводе с воздушным заполнением ( $\epsilon = 1$ ):

$$P_{\text{пред}} = \frac{E_{\text{пред}}^2 ab}{4w_0} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} = \frac{(3 \cdot 10^4)^2 ab}{4 \cdot 377} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2};$$

$$\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 = \left(\frac{12}{2 \cdot 7,2}\right)^2 = 0,695, \text{ тогда } \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} = 0,552.$$

$$P_{\text{пред}} = \frac{9 \cdot 10^8 \cdot 7,2 \cdot 3,4}{4 \cdot 377} \cdot 0,552 = 14,68 \cdot 0,552 \cdot 10^6 = 8,08 \cdot 10^6 \text{ Вт} = 8,08 \text{ МВт}.$$

Так как требуемая мощность больше 8,08 МВт, то для повышения электрической прочности волновод заполним диэлектриком. В этом случае выражение для  $P_{\text{пред}}$  должно удовлетворять неравенству

$$P_{\text{пред}} = 14,68 \cdot 10^6 \sqrt{\epsilon - 0,695} \geq 9 \text{ МВт}.$$

Из него находим  $\epsilon$ :

$$\sqrt{\epsilon - 0,695} \geq \frac{9 \cdot 10^6}{14,68 \cdot 10^6}; \quad \epsilon - 0,695 \geq 0,38; \quad \epsilon = 0,38 + 0,695 = 1,075 \approx 1,1.$$

4. В медном волноводе квадратного сечения со стороной 2 см распространяется волна типа  $H_{11}$ . Определить:

- частоту, на которой затухание в волноводе минимально;
- минимальное значение коэффициента затухания;
- диапазон частот, в пределах которого погонное затухание отличается от своего минимального значения не более чем на 50 %.

*Решение*

В формуле (2.12) для коэффициента затухания волн типа  $H_{mn}$  в прямоугольном волноводе положим  $m = 1, n = 1$ . Поскольку волновод квадратный, то  $b = a$ . В результате получим расчетную формулу для коэффициента ослабления волны типа  $H_{11}$  в квадратном волноводе:

$$\alpha_m = \frac{17,38R_s \left[ 1 + \left( \lambda / \lambda_{\text{кр}}^{11} \right)^2 \right]}{w_0 b \sqrt{1 - \left( \lambda / \lambda_{\text{кр}}^{11} \right)^2}}.$$

Из расчетов следует, что минимальное погонное затухание, равное 0,125 дБ/м, получается на частоте 25,5 ГГц.

5. Определить мощность, допустимую для передачи по прямоугольному волноводу МЭК-120 ( $a = 19,050$  мм,  $b = 9,525$  мм) на волне основного типа  $H_{10}$ . Длина волны в свободном пространстве  $\lambda = 2,5$  см, значение КСВ в волноводе составляет 2,04. Рассчитать коэффициент затухания в волноводе, если бы последний был изготовлен из меди, латуни, алюминия или покрыт серебром. Считать, что допустимая мощность  $P_{\text{доп}}$  составляет 25 % от предельной мощности  $P_{\text{пред}}$ .

*Решение*

Предельную мощность, передаваемую по волноводу в несогласованном режиме, можно рассчитать по формулам (2.7) и (2.8)

$$P_{\text{пред}} = \frac{E_{\text{пред}}^2 ab}{4w_0} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \cdot (1 - |\Gamma|^2), \text{ где } |\Gamma| = \frac{K_{\text{CB}} - 1}{K_{\text{CB}} + 1}.$$

$$P_{\text{пред}} = \frac{9 \cdot 10^{12} \cdot 19,05 \cdot 9,525 \cdot 10^{-6}}{480\pi} \sqrt{1 - \left( \frac{25}{2 \cdot 19,05} \right)^2} \cdot 0,83 \cong 680 \text{ кВт}.$$

Допустимой для передачи по волноводу считается мощность, которая составляет 25 % от предельной мощности. Поэтому допустимая мощность  $P_{\text{доп}} = 0,25 \cdot 680 = 170$  кВт.

Коэффициент затухания волновода, изготовленного из меди ( $\delta = 5,8 \cdot 10^7$  См/м), определяется по формулам (2.11), (1.16) и равен  $\alpha_m = 0,131$  дБ/м. В соответствии со значениями  $\sigma$  для латунных, алюминиевых и покрытых серебром волноводов нужно полученное значение  $\alpha_m = 0,131$  дБ/м соответственно умножить на числовые коэффициенты: 1,92; 1,25; 0,97. В результате получим  $\alpha_m = 0,252$ ; 0,164; 0,127 дБ/м.

6. Вычислить предельную и допустимую мощности, коэффициент затухания волны основного типа в прямоугольном медном волноводе с размерами  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм на волне длиной  $\lambda = 4,1$  см. Расчет провести для двух случаев:

а) волновод эксплуатируется на поверхности земли;

б) волновод эксплуатируется на высоте 12 км.

В обоих случаях считать, что волновод работает в согласованном режиме.

*Решение*

Предельная мощность в волноводе для волны  $H_{10}$  рассчитывается по формуле (2.7):

$$P_{\text{пред}} = \frac{E_{\text{пред}}^2 ab}{4w_0} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} = 6,63 \cdot 10^{-4} \cdot 9 \cdot 10^{12} \cdot \times \\ \times 23 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-2} \sqrt{1 - \left(\frac{4,1}{4,6}\right)^2} = 0,62 \cdot 10^6 \text{ Вт} = 0,62 \text{ МВт.}$$

Допустимая мощность при эксплуатации волновода на поверхности земли  $P_{\text{доп}} = 0,25 \cdot 0,62 = 0,155 \text{ МВт}$ . Допустимая мощность с увеличением высоты понижается, так как с разрежением воздуха предельная напряженность поля уменьшается (см. табл. 2.2). Согласно таблице при  $h = 12 \text{ км}$  допустимая мощность  $P_{\text{доп}} = 0,05 \cdot 0,155 = 0,775 \cdot 10^{-2} \text{ МВт} = 7,75 \text{ кВт}$ .

Таблица 2.2

$h$ , км	0	3	6	9	12	15
$P_{\text{доп}}$ от $P_{\text{доп}}$ при $h = 0$ , %	100	50	27	13	5	2

Коэффициент затухания в волноводе находим по формуле (2.11), из которой следует

$$\alpha_{\text{м}} = 6,91 \cdot 10^{-10} \sqrt{f} \frac{1 + \frac{2b}{a} (\lambda/2a)^2}{b \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \\ = 6,91 \cdot 10^{-10} \sqrt{\frac{3 \cdot 10^8}{4,1 \cdot 10^{-2}}} \frac{1 + \frac{2}{2,3} \left(\frac{4,1}{2 \cdot 2,3}\right)^2}{10^{-2} \sqrt{1 - \left(\frac{4,1}{2 \cdot 2,3}\right)^2}} = 0,19 \text{ дБ/м.}$$

7. Какие типы волн могут распространяться на частоте 10 ГГц в круглом волноводе диаметром 3 см, заполненном диэлектриком с относительной проницаемостью  $\epsilon = 3,2$ ?

*Решение*

В волноводе могут распространяться лишь те типы волн, для которых выполняется условие  $\lambda_d < \lambda_{кр}^{mn}$ , где  $\lambda_d = \lambda / \sqrt{\epsilon}$  — длина волны в однородном диэлектрическом пространстве. В нашем случае  $\lambda_d = 1,675$  см.

Критические длины волн в круглом волноводе для волн типа  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$  определяются формулами (2.14), (2.15). Следовательно, для распространяющихся типов волн должны выполняться условия  $v_{mn} < 2a\pi/\lambda_d$ ,  $\mu_{mn} < 2a\pi/\lambda_d$ ,  $2a\pi/\lambda_d = 5,627$ .

Этим условиям удовлетворяют следующие типы волн:  $E_{01}, E_{02}, E_{11}, E_{21}, H_{01}, H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{31}, H_{41}$ .

8. При каком диаметре круглого волновода на частоте 10 ГГц в нем может распространяться волна основного типа?

*Решение*

Сначала найдем длину волны генератора  $\lambda = c/f = 3$  см.

Основным типом волны круглого волновода является волна  $H_{11}$ . Ее критическая длина  $\lambda_{кр} = 2a\pi/1,841 = 3,413a$ , откуда следует условие существования волны типа  $H_{11}$ :  $a > \lambda/3,41 = 8,79$  мм.

Ближайшим высшим типом в круглом волноводе является волна  $E_{01}$ . Ее критическая длина  $\lambda_{кр} = 2a\pi/2,405 = 2,613a$ .

Чтобы волна типа  $E_{01}$  не могла распространяться, должно выполняться условие  $a < \lambda/2,61 = 11,48$  мм.

Следовательно, диаметр волновода должен лежать в пределах  $17,58$  мм  $< 2a < 22,96$  мм.

9. Определить длину волны в волноводе, характеристическое сопротивление и коэффициент затухания в медном ( $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$  См/м) круглом волноводе диаметром  $2a = 25,4$  мм при распространении в нем на частоте 10 ГГц волны типа  $E_{01}$ .

*Решение*

Критическая длина волны типа  $E_{01}$  согласно (2.14)

$$\lambda_{кр} = 1,31 \cdot 2a = 1,31 \cdot 25,4 = 33,3 \text{ мм.}$$

Длина волны в волноводе согласно (2.4) составляет

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - \left(\frac{3}{3,33}\right)^2}} = 6,91 \text{ см.}$$

Характеристическое сопротивление волновода, найденное по формуле (2.5),  $Z_c^{E_{01}} = 120\pi\sqrt{1 - (\lambda/2,62a)^2} = 377 \cdot 0,435 \cong 164 \text{ Ом.}$

Коэффициент затухания на волне типа  $E_{01}$  рассчитываем по формуле (2.19), из которой следует

$$\alpha_{\text{м}} \cong \frac{8,69 \cdot 0,026}{377 \cdot 1,27 \sqrt{1 - (3/3,33)^2}} \cong 0,001 \text{ дБ/м.}$$

При этом было учтено найденное значение поверхностного сопротивления  $R_s = 0,026 \text{ Ом.}$

### **Задачи для самостоятельного решения**

#### ***Волноводы прямоугольного сечения***

2.1. Какие типы волн могут распространяться на частоте  $f = 5 \text{ ГГц}$  в заполненном воздухом волноводе сечением  $10 \times 4 \text{ см}$ ? Типы упорядочить по мере уменьшения критических длин волн.

2.2. Какие типы волн могут распространяться на частоте  $10 \text{ ГГц}$  в квадратном волноводе со стороной  $2 \text{ см}$ ? Волновод заполнен диэлектриком с относительной проницаемостью  $\epsilon = 2,6$ .

2.3. Прямоугольный волновод сечением  $23 \times 10 \text{ мм}$  заполнен диэлектриком с относительной проницаемостью  $\epsilon = 2,25$ . Рабочая частота  $f = 8,4 \text{ ГГц}$ . Определить тип волны, ее фазовую скорость и длину волны в волноводе.

2.4. Определить для волны типа  $E_{11}$  критическую длину волны, критическую частоту и длину волны в прямоугольном волноводе сечением  $4 \times 3 \text{ см}$ . Рабочая частота  $f = 10 \text{ ГГц}$ .

2.5. Определить пределы изменения размеров поперечного сечения прямоугольного волновода, в котором на частоте  $f = 3 \text{ ГГц}$  может распространяться лишь основной тип волны.

2.6. Определить пределы изменения размеров поперечного сечения квадратного волновода, в котором на частоте  $f = 4 \text{ ГГц}$  может

распространяться лишь низшая волна электрического типа. Указать тип этой волны.

2.7. Вычислить размеры поперечного сечения квадратного волновода, если известно, что фазовая скорость волны типа  $E_{11}$  равна  $6 \cdot 10^8$  м/с. Частота генератора  $f = 5$  ГГц.

2.8. Длина волны основного типа в прямоугольном волноводе сечением  $2,6 \times 1,3$  см равна 4,5 см. Найти рабочую частоту.

2.9. Фазовая скорость волны основного типа в прямоугольном волноводе с воздушным заполнением равна  $5c$ , где  $c$  — скорость света. Определить размеры волновода, если длина волны генератора равна 10 см.

2.10. На частоте  $f = 3$  ГГц определить характеристическое сопротивление и групповую скорость волны основного типа в прямоугольном волноводе сечением  $72 \times 34$  мм.

2.11. Прямоугольный волновод с воздушным заполнением имеет сечение  $5,8 \times 2,5$  см. Определить, будет ли распространяться в нем волна основного типа, если длина волны генератора  $\lambda = 14$  см.

2.12. Определить размеры поперечного сечения прямоугольного волновода, если известно, что для волны основного типа критическая длина волны равна 5,7 см, а для волны типа  $H_{11}$  она равна 2,3 см.

2.13. В прямоугольном волноводе сечением  $1,7 \times 0,8$  см возбуждается волна основного типа генератором, работающим на частоте  $f = 15$  ГГц. Определить длину волны в волноводе.

2.14. В прямоугольном волноводе сечением  $4,3 \times 3,2$  см возбуждается волна типа  $E_{11}$ . Определить длину волны в волноводе, если длина волны генератора равна 3,2 см.

2.15. Генератор, работающий на частоте  $f = 9,2$  ГГц, возбуждает в прямоугольном волноводе волну основного типа. Определить размер широкой стенки волновода, если длина волны в нем  $\lambda_g = 4,6$  см.

2.16. Фазовая скорость волны основного типа в прямоугольном волноводе равна  $4 \cdot 10^8$  м/с. Определить размер широкой стенки волновода, если генератор работает на частоте  $f = 3$  ГГц.

2.17. Длина волны в прямоугольном волноводе составляет 15 см, а ее фазовая скорость равна  $10^9$  м/с. Определить рабочую частоту.

2.18. Групповая скорость волны в прямоугольном волноводе равна  $2 \cdot 10^8$  м/с. Определить длину волны генератора и фазовую скорость, если длина волны в волноводе равна 9 см.

2.19. В прямоугольном волноводе с размерами поперечного сечения  $10 \times 23$  мм распространяются электромагнитные колебания с частотой 10 ГГц. Считая, что в волноводе существует только волна основного типа, определить фазовую скорость, постоянную распространения  $\beta$  и длину волны в волноводе.

2.20. В прямоугольном волноводе с размерами поперечного сечения  $72 \times 34$  мм распространяются электромагнитные колебания с частотой 3 ГГц. Считая, что в волноводе существует только волна основного типа, определить фазовую скорость, постоянную распространения  $\beta$  и длину волны в волноводе.

2.21. Прямоугольный волновод МЭК-100 имеет поперечные размеры:  $a = 22,86$  мм,  $b = 10,16$  мм. В волноводе на частоте 10 ГГц распространяется волна основного типа. Определить критическую длину волны, фазовую и групповую скорости, а также длину волны в волноводе.

2.22 Прямоугольный волновод МЭК-400 имеет размеры поперечного сечения:  $a = 5,690$  мм,  $b = 2,845$  мм. В волноводе на частоте 40 ГГц распространяется волна основного типа. Определить критическую длину волны, фазовую и групповую скорости, а также длину волны в волноводе.

2.23. Определить характеристическое сопротивление прямоугольного волновода МЭК-40 ( $a = 58,17$  мм,  $b = 29,083$  мм), а также его волновое сопротивление при условии, что в волноводе на частоте 4 ГГц распространяется волна основного типа.

2.24. Прямоугольный волновод МЭК-500 ( $a = 4,775$  мм,  $b = 2,388$  мм) для волны основного типа имеет характеристическое сопротивление  $Z_c = 483$  Ом. Определить частоту генератора и волновое сопротивление волновода  $W_B$ .

2.24. Прямоугольный волновод МЭК-500 ( $a = 4,775$  мм,  $b = 2,388$  мм) для волны  $H_{11}$  имеет характеристическое сопротивление  $Z_c = 483$  Ом. Определить частоту генератора и волновое сопротивление волновода  $W_B$ .

2.25. Показать, что характеристическое сопротивление прямоугольного волновода для волны основного типа при неограниченном увеличении его ширины приближается к волновому сопротивлению свободного пространства.

2.26. В прямоугольном волноводе с размерами поперечного сечения  $2,3 \times 1$  см распространяется волна основного типа. Определить волновое сопротивление на частоте  $f = 10$  ГГц.

2.27. Волновое сопротивление прямоугольного волновода на частоте  $f = 2,5$  ГГц составляет 507 Ом. Узкая стенка волновода имеет размер  $b = 3,4$  см. Определить размер широкой стенки.

2.28. Волновое сопротивление прямоугольного волновода, заполненного диэлектриком с  $\epsilon = 2,2$  и работающего на частоте  $f = 9375$  МГц, составляет 190 Ом. Широкая стенка волновода имеет размер  $a = 2,85$  см. Определить размер узкой стенки.

2.29. Прямоугольный волновод с размерами поперечного сечения  $23 \times 10$  мм выполнен из меди и имеет длину 10 м. Волновод нагружен на согласованную нагрузку и работает на частоте 10 ГГц. Определить коэффициент затухания  $\beta_m$  и коэффициент полезного действия волновода.

2.30. Внутренняя поверхность прямоугольного волновода длиной 10 м с поперечным сечением  $23 \times 10$  мм покрыта слоем серебра. Волновод на частоте 10 ГГц работает на согласованную нагрузку. Определить коэффициент затухания  $\beta_m$  и коэффициент полезного действия волновода.

2.31. Вычислить предельную и допустимую мощности для прямоугольного волновода МЭК-100 ( $a = 22,86$  мм,  $b = 10,16$  мм) при распространении в нем на частоте 9,84 ГГц волны основного типа. Расчет провести для двух случаев: применительно к нормальным земным условиям и к негерметизированной аппаратуре, предназначенной для работы на высоте 15 км.

### ***Волноводы круглого сечения***

2.32. Какие типы волн могут распространяться в круглом волноводе диаметром 6 см на частоте 7,5 ГГц? Типы упорядочить по мере уменьшения критических длин волн.

2.33. Определить критическую частоту и фазовую скорость волны в круглом волноводе диаметром 5 см на частоте 5 ГГц.

2.34. Определить диапазон частот, в пределах которого в круглом волноводе диаметром 4 см может распространяться только основной тип волны.

2.35. В круглом волноводе приняты меры, чтобы волна типа  $H_{11}$  не возбуждалась. Определить пределы изменения радиуса волновода, при которых может распространяться только волна типа  $E_{01}$ . Частота генератора 9,3 ГГц.

2.36. Определить радиус круглого волновода, если фазовая скорость волны типа  $E_{01}$  на частоте 10 ГГц равна  $5 \cdot 10^8$  м/с.

2.37. В круглом волноводе на частоте 10 ГГц распространяется волна типа  $E_{01}$ . Длина волны в волноводе  $\lambda_g = 4$  см. Вычислить фазовую и групповую скорости.

2.38. В круглом волноводе диаметром 5 см, заполненном диэлектриком, распространяется волна основного типа. Частота генератора  $f = 3$  ГГц. Определить относительную диэлектрическую проницаемость среды, заполняющей волновод, если фазовая скорость волны равна скорости света в свободном пространстве.

2.39. Определить пределы изменения диаметра круглого волновода, в котором может распространяться только волна типа  $E_{11}$ , имеющая критическую длину  $\lambda_{кр} = 4,1$  см.

2.40. Определить диаметр круглого волновода, если известно, что длина волны типа  $H_{21}$  в волноводе равна  $\lambda_g = 4,8$  см, а генератор работает на волне  $\lambda = 3,2$  см.

2.41. В круглом волноводе диаметром 2 см распространяется волна типа  $E_{01}$ . Определить фазовую и групповую скорости волны на частоте  $f = 15$  ГГц.

2.42. Длина волны основного типа в круглом волноводе диаметром 4 см в два раза меньше, чем в волноводе диаметром 2 см. Определить длину волны генератора.

2.43. В круглом волноводе диаметром 3 см распространяются волны на частоте 10 ГГц. Считая, что в волноводе существует только волна типа  $E_{01}$ , определить фазовую скорость, постоянную распространения  $\beta$  и длину волны в волноводе.

2.44. Какой тип волны следует возбудить в круглом волноводе, чтобы его диаметр был минимально возможным? Каков будет диаметр такого волновода на частоте  $f = 30$  ГГц?

2.45. Определить критическую длину волны в круглом волноводе, в котором на частоте 10 ГГц распространяется волна основного типа, длина волны которой  $\lambda_g = 4,5$  см.

2.46. Определить характеристическое сопротивление волны типа  $E_{01}$  в круглом волноводе диаметром 30 мм, если длина волны генератора равна  $\lambda = 3,2$  см.

### 3. НАГРУЖЕННЫЕ ФИДЕРЫ

#### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

Фидеры, или линии передачи, используются для соединения генератора с нагрузкой, антенны с приемником или различных устройств между собой. Распределения напряжения и тока вдоль коротких отрезков фидеров без потерь описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} U(l) &= U_n \cos \beta l + i I_n W_\phi \sin \beta l \\ I(l) &= I_n \cos \beta l + i \frac{U_n}{W_\phi} \sin \beta l \end{aligned} \right\}, \quad (3.1)$$

где  $\beta = 2\pi/\lambda_b$  — фазовая постоянная, или постоянная распространения;  $\lambda_b$  — длина волны в фидере;  $l$  — расстояние, отсчитываемое от нагрузки;  $U_n$  и  $I_n$  — амплитуды напряжения и тока в сечении нагрузки.

В режиме согласованной нагрузки ( $Z_n = W_\phi$ ) в фидере устанавливается режим бегущей волны. Из (3.1) следует

$$U(l) = U_n \exp(i\beta l); \quad I(l) = I_n \exp(i\beta l). \quad (3.2)$$

В режиме короткого замыкания ( $U_n = 0$ ) выражения (3.1) переходят в

$$\left. \begin{aligned} U(l) &= U_{\max} \sin \beta l \\ I(l) &= I_{\max} \cos \beta l \end{aligned} \right\}, \quad (3.3)$$

а в режиме холостого хода ( $I_n = 0$ ) они имеют вид

$$\left. \begin{aligned} U(l) &= U_{\max} \cos \beta l \\ I(l) &= I_{\max} \sin \beta l \end{aligned} \right\}, \quad (3.4)$$

где  $U_{\max}$  — напряжение в точках максимума;  $I_{\max} = U_{\max} / W_\phi$  — ток в этих же точках.

Распределения напряжения и тока в двух последних случаях соответствуют режиму стоячих волн.

Если фидер не согласован с нагрузкой, то от нагрузки появляется отраженная волна, характеризуемая коэффициентом отражения

$$\Gamma(l) = |\Gamma(l)| e^{2\gamma l}, \quad (3.5)$$

где  $\gamma = -\alpha + i\beta$  — комплексная постоянная распространения;  $\alpha$  — постоянная затухания.

В линии устанавливается смешанный режим, при котором вдоль нее ток и напряжение (напряженность поля) принимают максимальные и минимальные значения. В этом случае наряду с коэффициентом отражения вводят коэффициент стоячей волны и коэффициент бегущей волны:

$$K_{CB} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_n|}{1 - |\Gamma_n|} \geq 1, \quad (3.6)$$

$$K_{BB} = \frac{E_{\min}}{E_{\max}} = \frac{1 - |\Gamma_n|}{1 + |\Gamma_n|} \leq 1, \quad (3.7)$$

где  $E_{\min}, E_{\max}$  — минимальные и максимальные значения напряженности поля в фидере;  $|\Gamma_n|$  — модуль коэффициента отражения от нагрузки.

Сечения, в которых амплитуда напряженности электрического поля поочередно принимает максимальные или минимальные значения, называются резонансными. Эти сечения находятся друг от друга на расстоянии в четверть длины волны в линии. В резонансных сечениях сопротивление линии является чисто активным и его нормированное значение равно: в минимуме напряженности  $K_{BB}$ , а в максимуме —  $K_{CB}$ . Если нагрузкой фидера является активное сопротивление  $R_n$ , то резонансные сечения находятся от нагрузки на расстоянии кратном четверти длины волны в линии. Тогда при  $R_n > W_\phi$  имеем  $K_{CB} = R_n / W_\phi$ , а при  $R_n < W_\phi$  имеем  $K_{BB} = R_n / W_\phi$ .

Если фидер нагружен на комплексное сопротивление  $Z_n = R_n + iX_n$ , то  $K_{CB}$  и  $K_{BB}$  рассчитываются по формулам (3.6) и (3.7), в которых  $|\Gamma_n|$  определяется как

$$|\Gamma_n| = \sqrt{\frac{(R_n - W_\phi)^2 + X_n^2}{(R_n + W_\phi)^2 + X_n^2}}. \quad (3.8)$$

Для активных нагрузок ( $X_n = 0$ ) эта формула упрощается.

Если в фидере присутствуют потери, то их характеризуют коэффициентом затухания и коэффициентом полезного действия. Погонным коэффициентом затухания  $\alpha_1$  называют величину

$$\alpha_1 = 10 \lg \left[ \frac{P(0)}{P(1)} \right], \quad (3.9)$$

где  $P(0)$  — мощность, поступающая на вход отрезка фидера длиной в 1 м;  $P(1)$  — мощность на выходе этого отрезка.

Если длина фидера равна  $l$  (в метрах), то полное затухание в таком фидере составит  $\alpha_1 l$  (в децибелах).

КПД фидера, согласованного с нагрузкой, определяется по формуле

$$\eta = P_{\text{н}} / P_{\text{вх}} = \exp(-0,23\alpha_1 l), \quad (3.10)$$

где  $P_{\text{н}}$  — мощность, поступающая в нагрузку;  $P_{\text{вх}}$  — мощность, поступающая на вход фидера;  $\alpha_1$  — погонное затухание фидера, дБ/м;  $l$  — длина фидера, м.

Если линия работает в рассогласованном режиме, то вводят потери за счет рассогласования, что приводит к дополнительному снижению КПД. КПД фидера  $\eta_1$ , согласованного с генератором и несогласованного с нагрузкой, определяется по формуле

$$\eta_1 = (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2) \eta, \quad (3.11)$$

$\Gamma_{\text{н}}$  — коэффициент отражения от нагрузки.

Нагруженные отрезки фидеров характеризуются комплексным сопротивлением, которое является величиной переменной. Для фидера без потерь ( $\alpha_1 = 0$ ) это сопротивление вдоль линии меняется по закону

$$Z(l) = W_{\phi} \frac{Z_{\text{н}} + iW_{\phi} \operatorname{tg}\beta l}{W_{\phi} + iZ_{\text{н}} \operatorname{tg}\beta l}. \quad (3.12)$$

Выражение (3.12) часто называют формулой трансформации сопротивления в ЛП. Если координату  $l$  зафиксировать, то (3.12) определяет входное сопротивление нагруженного отрезка фидера длиной  $l$ . При согласованной нагрузке, т. е. при  $Z_{\text{н}} = W_{\phi}$ , из (3.12) имеем

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = W_{\phi}. \quad (3.13)$$

В режиме короткого замыкания ( $Z_{\text{н}} = 0$ ) входное сопротивление фидера рассчитывается по формуле

$$Z_{\text{вх}} = iW_{\phi} \operatorname{tg}\beta l, \quad (3.14)$$

а в режиме холостого хода ( $Z_{\text{н}} = \infty$ ) — по формуле

$$Z_{\text{вх}} = -iW_{\phi} \operatorname{ctg}\beta l. \quad (3.15)$$

Короткозамкнутые или разомкнутые отрезки фидеров, имеющие чисто реактивные входные сопротивления, называют шлейфами.

Входное сопротивление фидера с потерями определяется по формуле

$$Z_{\text{вх}} = W_{\phi} \frac{Z_{\text{н}} + iW_{\phi} \operatorname{tg}[(\beta + i\alpha)l]}{W_{\phi} + iZ_{\text{н}} \operatorname{tg}[(\beta + i\alpha)l]}, \quad (3.16)$$

где  $\alpha$  — постоянная затухания.

Входное сопротивление четвертьволнового ( $l = \lambda_{\text{в}}/4$ ) фидера с небольшими потерями приближенно находят по формулам короткозамкнутого

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = 8W_{\phi}^2 / (R_1\lambda), \quad (3.17)$$

разомкнутого

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = R_1\lambda/8, \quad (3.18)$$

где  $R_1$  — погонное активное сопротивление потерь в фидере (см. раздел 1).

Входные сопротивления нагруженных отрезков фидеров без потерь довольно просто находить, пользуясь круговой диаграммой полных сопротивлений (проводимостей), называемой также диаграммой Вольперта-Смита (рис. П. 13). Методика работы с круговой диаграммой достаточно подробно изложена в [16, 19]. В [20] предложена электронная версия диаграммы Вольперта-Смита, обобщенная на случай фидеров с потерями.

Поскольку входное сопротивление четвертьволнового фидера с небольшими потерями зависит от длины волны, это позволяет использовать его в качестве элемента колебательного контура. Добротность такого контура рассчитывается по формуле

$$Q = 27,3 / (\alpha_1\lambda). \quad (3.19)$$

## Примеры решения задач

1. Воздушный фидер длиной  $l = 250$  м нагружен на сопротивление  $Z_{\text{н}} = (100 - i100)$  Ом. Волновое сопротивление фидера  $W_{\phi} = 200$  Ом, погонное сопротивление потерь  $R_1 = 0,04$  Ом/м. Определить модуль коэффициента отражения от нагрузки и КБВ в фидере, погонное затухание и его КПД.

*Решение*

По формулам (3.8) и (3.7) находим

$$|\Gamma_{\text{н}}| = \sqrt{\frac{(R_{\text{н}} - W_{\phi})^2 + X_{\text{н}}^2}{(R_{\text{н}} + W_{\phi})^2 + X_{\text{н}}^2}} = \sqrt{\frac{(100 - 200)^2 + 100^2}{(100 + 200)^2 + 100^2}} = 0,447; \quad K_{\text{БВ}} = 0,38.$$

Коэффициент затухания определяем по формуле (1.6)

$$\alpha_1 \cong 4,35 \frac{R_1}{W_\phi} = \frac{4,35 \cdot 0,04}{200} = 8,7 \cdot 10^{-4} \text{ дБ/м};$$

а затем КПД по формулам (3.10) и (3.11).

2. Линия без потерь с волновым сопротивлением  $W_\phi = 100$  Ом нагружена на активное сопротивление. Определить величину этого сопротивления, если известно, что коэффициент бегущей волны в линии равен 0,25, а максимум напряжения: а) приходится на нагрузку; б) находится на расстоянии  $0,25 \lambda_B$  от нагрузки.

*Решение*

Задача легко решается, если вспомнить понятия резонансных сечений. В первом случае максимум напряжения приходится на нагрузку, следовательно, ее нормированное сопротивление равно  $K_{CB} = R_n / W_\phi$ , откуда  $R_n = 400$  Ом. Во втором случае на нагрузке будет минимум напряжения, следовательно, ее нормированное сопротивление равно  $K_{CB} = R_n / W_\phi$  и  $R_n = 25$  Ом.

3. Фидер, имеющий волновое сопротивление  $W_\phi = 100$  Ом и длину  $l = 0,3 \lambda_B$ , нагружен на сопротивление  $Z_n = (50 + i80)$  Ом. Определить входное сопротивление фидера, пользуясь круговой диаграммой.

*Решение*

Сначала определим нормированное сопротивление нагрузки

$$\bar{Z}_n = \frac{Z_n}{W_\phi} = \frac{50 + i80}{100} = 0,5 + i0,8.$$

Ему на круговой диаграмме соответствует точка, которая находится на пересечении окружности  $\bar{R}_n = 0,5$  с дугой  $\bar{X}_n = +0,8$ . Окружность с центром в центре круговой диаграммы, проходящая через эту точку, соответствует значению КБВ в фидере, равному примерно 0,28. Найденную на диаграмме точку перемещаем по окружности  $K_{БВ} = 0,28$  в направлении к генератору на относительное расстояние  $l/\lambda_B = 0,3$ . В полученной точке пересекаются окружность  $\bar{R}_{вх} = 0,36$  и дуга  $\bar{X}_{вх} = -0,49$ . Искомое входное сопротивление в пределах графической точности имеет значение

$$Z_{вх} = W_\phi (\bar{R}_{вх} + i\bar{X}_{вх}) = 100(0,36 - i0,49) \text{ Ом} = (36 - i49) \text{ Ом}.$$

4. Линия передачи с волновым сопротивлением  $W_{\phi} = 500$  Ом работает на волне длиной  $\lambda_{\text{в}} = 20$  см. Известно, что расстояние от нагрузки до ближайшего минимума напряжения составляет 7,2 см и в линии  $K_{\text{БВ}} = 0,5$ . Определить сопротивление  $Z_{\text{н}}$  и проводимость  $Y_{\text{н}}$  нагрузки.

*Решение*

Сначала определяем сопротивление нагрузки. На диаграмме сопротивлений от линии минимумов напряжений по окружности  $K_{\text{БВ}} = 0,5$  перемещаемся на расстояние  $\frac{l}{\lambda_{\text{в}}} = \frac{7,2}{20} = 0,36$  в сторону нагрузки и эту точку соединяем с центром диаграммы. Пересечение соединяющей линии с окружностью  $K_{\text{БВ}} = 0,5$  и даст значение нормированного сопротивления  $\bar{Z}_{\text{н}} = 0,9 + i0,73$ . После умножения на волновое сопротивление  $W_{\phi} = 500$  Ом получим  $Z_{\text{н}} = (450 + i365)$  Ом. Значение нормированной проводимости нагрузки на диаграмме сопротивлений находится в диаметрально противоположной точке на окружности  $K_{\text{БВ}} = 0,5$  и равно  $\bar{Y}_{\text{н}} = 0,72 - i0,64$ . После деления на волновое сопротивление  $W_{\phi} = 500$  Ом получим искомое значение проводимости нагрузки  $Y_{\text{н}} = (1,44 \cdot 10^{-3} - i1,28 \cdot 10^{-3})$  См.

### **Задачи для самостоятельного решения**

#### ***Фидеры без потерь***

3.1. Чему равно входное сопротивление четвертьволнового отрезка фидера без потерь, если его конец:

а) разомкнут;

б) короткозамкнут;

в) нагружен на активное сопротивление, величина которого в 2 раза больше волнового сопротивления фидера?

3.2. Чему равно входное сопротивление полуволнового отрезка фидера без потерь, если его конец:

а) разомкнут;

б) короткозамкнут;

в) нагружен на активное сопротивление, величина которого в 2 раза больше волнового сопротивления фидера?

3.3. Какова должна быть минимальная относительная длина коротко замкнутой линии без потерь, чтобы ее входное сопротивление было индуктивным и равным по величине волновому сопротивлению линии?

3.4. Фидер, имеющий волновое сопротивление 600 Ом, нагружен на активное сопротивление  $R_{\text{н}} = 600$  Ом. Определить входное сопротивление фидера.

3.5. Короткозамкнутый воздушный фидер с Т-волной, имеющий длину  $l = 3,68$  м и волновое сопротивление 500 Ом, подключен к генератору, работающему на частоте  $f = 120$  МГц. Определить входное сопротивление фидера.

3.6. Генератор, соединенный с короткозамкнутым коаксиальным воздушным фидером, работает на частоте  $f = 1$  ГГц. Размеры фидера: диаметр внутреннего проводника  $d = 6$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 18$  мм, длина  $l = 70$  см. Определить, на сколько сантиметров следует удлинить фидер, чтобы его входное сопротивление увеличилось в 2 раза.

3.7. Разомкнутый на конце коаксиальный фидер соединен с генератором, работающим на частоте  $f = 240$  МГц. Параметры фидера: диаметр внутреннего проводника  $d = 2,5$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 14$  мм, длина  $l = 4,5$  м, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,3$ . Определить входное сопротивления фидера.

3.8. Двухпроводный воздушный фидер, короткозамкнутый на конце, имеет размеры: диаметр проводов  $d = 4$  мм, расстояние между их центрами  $D = 10$  см, длина  $l = 8$  м. Определить амплитуду напряжения на входе фидера, если амплитуда тока на конце фидера  $I_{\text{max}} = 1,5$  А, а частота генератора  $f = 15$  МГц.

3.9. Коаксиальный фидер, короткозамкнутый на конце, подключен к генератору, работающему на частоте  $f = 2,5$  ГГц, и имеет параметры:  $d = 3$  мм,  $D = 21$  мм, длина  $l = 2$  м,  $\epsilon = 5,5$ . Определить максимальные значения амплитуд тока и напряжения, если амплитуда тока на входе фидера равна  $I_{\text{вх}} = 0,3$  А.

3.10. От генератора на вход короткозамкнутого воздушного фидера подается напряжение частотой  $f = 50$  МГц, максимальное значение которого равно  $U_{\text{max}} = 600$  В. Определить амплитуды тока и напряжения на расстоянии  $l = 1,3$  м от конца фидера, если его волновое сопротивление равно 240 Ом.

3.11. Короткозамкнутый воздушный фидер длиной  $l = 5$  м подключен к генератору, работающему на частоте  $f = 100$  МГц. ЭДС генератора равна  $50$  В, волновое сопротивление фидера  $W_b = 470$  Ом. Определить амплитуду тока на входе и в закорачивающей перемычке.

3.12. Двухпроводный воздушный фидер, разомкнутый на конце, имеет размеры: диаметр проводов  $d = 4$  мм, расстояние между их центрами  $D = 16$  мм, длина  $l = 8$  м. Генератор работает на частоте  $f = 15$  МГц. Определить амплитуды напряжения и тока на входе фидера, если на расстоянии  $l = 1,7$  м от его конца амплитуда напряжения равна  $42$  В.

3.13. Напряжение на выходе генератора, питающего разомкнутый на конце воздушный фидер длиной  $l = 12$  м, составляет  $50$  В. Найти амплитуду напряжения на разомкнутом конце фидера, если частота генератора  $f = 10$  МГц.

3.14. Амплитуда напряжения на конце разомкнутого воздушного фидера, работающего на частоте  $f = 1$  МГц, составляет  $U_{\max} = 400$  В. Определить амплитуды напряжения и тока на расстоянии  $l = 30$  м от конца фидера, если его волновое сопротивление равно  $W_b = 500$  Ом.

3.15. Разомкнутый на конце воздушный фидер имеет волновое сопротивление  $W_b = 450$  Ом и подключен к генератору, работающему на частоте  $f = 150$  МГц. Определить амплитуды тока в максимуме и на расстоянии  $l = 0,6$  м от конца фидера, если амплитуда напряжения на его разомкнутом конце равна  $U_{\max} = 180$  В.

3.16. Были проведены два измерения с разомкнутым воздушным фидером: напряжение на его конце  $U_{\max} = 200$  В и ток на расстоянии  $l = 2$  м от конца  $I(l) = 0,5$  А. Длина волны генератора равна  $\lambda = 20$  м. Найти волновое сопротивление фидера.

3.17. Фидер без потерь, нагруженный на активное сопротивление  $R_n = 400$  Ом, равное волновому, подключен к генератору синусоидальных колебаний. Внутреннее сопротивление генератора  $R_r = 600$  Ом, амплитудное значение ЭДС равно  $100$  В. Составить эквивалентную схему цепи и определить напряжение на выходе генератора и мощность, выделяемую в нагрузке.

3.18. Фидер, имеющий волновое сопротивление  $500$  Ом, согласован с нагрузкой. Мощность, выделяемая на нагрузке, равна  $P_n = 2$  кВт. Определить амплитуды напряжения и тока в фидере.

3.19. Двухпроводный воздушный фидер, нагруженный на активное сопротивление меньше волнового, имеет размеры: диаметр проводов  $d = 4$  мм, расстояние между их центрами  $D = 36$  мм. Определить сопротивление нагрузки, если на расстоянии  $l = \lambda_v/4$  от нагрузки амплитуды напряжения и тока соответственно равны  $U(l) = 80$  В,  $I(l) = 0,2$  А.

3.20. Двухпроводный фидер нагружен на активное сопротивление, не равное волновому. Определить КБВ в фидере, если напряжение на нагрузке  $U_n = 400$  В, а на расстоянии  $l = \lambda_v/4$  от нагрузки имеем  $U(l) = 500$  В.

3.21. Коаксиальный фидер с волновым сопротивлением 75 Ом заканчивается активной нагрузкой. Чему равно сопротивление нагрузки, если:

- а) значение напряжения одинаково вдоль всего фидера;
- б)  $K_{БВ} = 0,5$  и максимум напряжения приходится на нагрузку;
- в)  $K_{БВ} = 0,5$  и максимум напряжения находится на расстоянии  $l = \lambda_v/4$  от нагрузки?

3.22. Коаксиальный фидер с волновым сопротивлением 50 Ом нагружен на активное сопротивление больше волнового. Определить ток, протекающий через нагрузку, если известно, что на расстоянии  $l = \lambda_v/4$  от нагрузки напряжение равно  $U(l) = 21$  В.

3.23. Коаксиальный фидер с волновым сопротивлением 160 Ом нагружен на активное сопротивление больше волнового. Определить сопротивление нагрузки и КБВ в фидере, если известно, что на расстоянии  $l = \lambda_g/2$  от нагрузки напряжение равно  $U(l) = 36$  В, а ток имеет значение  $I(l) = 0,18$  А.

3.24. Фидер с волновым сопротивлением 600 Ом нагружен на активное сопротивление  $R_n = 300$  Ом. Напряжение на нагрузке  $U_n = 1,2$  кВ. Чему равны амплитуды тока и напряжения в фидере на расстоянии  $l = \lambda_v/8$  от нагрузки?

3.25. Воздушный фидер длиной  $l = 2$  м нагружен на активное сопротивление больше волнового. Длина волны генератора  $\lambda = 1$  м. Определить амплитуду напряжения на входе фидера, если амплитуда напряжения на нагрузке равна  $U_n = 200$  В.

3.26. Фидер нагружен на активное сопротивление больше волнового. Определить амплитуду напряжения на нагрузке, если минимальное значение тока в фидере  $I_{\min} = 0,4$  А, его максимальное значение

$I_{\max} = 0,64$  А, а напряжение на расстоянии  $l = \lambda_{\text{в}}/4$  от нагрузки равно  $U(l) = 500$  В.

3.27. Фидер нагружен на активное сопротивление  $R_{\text{н}} = 90$  Ом. Каким должно быть волновое сопротивление фидера, чтобы КБВ был равен 0,75?

3.28. Во сколько раз возрастет максимальное значение амплитуды напряжения в фидере, если при неизменной мощности в нагрузке КБВ упадет с 1 до 0,25? Как при этом изменится максимальное значение амплитуды тока в фидере?

3.29. Фидер с волновым сопротивлением 200 Ом нагружен на активное сопротивление  $R_{\text{н}} = 150$  Ом. Длина волны в фидере  $\lambda_{\text{в}} = 8$  м. Определить мощность, выделяемую в нагрузке, если амплитуда напряжения в точке, находящейся на расстоянии  $l = 30$  см от нагрузки, равна 1 кВ.

3.30. Двухпроводный воздушный фидер нагружен на емкостное сопротивление  $Z_{\text{н}} = -i100$  Ом. Размеры фидера: диаметр проводов  $d = 4$  мм, расстояние между их центрами  $D = 12$  см, длина  $l = 90$  см. Определить входное сопротивление фидера на частоте  $f = 50$  МГц.

3.31. Коаксиальный фидер нагружен на индуктивность  $L = 1$  мкГн. Параметры фидера: диаметры проводников  $d = 7$  мм и  $D = 28$  мм, длина  $l = 4$  м, относительная проницаемость диэлектрика  $\varepsilon = 2,5$ . Определить входное сопротивление фидера на частоте  $f = 100$  МГц.

3.32. Четвертьволновый ( $l = \lambda_{\text{в}}/4$ ) и полуволновой ( $l = \lambda_{\text{в}}/2$ ) отрезки фидера нагружены на емкость  $C$ . Определить характер входного сопротивления этих отрезков.

3.33. Коаксиальный воздушный фидер имеет волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 70$  Ом. Один из концов фидера подключен к генератору, работающему на волне  $\lambda = 1,77$  м, а другой нагружен на емкость  $C = 47$  пФ. Определить длину фидера, при которой его входное сопротивление будет в 3,5 раза больше сопротивления нагрузки.

3.34. Воздушный фидер, имеющий волновое сопротивление 200 Ом, нагружен на активное сопротивление  $R_{\text{н}} = 100$  Ом. Частота генератора  $f = 300$  МГц. Определить входное сопротивление фидера, если его длина  $l$  равна: а) 15 см; б) 25 см; в) 50 см; г) 65 см.

3.35. Четвертьволновый ( $l = \lambda_{\text{в}}/4$ ) коаксиальный фидер, нагруженный на активное сопротивление  $R_{\text{н}} = 100$  Ом, имеет параметры: диаметр внутреннего проводника  $d = 2$  мм, диаметр наружного провод-

ника  $D = 10$  мм, относительная проницаемость диэлектрика  $\varepsilon = 2,5$ . Определить КБВ и входное сопротивление фидера.

3.36. Вывести формулу для расчета волнового сопротивления фидера без потерь по известным значениям входного сопротивления в режимах короткого замыкания и холостого хода и рассчитать волновое сопротивление при условии:  $Z_{\text{вх}}^{\text{кз}} = i60$  Ом;  $Z_{\text{вх}}^{\text{хх}} = -i44$  Ом.

3.37. Короткозамкнутая секция двухпроводного воздушного фидера с волновым сопротивлением 200 Ом используется в качестве индуктивности резонансного замкнутого контура. Реактивное сопротивление конденсатора  $C$  на частоте 300 МГц составляет  $X_C = 500$  Ом. Чему должна быть равна длина  $l$  короткозамкнутой секции? Длиной закорачивающей перемычки пренебречь.

3.38. Короткозамкнутый отрезок воздушного коаксиального фидера с волновым сопротивлением 75 Ом используется в качестве емкости колебательного контура и на частоте  $f = 150$  МГц имеет входное сопротивление  $Z_{\text{вх}} = -i150$  Ом. Определить минимальную длину отрезка фидера.

3.39. Разомкнутый на конце отрезок двухпроводного воздушного фидера имеет размеры: диаметр проводов  $d = 5$  мм, расстояние между их центрами  $D = 8$  см, длина  $l = 29$  см. Какой емкости эквивалентен данный отрезок фидера на частоте  $f = 750$  МГц?

3.40. Двухпроводный фидер с волновым сопротивлением  $W_0 = 540$  Ом, подсоединен к антенне, входное сопротивление которой чисто активное и равно 600 Ом. Мощность излучения антенны  $P_{\Sigma 3} = 5$  кВт. Определить значение напряжения на входе антенны и в максимуме распределения.

3.41. Разомкнутый двухпроводный воздушный фидер имеет волновое сопротивление 600 Ом. Определить входное сопротивление фидера, если его длина равна: а) 2,5 м; б) 15 м. Частота генератора  $f = 6$  МГц.

3.42. Фидерная линия без потерь с волновым сопротивлением, равным внутреннему сопротивлению генератора, подсоединена к согласованной нагрузке. Мощность, поступающая в нагрузку, составляет 100 Вт. Чему будет равна мощность, выделяемая в нагрузку, если коэффициент бегущей волны упадет до величины 0,5? ЭДС генератора в начале линии считать неизменной.

3.43. Определить предельную мощность, которую можно передать по волноводу прямоугольного сечения  $23 \times 10$  мм на волне основного типа, если длина волны генератора  $\lambda = 3,2$  см, волновод заполнен возду-

хом при нормальном атмосферном давлении, а коэффициент бегущей волны в нем равен 0,8.

3.44. Рассчитать предельную мощность, которую можно передать по волноводу прямоугольного сечения  $2 \times 1$  мм на волне основного типа, если длина волны генератора  $\lambda = 2,8$  мм, волновод заполнен воздухом при нормальном атмосферном давлении, а коэффициент бегущей волны в нем равен 0,8.

3.45. Определить мощность генератора  $P_{\Gamma}$  радиолокационной станции, работающей на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см, если подводимая к антенне мощность  $P_A = 100$  кВт. Передача энергии осуществляется по медному волноводу прямоугольного сечения размером  $23 \times 10$  мм. Длина волноводного тракта  $l = 2,5$  м. Коэффициент бегущей волны в нем равен 0,7.

3.46. Определить мощность  $P_A$ , поступающую в антенну радиолокационной станции, если рабочая длина волны  $\lambda = 10$  см, а мощность генератора  $P_{\Gamma} = 500$  кВт. Передача энергии к антенне осуществляется по медному волноводу прямоугольного сечения  $72 \times 34$  мм. Длина волноводного тракта  $l = 4$  м. Коэффициент бегущей волны равен 0,7. Определив допустимую мощность, проверить, возможна ли передача указанной мощности по волноводу.

### ***Фидеры с омическими потерями***

3.47. Антенна подключена к входу приемника посредством двухпроводного воздушного фидера, волновое сопротивление которого  $W_{\phi} = 240$  Ом, диаметр проводников  $d = 10$  мм, длина  $l = 10$  м. Определить напряжение на входе приемника при условии согласования фидера с нагрузкой, если наводимая в антенне ЭДС равна 150 мкВ, а рабочая частота  $f = 200$  МГц. Фидер выполнен из медного провода.

3.48. К выходу генератора подключена согласованная двухпроводная воздушная линия длиной 200 м, выполненная из медных проводов диаметром  $d = 8$  мм и расстоянием между их центрами  $D = 32$  см. Амплитуда напряжения генератора 3 кВ, частота  $f = 10$  МГц. Определить КПД линии, мощность потерь и мощность, передаваемую в нагрузку.

3.49. Двухпроводный воздушный фидер выполнен из медных проводов и имеет размеры:  $d = 4$  мм,  $D = 20$  см. Определить волновое сопротивление и коэффициент затухания фидера на частоте  $f = 24$  МГц.

При какой длине фидера мощность, поступающая в согласованную нагрузку, будет равна половине мощности в начале фидера?

3.50. Погонное затухание двухпроводного фидера длиной  $l = 600$  м равно  $\alpha_1 = 4,3$  дБ/км. Определить КПД фидера для двух случаев: а) фидер полностью согласован с нагрузкой; б) фидер рассогласован с нагрузкой и имеет  $K_{БВ} = 0,3$ . Сравнить полученные результаты.

3.51. Двухпроводный воздушный фидер длиной  $l = 100$  м выполнен из медных проводов диаметром  $d = 3$  мм и работает на волне длиной  $\lambda = 20$  м. Волновое сопротивление фидера  $W_{в} = 600$  Ом. Чему будет равна мощность, выделяемая в согласованной нагрузке этого фидера, если мощность на его входе равна  $100$  Вт?

3.52. Чему равна мощность, отдаваемая генератором в фидерную линию, подсоединенную к антенне, если мощность излучения антенны  $P_{\Sigma} = 10$  кВт. Длина фидера  $l = 100$  м, погонное затухание в нем  $\alpha_1 = 4,35$  дБ/км, а коэффициент бегущей волны равен  $0,8$ .

3.53. Коаксиальный фидер, не согласованный с нагрузкой ( $R_{н} = 200$  Ом), подключен к генератору, работающему на частоте  $f = 1$  ГГц. Параметры фидера: диаметр внутреннего проводника  $d = 5$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 16$  мм, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,5$ . Определить длину фидера, если при напряжении генератора  $U_{вх} = 50$  В ток в нагрузке равен  $I_{н} = 0,5$  А.

3.54. При неизменной поступающей в нагрузку мощности как изменятся потери за счет рассогласования в фидере, если КБВ упадет с  $0,5$  до  $0,1$ ?

3.55. В согласованную нагрузку, подключенную к воздушному коаксиальному фидеру с диаметрами проводников  $d = 4,68$  мм,  $D = 11,7$  мм и длиной  $l = 10$  м должна поступать мощность  $1$  кВт. Фидер выполнен из меди. Рабочая частота  $3$  ГГц. Рассчитать амплитуду напряжения и мощность, которая должна подаваться на вход фидера.

3.56. Воздушная коаксиальная линия с диаметрами проводников  $d = 19$  мм,  $D = 40$  мм служит для передачи мощности  $10$  кВт на частоте  $600$  МГц. Определить мощность, которая будет выделяться на участке линии длиной  $1$  м, прилегающем к генератору, если линия выполнена из латуни.

3.57. Генератор соединен с нагрузкой посредством коаксиального медного кабеля с размерами поперечного сечения  $d = 0,72$  мм,  $D = 4,8$  мм и длиной  $l = 1$  м. Параметры диэлектрика:  $\epsilon = 2,2$ ;  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-4}$ . Частота колебаний  $3$  ГГц. Определить КПД фидера. Каким будет КПД, если частоту колебаний увеличить в четыре раза?

3.58. Амперметр, включенный на вход двухпроводного воздушного фидера, показывает ток  $I_{\text{вх}} = 2$  А. Фидер работает в режиме бегущих волн. Чему равен ток, проходящий через нагрузку, если длина фидера  $l = 200$  м, а его погонное затухание  $\alpha_1 = 2,61$  дБ/км?

3.59. Фидер имеет длину  $l = 10$  м и нагружен на сопротивление, равное волновому. Погонное затухание фидера  $\alpha_1 = 0,1$  дБ/м. К фидеру приложено напряжение  $U_{\text{вх}} = 1$  кВ. Определить напряжение на нагрузке.

3.60. Линия передачи нагружена на сопротивление, равное волновому, и имеет длину  $l = 500$  м. Погонное затухание линии  $\alpha_1 = 0,04$  дБ/м. Определить амплитуду напряжения на нагрузке, если в начале линии она равна  $U_{\text{вх}} = 100$  В.

3.61. Двухпроводный воздушный фидер длиной  $l = 16,6$  м, имеющий волновое сопротивление  $600$  Ом и погонное затухание  $\alpha_1 = 26,1$  дБ/км, нагружен на сопротивление, равное волновому. Определить КПД фидера, мощность, которую необходимо подавать на вход фидера, а также амплитудные значения напряжения и тока в конце и в начале фидера, если на нагрузке должна выделяться мощность  $P_{\text{н}} = 10$  кВт.

3.62. В двухпроводном медном фидере, соединяющем антенну с входом приемника, существует режим бегущих волн. Параметры фидера: диаметр проводов  $d = 1$  мм, расстояние между их центрами  $D = 10$  мм, длина  $l = 9$  м, относительная диэлектрическая проницаемость изоляции  $\epsilon = 4$ . Определить мощность, поступающую на вход приемника, и КПД фидера, если мощность на входе фидера  $P_{\text{вх}} = 5$  мкВт, а рабочая частота  $f = 86$  МГц.

3.63. Радиопередатчик работает на волне длиной  $\lambda = 19$  м и развивает мощность  $P_{\text{пер}} = 400$  Вт, которая по согласованному двухпроводному воздушному фидеру поступает в антенну, расположенную на расстоянии  $l = 200$  м от передатчика. Фидер выполнен из медных проводов диаметром  $d = 4$  мм с расстоянием между их центрами  $D = 18$  см. Определить: сопротивление нагрузки фидера; затухание в фидере; амплитудные значения тока и напряжения в начале и в конце фидера.

3.64. Радиопередатчик работает на волне длиной  $\lambda = 19$  м и развивает мощность  $P_{\text{пер}} = 400$  Вт, которая по согласованному двухпровод-

ному воздушному фидеру поступает в антенну, расположенную на расстоянии  $l = 200$  м от передатчика. Фидер выполнен из медных проводов диаметром  $d = 4$  мм и расстоянием между их центрами  $D = 18$  см. Определить: затухание в фидере, поступающую в нагрузку мощность; мощность потерь в фидере; КПД фидера.

3.65. Антенна связного радиопередатчика, работающего на волне длиной  $\lambda = 3$  м, соединена с ним посредством согласованного коаксиального медного фидера. Параметры фидера: диаметр внутреннего проводника  $d = 2,5$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 7,3$  мм, длина  $l = 20$  м, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,2$ . Определить мощность на входе фидера, если поступающая в антенну мощность равна 6 Вт.

3.66. Определить мощность, выделяемую в согласованной нагрузке  $R_n = 75$  Ом коаксиального медного фидера длиной  $l = 5$  м, если мощность на входе фидера  $P_{вх} = 5$  Вт, диаметр внутреннего проводника фидера  $d = 8$  мм, а длина волны генератора  $\lambda = 25$  см.

3.67. Коаксиальный воздушный фидер, выполненный из меди и работающий на частоте  $f = 300$  МГц, нагружен на активное сопротивление  $R_n = 50$  Ом, равное волновому. Потеря мощности на 1 м фидера составляет 2,5 %. Определить диаметры проводников фидера.

3.68. Передатчик мощностью  $P_{пер} = 500$  Вт соединен с фидером, имеющим затухание 0,435 дБ. Фидер нагружен на активное сопротивление  $R_n = 300$  Ом, равное волновому. Определить амплитуды напряжения и тока в нагрузке, выделяемую в ней мощность, а также КПД фидера.

3.69. Определить КПД фидера длиной  $l = 300$  м, имеющего погонное затухание  $\alpha_1 = 2,61$  дБ/км и волновое сопротивление  $W_\phi = 650$  Ом, если фидер нагружен на активное сопротивление:

а)  $R_n = W_\phi$ ; б)  $R_n = 1$  кОм.

3.70. При каком значении активного сопротивления нагрузки КПД фидера длиной  $l = 300$  м, имеющего погонное затухание  $\alpha_1 = 2,61$  дБ/км и волновое сопротивление  $W_\phi = 650$  Ом, будет равен:

а) 0,8; б) 0 ?

3.71. Определить КПД фидера длиной  $l = 100$  м, имеющего погонное затухание  $\alpha_1 = 3,48$  дБ/км и работающего с КБВ, равным: а) 0,5;

б) 0,1. Чему равен КПД этого фидера при работе в согласованном режиме?

3.72. Определить мощность, поступающую в антенну по фидеру длиной 100 м, если мощность излучения антенны равна 10 кВт, КПД антенны составляет 90 %, погонное затухание фидера  $\alpha_1 = 4,35$  дБ/км, а КБВ в нем равен 0,8.

3.73. Определить входное сопротивление короткозамкнутого на конце четвертьволнового ( $l = \lambda_v/4$ ) двухпроводного воздушного фидера, если выполнен он из медных проводов диаметром  $d = 5$  мм, расстояние между их центрами  $D = 9$  см. Длина фидера  $l = 4$  м.

3.74. Определить диаметр медных проводов, из которых выполнен четвертьволновый ( $l = \lambda_v/4$ ) двухпроводный воздушный фидер, короткозамкнутый на конце, если длина фидера  $l = 2$  м, волновое сопротивление равно 300 Ом, а входное сопротивление составляет  $R_{вх} = 400$  кОм.

3.75. Входное сопротивление короткозамкнутого на конце четвертьволнового ( $l = \lambda_v/4$ ) коаксиального воздушного фидера, выполненного из меди, равно  $R_{вх} = 100$  кОм. Размеры фидера: диаметр внутреннего проводника  $d = 4$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 12$  мм. Определить длину фидера.

3.76. Сопротивление потерь относительно входа разомкнутого двухпроводного воздушного фидера длиной  $l = \lambda_v/4$  составляет  $R_{вх} = 0,4$  Ом. Частота генератора  $f = 22$  МГц. Определить размеры фидера, при которых его волновое сопротивление равно 400 Ом. Фидер выполнен из меди.

3.77. Добротность колебательного контура, элементом которого является четвертьволновый отрезок двухпроводного воздушного фидера длиной  $l = 50$  см, составляет  $Q = 1850$ . Определить диаметр проводов, из которых выполнен фидер, если его волновое сопротивление равно 240 Ом. Фидер выполнен из меди.

### *Применение круговых диаграмм*

3.78. Воздушный фидер, имеющий волновое сопротивление  $W_v = 200$  Ом, нагружен на активное сопротивление  $R_n = 100$  Ом. Частота генератора  $f = 300$  МГц. Определить входное сопротивление фидера, если его длина  $l$  равна: а) 15 см; б) 25 см; в) 50 см; г) 65 см. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

3.79. К измерительной линии с волновым сопротивлением  $70 \text{ Ом}$  и  $K_{\text{БВ}} = 0,4$  последовательно подключена неизвестная нагрузка. Минимум напряжения при включении этой нагрузки переместился на  $10 \text{ см}$  в сторону генератора относительно его положения в разомкнутой на конце линии. Измерения проводились на волне длиной  $\lambda_{\text{в}} = 60 \text{ см}$ . Определить сопротивление нагрузки. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

3.80. Короткозамкнутая линия без потерь с волновым сопротивлением  $600 \text{ Ом}$  имеет относительную длину, равную  $0,85 \lambda_{\text{в}}$ . Определить входное сопротивление и входную проводимость линии, пользуясь круговой диаграммой сопротивлений.

3.81. Разомкнутый отрезок линии без потерь с волновым сопротивлением  $500 \text{ Ом}$  имеет относительную длину, равную  $0,8 \lambda_{\text{в}}$ . Определить входное сопротивление и входную проводимость отрезка линии, пользуясь круговой диаграммой сопротивлений.

3.82. Воздушный фидер, волновое сопротивление которого  $200 \text{ Ом}$ , заканчивается нагрузкой  $R_{\text{н}} = 150 \text{ Ом}$ . Длина волны  $\lambda = 8 \text{ м}$ . Пользуясь круговой диаграммой, определить входное сопротивление фидера в точке, находящейся на расстоянии  $l = 30 \text{ см}$  от нагрузки, а также значение КБВ в фидере.

3.83. Воздушный фидер с волновым сопротивлением  $200 \text{ Ом}$  и длиной  $l = 57 \text{ м}$  подсоединен к генератору, работающему на частоте  $f = 15 \text{ МГц}$ . Другим концом фидер подключен к антенне, входное сопротивление которой  $Z_{\text{вх}} = (100 + i50) \text{ Ом}$  является для него нагрузкой. Определить с помощью круговой диаграммы КБВ и входное сопротивление фидера. Сравнить значения с найденными по формулам.

3.84. Фидер с волновым сопротивлением  $100 \text{ Ом}$  нагружен на активное сопротивление. Найти величину этого сопротивления, если известно, что КБВ в фидере равен  $0,25$ , а максимум напряжения приходится на нагрузку. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

3.85. Воздушная линия без потерь с волновым сопротивлением  $100 \text{ Ом}$  нагружена на активное сопротивление. Какой величины следует взять это сопротивление, чтобы при значении КБВ в линии, равном  $0,25$ , максимум напряжения находился на расстоянии в четверть длины волны от нагрузки? Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

3.86. Короткозамкнутая линия без потерь с волновым сопротивлением  $200 \text{ Ом}$  имеет относительную длину  $l/\lambda_{\text{в}} = 0,45$ . Определить

с помощью круговой диаграммы входное сопротивление и входную проводимость линии.

3.87. Разомкнутая линия без потерь с волновым сопротивлением 200 Ом имеет относительную длину  $l/\lambda_b = 2,35$ . Определить с помощью круговой диаграммы входное сопротивление и входную проводимость линии.

3.88. Длина короткозамкнутой воздушной линии без потерь равна  $l = 354$  м, ее волновое сопротивление 100 Ом. Определить с помощью круговой диаграммы входное сопротивление и входную проводимость линии на частоте  $f = 10$  МГц.

3.89. Линия без потерь с волновым сопротивлением 600 Ом работает на волне длиной  $\lambda_b = 73$  м. Длина линии  $l = 500$  м, сопротивление нагрузки  $Z_n = (300 + i150)$  Ом. Определить с помощью круговой диаграммы КБВ, входное сопротивление и входную проводимость линии.

3.90. Линия передачи с волновым сопротивлением 600 Ом работает на волне длиной  $\lambda_b = 40$  м. КБВ в линии равен 0,5, а расстояние от нагрузки до ближайшего к ней минимума напряжения равно 7,2 м. Определить с помощью круговой диаграммы сопротивление и проводимость нагрузки.

3.91. Антенна возбуждается волноводом прямоугольного сечения с размерами  $23 \times 10$  мм, в котором распространяется волна основного типа. Длина волны генератора  $\lambda = 30,5$  мм. Измерения дали значение  $K_{БВ} = 0,5$  и значение расстояния от первого минимума напряжения до входа антенны 20 мм. Определить нормированное входное сопротивление антенны. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

3.92. Антенна возбуждается волноводом прямоугольного сечения с размерами  $23 \times 10$  мм, в котором распространяется волна основного типа. Измерения на волне  $\lambda_b = 30,5$  мм дали значение  $K_{БВ} = 0,5$  и значение расстояния от первого минимума напряжения до входа антенны 20 мм. Определить нормированное входное сопротивление антенны. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

## 4. СОГЛАСОВАНИЕ ФИДЕРОВ С НАГРУЗКОЙ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### *Общие положения*

Под согласованием понимают устранение в линии отраженных от нагрузки волн, в результате чего мощность, поступающая в нагрузку, достигает максимально возможного значения. Увеличивается при этом и КПД фидера. Согласование достигается, если коэффициент отражения от нагрузки равен нулю, что возможно только в том случае, когда сопротивление нагрузки является чисто активным и равным волновому сопротивлению линии. Во всех остальных случаях необходимо применение специальных методов. Известны три основных метода согласования:

- 1) метод поглощения отраженной волны;
- 2) метод компенсирующих реактивностей;
- 3) метод плавных переходов.

Метод поглощения отраженной волны заключается в том, что в линию включается устройство типа вентиля или циркулятора, посредством которого отраженная волна отводится в поглощающую нагрузку. Применение этого метода предполагает максимальное согласование между собой всех элементов антенно-фидерного тракта.

Сущность метода компенсирующих реактивностей заключается в том, что в тракт в непосредственной близости от отражающего элемента вводится дополнительная неоднородность, которая создает отраженную от нее волну, равную по амплитуде и противоположную по фазе волне, отраженной от элемента. Метод позволяет полностью согласовать практически любой элемент тракта на фиксированной частоте или в узкой полосе частот. Принципиально возможно согласование и в более широкой полосе, если свойства компенсирующей неоднородности с изменением частоты меняются соответствующим образом. В качестве компенсирующих реактивностей применяются шлейфы, включаемые в линию параллельно или последовательно, а в волноводной технике — диафрагмы и штыри.

Метод плавных переходов заключается в применении неоднородных линий, плавно изменяющих свои параметры вдоль линии. Метод обеспечивает согласование в широкой полосе частот, но позволяет согласовывать только активные сопротивления или комплексные, но с малой величиной реактивных составляющих полного сопротивления. Кроме плавных переходов применяются широкополосные ступенчатые переходы, которые позволяют уменьшить длину перехода и получить заданную степень согласования в необходимом частотном диапазоне.

### Узкополосное согласование

В том случае когда нагрузка имеет чисто активное сопротивление  $R_{\text{н}} = W_{\text{в}}$ , согласование на фиксированной частоте довольно просто осуществляется с помощью четвертьволнового трансформатора проходного типа. В этом случае между нагрузкой и генератором включается отрезок линии передачи длиной  $l_{\text{тр}} = \lambda_{\text{в}} / 4$  с волновым сопротивлением, определяемым по формуле

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{R_{\text{н}} W_{\text{в}}}. \quad (4.1)$$

Для волноводного трансформатора, согласующего на волне основного типа прямоугольные волноводы с разными волновыми сопротивлениями  $W_{\text{в1}}$  и  $W_{\text{в2}}$  при одинаковом размере  $a$ , размер  $b_{\text{тр}}$  узкой стенки трансформирующей секции волновода может быть найден как

$$b_{\text{тр}} = \sqrt{b_1 b_2}. \quad (4.2)$$

Рассмотрим согласование линии с произвольной нагрузкой. Пусть  $l$  — координата вдоль линии, отсчитываемая от нагрузки с комплексным сопротивлением  $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + iX_{\text{н}}$ . Условие согласования линии с комплексной нагрузкой посредством компенсирующего параллельного шлейфа, включенного в сечение  $l = l_1$ , будет иметь вид

$$G_{\text{вх}} = 1/W_{\text{в}}; \quad B_{\text{ш}} = -B_{\text{вх}}, \quad (4.3)$$

где  $G_{\text{вх}}$  и  $B_{\text{вх}}$  — активная и реактивная составляющие входной проводимости линии в месте включения шлейфа;  $B_{\text{ш}}$  — реактивная проводимость шлейфа. При выполнении условия (4.3), если в линии нет других неоднородностей, от компенсирующей реактивности до генератора  $\Gamma$  будет бегущая волна ( $U = \text{const}$ ), а между реактивностью и нагрузкой — стоячая волна.

Длину шлейфа  $l_2$  и место его включения  $l_1$  при любом значении сопротивления нагрузки можно найти, измерив КБВ в линии и определив координату  $l_{\text{мин}}$ , в которой амплитуда напряжения имеет минимальное значение  $U_{\text{мин}}$ . Тогда при равенстве волновых сопротивлений шлейфа и линии передачи длина короткозамкнутого шлейфа  $l_2$  и расстояние  $\Delta l$  от минимума волны напряжения в линии до места включения шлейфа определяются по формулам

$$l_2 = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2\pi} \arctg \left( \frac{\pm \sqrt{K_{\text{БВ}}}}{1 - K_{\text{БВ}}} \right); \quad (4.4)$$

$$\Delta l = \frac{\lambda_B}{2\pi} \operatorname{arctg}(\pm \sqrt{K_{CB}}). \quad (4.5)$$

Двузначность определения  $l_2$  и  $\Delta l$  по формулам (4.4) и (4.5) связана с тем, что условие (4.3) может выполняться в двух точках каждого полуволнового участка фидера. Длина разомкнутого на конце шлейфа отличается от длины короткозамкнутого шлейфа на  $\pm 0,25\lambda_B$ .

В волноводной технике параллельно включенные шлейфы, используемые в качестве реактивных согласующих элементов, реализуются посредством волноводных диафрагм, настроечных емкостных штырей и индуктивных стержней.

Реактивная проводимость (в сименсах) симметричной емкостной диафрагмы рассчитывается по формуле

$$B_C \approx \frac{9,2b}{W_B \lambda_B} \operatorname{Igcsc} \left( \frac{\pi \Delta b}{2b} \right), \quad (4.6)$$

где  $\Delta b$  — ширина окна диафрагмы;  $W_B$  — волновое сопротивление волновода;  $\lambda_B$  — длина волны в волноводе.

Значения реактивной проводимости (в сименсах) индуктивных симметричной и несимметричной диафрагм находятся по формулам:

а) для симметричной диафрагмы

$$B_L \approx -\frac{\lambda_B}{W_B a} \operatorname{ctg}^2 \left( \frac{\pi \Delta a}{2a} \right); \quad (4.7)$$

б) для несимметричной диафрагмы

$$B_L \approx -\frac{\lambda_B}{W_B a} \left[ 1 + \operatorname{csc}^2 \left( \frac{\pi \Delta a}{2b} \right) \right] \operatorname{ctg}^2 \left( \frac{\pi \Delta a}{2a} \right), \quad (4.8)$$

где  $\Delta a$  — ширина окна диафрагмы в формуле (4.7); расстояние от узкой стенки волновода до края диафрагмы в формуле (4.8).

Ширина окна  $\Delta a$  индуктивных диафрагм определяется из условия

$$\frac{1 - K_{BB}}{W_B \sqrt{K_{BB}}} = B_L. \quad (4.9)$$

Место включения индуктивного штыря относительно узкой стенки волновода  $a_1$  и его диаметр  $d$  определяются из условия согласования (4.3) и формулы для реактивного сопротивления стержня в волноводе

$$X_L \approx 1,15 \frac{W_B a}{\lambda_B} \operatorname{csc}^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \operatorname{Igc} \left( \frac{4a}{\pi a_1} \sin \frac{\pi d}{a} \right). \quad (4.10)$$

Расчет согласующих узкополосных устройств удобно также проводить, пользуясь круговой диаграммой Вольперта-Смита. С ее помощью можно эффективно, в пределах графической точности, решать различные задачи, в том числе и по узкополосному согласованию.

### ***Широкополосное согласование***

Для согласования активных сопротивлений в широкой полосе частот используют отрезки неоднородных линий. Наибольшее применение нашел экспоненциальный трансформатор, волновое сопротивление которого меняется по закону

$$W(x) = W_{\text{в}} \exp(b_0 x), \quad (4.11)$$

где  $W_{\text{в}}$  — волновое сопротивление линии на входе трансформатора;  $x$  — линейная координата вдоль оси трансформатора;  $b_0$  — постоянная, характеризующая скорость изменения волнового сопротивления трансформатора, определяемая по формуле

$$b_0 = \frac{8\pi}{\lambda_{\text{max}}} \frac{1 - K_{\text{БВ}}}{1 + K_{\text{БВ}}}. \quad (4.12)$$

В (4.12)  $\lambda_{\text{max}}$  — максимальная длина волны рабочего диапазона;  $K_{\text{БВ}}$  — минимально допустимая величина КБВ в линии.

Длина экспоненциального трансформатора определяется по формуле

$$l_{\text{тр}} = \frac{2,3}{b_0} \lg \frac{R_{\text{н}}}{W_{\text{в}}}, \quad (4.13)$$

где  $R_{\text{н}}$  — активное сопротивление нагрузки.

Широкополосное согласование в линиях передачи можно также выполнить, используя многоступенчатые трансформаторы, длина каждой ступеньки которых равна четверти длины волны в линии. Волновые сопротивления каждого из участков двухступенчатого трансформатора рассчитываются по формулам

$$W_{\text{тр1}} = \sqrt{R_1 \sqrt{R_1 R_2}}, \quad W_{\text{тр2}} = \sqrt{R_2 \sqrt{R_1 R_2}}, \quad (4.14)$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — согласуемые активные сопротивления, которыми могут также быть волновые сопротивления фидерных линий.

### **Примеры решения задач**

1. Воздушная коаксиальная линия передачи, имеющая волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 50$  Ом, подключена к симметричному полуволно-

вому вибратору, входное сопротивление которого  $R_{\text{вх}} = 73 \text{ Ом}$ . Какой диаметр должен иметь внутренний проводник линии на согласующем четвертьволновом участке и вне его, если наружный проводник всюду имеет диаметр  $D = 16 \text{ мм}$ ?

*Решение*

По формуле (4.1) определяем волновое сопротивление линии на согласующем четвертьволновом участке

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{R_{\text{вх}} W_{\text{в}}} = \sqrt{73 \cdot 50} \approx 60,4 \text{ Ом}.$$

Диаметр внутреннего проводника  $d_{\text{тр}}$  на этом участке находим из формулы для волнового сопротивления коаксиального фидера (1.1)

$$\ln \frac{D}{d_{\text{тр}}} = \frac{W_{\text{тр}}}{60} = \frac{60,5}{60} \approx 1.$$

Откуда получаем

$$\frac{D}{d_{\text{тр}}} = 2,72; \quad d_{\text{тр}} = \frac{D}{2,72} = \frac{16}{2,72} \text{ мм} \approx 5,85 \text{ мм}.$$

Аналогично определяем диаметр внутреннего проводника на основном участке линии:

$$\ln \frac{D}{d} = \frac{W_{\text{в}}}{60} = \frac{50}{60} \approx 0,83;$$

$$\frac{D}{d} \approx 2,3; \quad d = \frac{D}{2,3} = \frac{16}{2,3} \text{ мм} \approx 6,95 \text{ мм}.$$

2. Определить размеры поперечного сечения  $a_{\text{тр}}, b_{\text{тр}}$  и длину четвертьволнового трансформатора, согласующего два прямоугольных волновода, из которых один имеет размеры  $a_1 = 19,05 \text{ мм}$ ;  $b_1 = 9,53 \text{ мм}$ , а другой  $a_2 = 19,05 \text{ мм}$ ;  $b_2 = 7,08 \text{ мм}$ . По волноводу передается волна  $H_{10}$  с частотой  $12 \text{ ГГц}$ .

*Решение*

Волновое сопротивление согласующего волноводного трансформатора определяется формулой (4.1)

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{W_1 W_2},$$

в которой

$$W_{\text{тр}} = \frac{\pi b_{\text{тр}}}{2a_{\text{тр}}} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}; \quad W_1 = \frac{\pi b_1}{2a_1} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}};$$

$$W_2 = \frac{\pi b_2}{2a_2} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}.$$

Требуемое волновое сопротивление  $W_{\text{тр}}$  устанавливается подбором размера узкой стенки волновода, так как  $a_1 = a_2 = a$ . Следовательно, критическая длина волны  $\lambda_{\text{кр}}$  на всех участках волноводной линии одинакова. Это позволяет вместо (4.1) записать соотношение (4.2), из которого находим  $b_{\text{тр}} = \sqrt{9,53 \cdot 7,08} = 8,21$  мм.

Поскольку  $\lambda_{\text{кр}} = 2a = 38,1$  мм, то длина волны в волноводе будет равна  $\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{25}{\sqrt{1 - \left(\frac{25}{38,1}\right)^2}} = 33,13$  мм.

Следовательно, длина согласующего отрезка волновода равна

$$\lambda_{\text{тр}} = \frac{\lambda_{\text{в}}}{4} = 8,28 \text{ мм.}$$

3. Определить волновые сопротивления и диаметр внутреннего проводника участков двухступенчатого коаксиального воздушного ( $\epsilon = 1$ ) трансформатора, предназначенного для согласования коаксиальной линии передачи, имеющей волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 75$  Ом, с антенной, входное сопротивление которой  $R_{\text{вх}} = 150$  Ом. Внутренний диаметр наружного проводника линии всюду одинаков и составляет  $D = 20$  мм.

*Решение*

Волновые сопротивления трансформирующих секций определяем по формуле (4.14):

$$W_{\text{тр1}} = \sqrt{W_{\text{в}} \sqrt{W_{\text{в}} R_{\text{вх}}}} = \sqrt{75 \sqrt{75 \cdot 150}} \text{ Ом} \approx 89 \text{ Ом},$$

$$W_{\text{тр2}} = \sqrt{R_{\text{вх}} \sqrt{W_{\text{в}} R_{\text{вх}}}} = \sqrt{150 \sqrt{75 \cdot 150}} \text{ Ом} \approx 126 \text{ Ом.}$$

Чтобы определить диаметр внутреннего проводника трансформатора, воспользуемся формулой (1.20) для волнового сопротивления коаксиальной линии:

$$W_{\text{тр1}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d_1}; \quad \ln \frac{D}{d_1} = \frac{W_{\text{тр1}}}{60} = \frac{89}{60} \cong 1,48; \quad \frac{D}{d_1} \cong 4,4.$$

Откуда следует  $d_1 = \frac{D}{4,4} = \frac{20}{4,4} \text{ мм} \approx 4,52 \text{ мм}.$

$$W_{\text{тр2}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d_2}; \quad \ln \frac{D}{d_2} = \frac{W_{\text{тр2}}}{60} = \frac{126}{60} \cong 2,08; \quad \frac{D}{d_2} \cong 8.$$

Откуда следует  $d_2 = \frac{D}{8} = \frac{20}{8} \text{ мм} = 2,44 \text{ мм}.$

Длина каждой секции должна равняться четверти длины волны в линии.

4. Реактивная проводимость симметричной емкостной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $2,3 \times 1 \text{ см}$ , составляет  $B_C = 6,3 \cdot 10^4 \text{ См}$ . На какой частоте согласован тракт, если ширина окна диафрагмы равна  $\Delta b = 0,5 \text{ см}$ ?

*Решение*

Из формулы (4.6) находим  $\lambda$ :

$$B_C \approx 9,2 \frac{b}{W_B \lambda_B} \lg \csc \left( \frac{\pi \Delta b}{2b} \right) = \frac{9,2b \lg \csc(\pi \Delta b / 2b)}{\frac{60\pi^2}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \frac{b}{a} \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}} =$$

$$= \frac{9,2a [1 - (\lambda/2a)^2]}{60\pi^2 \lambda} \lg \csc(\pi \Delta b / 2b),$$

$$\lambda = -\frac{41\pi a B_C}{\lg \csc \left( \frac{\pi \Delta b}{2b} \right)} + \sqrt{\left[ \frac{41\pi B_C a}{\lg \csc \left( \frac{\pi \Delta b}{2b} \right)} \right]^2 + (2a)^2} =$$

$$= \left\{ \frac{-41\pi \cdot 2,3 \cdot 6,36 \cdot 10^{-4}}{\lg \csc \left( \frac{\pi \cdot 0,5}{2 \cdot 1} \right)} + \right.$$

$$+ \sqrt{\left[ \frac{41\pi \cdot 6,36 \cdot 10^{-4} \cdot 2,3}{\lg \csc\left(\frac{\pi \cdot 0,5}{2 \cdot 1}\right)} \right]^2 + (2 \cdot 2,3)^2} = 3,5 \text{ см.}$$

Следовательно, волноводный тракт согласован на частоте

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{3,5} \text{ Гц} = 8570 \text{ МГц.}$$

5. Определить место включения и ширину окна согласующих диафрагм для волновода с размерами  $a = 2,29$  см,  $b = 1,02$  см, если известно сечение, в котором поперечная составляющая напряженности электрического поля имеет минимум, и что в волноводе  $K_{CB} = 2,4$ . Длина волны генератора  $\lambda = 3$  см, волновое сопротивление волновода  $W_B = 499,3$  Ом. В волноводе распространяется волна основного типа. Задачу решить с использованием круговой диаграммы.

*Решение*

На круговой диаграмме проводимостей находим точку, характеризующую проводимость волновода в месте расположения минимума напряженности электрического поля. Так как в данном случае  $K_{CB} = 2,4$ , то в месте расположения минимума электрического поля сопротивление волновода чисто активное и равно  $R_{\min} = \frac{W_B}{K_{CB}} = \frac{W_B}{2,4}$ .

Нормированные значения сопротивления и проводимости в этом сечении равны  $\bar{R}_{\min} = 1/2,4$  и  $\bar{G}_{\max} = 2,4$ , что соответствует точке  $A$ . Находим длину волны в волноводе, которая равна  $\lambda_B = 3,97$  см.

Определим расстояние от минимума напряженности электрического поля до места включения диафрагмы. Диафрагма должна находиться в сечении, где  $\bar{G} = 1$ . Поэтому для определения требуемого расстояния следует совершить поворот по окружности  $K_{CB} = 2,4$  до пересечения с окружностью  $\bar{G} = 1$ . Наличие двух точек пересечения  $B$  и  $C$  указывает на возможность согласования волновода при помощи индуктивной (точка  $C$ ) и емкостной (точка  $B$ ) диафрагм. Прямые, проведенные через центр диаграммы и точки  $B$  или  $C$ , пересекают шкалу отсчета в положении  $0,342 \lambda_B$ , причем точке  $B$  соответствует шкала отсчета к генератору, а точке  $C$  — к нагрузке. Следовательно, индуктивная диафрагма должна быть включена на расстоянии  $(0,342 - 0,25) \lambda_B =$

$= 0,092 \cdot 3,97 = 0,365$  см, которое отсчитывается от сечения волновода с минимальной напряженностью электрического поля в направлении к нагрузке, чтобы компенсировать имеющуюся здесь емкостную реактивную составляющую входной проводимости. Емкостная диафрагма должна быть расположена на таком же расстоянии в направлении к генератору.

Согласно положению точек  $B$  и  $C$  на круговой диаграмме нормированная проводимость диафрагм равна 0,9. Подставив это значение вместе с другими параметрами задачи в формулы (4.6) и (4.7), получим размеры диафрагм. Выберем симметричную емкостную диафрагму и определим ее размеры. Расчеты показывают, что ширина ее окна составляет 0,45 см.

### **Задачи для самостоятельного решения**

#### ***Узкополосное согласование. Четвертьволновые трансформаторы и компенсирующие реактивности***

4.1. Фидер, имеющий волновое сопротивление  $W_{в1} = 600$  Ом, необходимо согласовать с другим фидером, волновое сопротивление которого  $W_{в2} = 300$  Ом. Определить волновое сопротивление согласующего четвертьволнового трансформатора.

4.2. Двухпроводный воздушный фидер с волновым сопротивлением  $W_{в} = 450$  Ом соединен с симметричным вибратором, входное сопротивление которого  $R_{вх} = 200$  Ом. Какое расстояние должно быть между проводами фидера на согласующем четвертьволновом участке и вне его, если диаметр проводов равен  $d = 6$  мм?

4.3. Двухпроводная воздушная линия с волновым сопротивлением 600 Ом нагружена на сопротивление 420 Ом. Произвести расчет волнового сопротивления и длины четвертьволнового трансформатора для согласования линии с нагрузкой на частоте 30 МГц. Начертить схему согласования.

4.4. Коаксиальный фидер, нагруженный на петлеобразный вибратор, входное сопротивление которого  $R_{вх} = 300$  Ом, имеет параметры: диаметр внутреннего проводника  $d = 1,6$  мм, диаметр наружного проводника  $D = 10$  мм, относительная проницаемость диэлектрика  $\epsilon = 2,3$ . Для обеспечения в фидере режима бегущих волн используется согласующий четвертьволновый коаксиальный воздушный трансформатор.

Определить диаметр наружного проводника трансформатора, если диаметр его внутреннего проводника равен 1,6 мм.

4.5. Фидер с волновым сопротивлением  $W_{\text{в}} = 120 \text{ Ом}$  нагружен на активное сопротивление больше волнового. Для согласования фидера с нагрузкой используется четвертьволновый трансформатор. Определить волновое сопротивление трансформатора, если при отсутствии трансформатора  $K_{\text{БВ}} = 0,4$ .

4.6. Фидер с волновым сопротивлением  $W_{\text{в}} = 120 \text{ Ом}$  нагружен на активное сопротивление меньше волнового. Для согласования фидера с нагрузкой используется четвертьволновый трансформатор. Определить волновое сопротивление трансформатора, если при отсутствии трансформатора  $K_{\text{БВ}} = 0,4$ .

4.7. Чему должно равняться волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора, чтобы согласовать коаксиальный фидер, имеющий волновое сопротивление 50 Ом, с активной нагрузкой 200 Ом? Каковы должны быть длина и диаметр внешнего проводника коаксиального трансформатора на частоте 600 МГц, если диаметр внутреннего проводника равен 1 мм, а диэлектриком является полиэтилен с  $\epsilon = 2,25$ ?

4.8. Прямоугольный волновод сечением  $7,2 \times 3,4 \text{ см}$  согласован с волноводом сечением  $7,2 \times 1 \text{ см}$  посредством четвертьволнового трансформатора. В волноводах распространяются волны основного типа. Определить размер узкой стенки волновода в сечении трансформатора и волновое сопротивление трансформатора при работе на частоте  $f = 3260 \text{ МГц}$ .

4.9. Волновое сопротивление четвертьволнового волноводного трансформатора сечением  $2,3 \times 0,5 \text{ см}$  составляет  $W_{\text{в}} = 220 \text{ Ом}$ . Определить длину трансформатора и соотношение между размерами узких стенок согласуемых волноводов, в которых распространяются волны основного типа.

4.10. При какой длине волны генератора четвертьволновый волноводный трансформатор, имеющий размер узкой стенки 1,4 см и волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 220 \text{ Ом}$ , обеспечивает на волне основного типа согласование двух участков прямоугольного волновода с размером широкой стенки  $a = 5,8 \text{ см}$ ?

4.11. Четвертьволновый волноводный трансформатор имеет длину  $l = 8 \text{ мм}$  и размеры поперечного сечения  $17 \times 4 \text{ мм}$ . Определить волновое сопротивление трансформатора для волны основного типа.

4.12. Рассчитать размеры  $b_{\text{тр}}$  и  $l_{\text{тр}}$  четвертьволнового трансформатора, согласующего два прямоугольных волновода с размерами поперечных сечений:  $a_1 = a_2 = 22,86$  мм;  $b_1 = 10,16$  мм;  $b_2 = 11,41$  мм. По волноводу на частоте 10 ГГц распространяется волна основного типа.

4.13. Ширина окна симметричной емкостной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, составляет  $\Delta b = 2,4$  см. В волноводе распространяется волна основного типа. На какой частоте согласован тракт, если реактивная проводимость диафрагмы  $B_C = 2,9 \cdot 10^{-4}$  См?

4.14. Определить реактивную проводимость симметричной емкостной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, ширина окна которой  $\Delta b = 2,4$  см. В волноводе распространяется волна основного типа. Частота генератора  $f = 2500$  МГц.

4.15. Реактивная проводимость симметричной емкостной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $2,3 \times 1$  см, составляет  $B_C = 5,2 \cdot 10^{-4}$  См. В волноводе распространяется волна основного типа. Определить ширину окна диафрагмы, если рабочая частота  $f = 9375$  МГц.

4.16. Ширина окна симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, составляет  $\Delta a = 5,2$  см. В волноводе распространяется волна основного типа. На какой частоте согласован тракт, если реактивная проводимость диафрагмы  $B_L = 1,27 \cdot 10^{-3}$  См?

4.17. Определить реактивную проводимость симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, ширина окна которой составляет  $\Delta a = 5,2$  см. Частота генератора  $f = 3$  ГГц. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.18. Реактивная проводимость симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $2,3 \times 1$  см, составляет  $B_L = 6,28 \cdot 10^{-4}$  См. Определить ширину окна диафрагмы, если рабочая частота  $f = 10$  ГГц. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.19. Реактивная проводимость симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в прямоугольном волноводе с размером широкой стенки  $a = 6,1$  см, составляет  $B_L = 2,71 \cdot 10^{-4}$  См. Частота генератора  $f = 3000$  МГц. Определить размер узкой стенки волновода, если

ширина окна диафрагмы  $\Delta a = 55$  мм. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.20. Ширина окна несимметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, составляет  $\Delta a = 5,2$  см. В волноводе распространяется волна основного типа. На какой частоте согласован тракт, если реактивная проводимость диафрагмы  $B_L = 2,81 \cdot 10^{-3}$  См?

4.21. Определить реактивную проводимость несимметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, ширина окна которой составляет  $\Delta a = 5,2$  см. Частота генератора  $f = 3000$  МГц. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.22. Определить ширину окна симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением  $7,2 \times 3,4$  см, работающем на частоте  $f = 3260$  МГц, если при отсутствии диафрагмы  $K_{БВ} = 0,64$ . В волноводе распространяется волна основного типа.

4.23. Определить КБВ в несогласованном волноводном тракте с волновым сопротивлением  $W_B = 230$  Ом до установки симметричной компенсирующей индуктивной диафрагмы, реактивная проводимость которой  $B_L = 3,08 \cdot 10^{-3}$  См. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.24. В волноводе с размерами  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм определить расстояние от минимума напряженности электрического поля до места включения симметричной индуктивной диафрагмы (в направлении к нагрузке), если  $K_{СВ} = 4$ . Определить ширину окна диафрагмы. Длина волны в свободном пространстве  $\lambda = 3,2$  см. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.25. Определить реактивное сопротивление индуктивного стержня диаметром  $d = 2$  мм, установленного в волноводе сечением  $6,1 \times 1$  см на расстоянии  $a_1 = 5$  мм от узкой стенки. Волновод согласован с нагрузкой на волне длиной  $\lambda = 8$  см. В волноводе распространяется волна основного типа.

4.26. Реактивное сопротивление индуктивного стержня, установленного в волноводе сечением  $5,8 \times 2,5$  см на расстоянии  $a_1 = 6$  мм от узкой стенки волновода, составляет  $X_L = 1725$  Ом. Частота генератора  $f =$

= 4000 МГц. В волноводе распространяется волна основного типа. Определить диаметр стержня.

**Узкополосное согласование. Применение круговых диаграмм**

4.27. Фидер, волновое сопротивление которого  $W_B = 300$  Ом, посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа согласован с сопротивлением  $Z_H = (70 + i10)$  Ом. Определить минимальное в длинах волн расстояние  $l_1$  между шлейфом и нагрузкой, а также относительную длину шлейфа  $l_2$ , если волновые сопротивления шлейфа и фидера одинаковы:  $W_{ш} = W_B$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.28. Определить минимальную длину параллельного короткозамкнутого шлейфа  $l_2$ , используемого для согласования фидера с нагрузкой  $Z_H = (240 - i60)$  Ом, если волновые сопротивления шлейфа и фидера одинаковы  $W_{ш} = W_B = 120$  Ом. Длина волны  $\lambda_B = 2,5$  м. Определить также минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения шлейфа. Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.29. Для согласования воздушного фидера с нагрузкой  $Z_H = (100 - i80)$  Ом используется параллельный короткозамкнутый шлейф с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению фидера  $W_{ш} = W_B = 400$  Ом. Какой минимальной длины  $l_2$  должен быть взят шлейф и на каком расстоянии  $l_1$  от нагрузки он должен быть установлен, чтобы фидер был согласован с нагрузкой на частоте  $f = 30$  МГц? Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.30. Для согласования двухпроводного воздушного фидера с нагрузкой  $Z_H = (200 + i225)$  Ом используется параллельный короткозамкнутый шлейф с волновым сопротивлением  $W_{ш} = W_B = 500$  Ом. Определить минимальную длину  $l_2$  и диаметр проводов согласующего шлейфа, если расстояние между проводами шлейфа  $D = 12,9$  см, а длина волны  $\lambda_B = 20$  м. Начертить схему согласования. Определить также минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения

шлейфа. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.31. Воздушный фидер, волновое сопротивление которого  $W_B = 560$  Ом, на частоте  $f = 93,75$  МГц необходимо согласовать с активной нагрузкой  $R_H = 2240$  Ом, используя параллельный короткозамкнутый шлейф с волновым сопротивлением  $W_{ш} = W_B$ . Определить расстояние  $l_1$  от нагрузки до точек подключения шлейфа, а также длину шлейфа  $l_2$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.32. Воздушный фидер, волновое сопротивление которого  $W_B = 50$  Ом, на частоте  $f = 1000$  МГц посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа согласован с активным сопротивлением  $R_H = 75$  Ом. Определить минимальное расстояние между шлейфом и нагрузкой  $l_1$ , а также длину шлейфа  $l_2$ , если волновые сопротивления шлейфа и фидера одинаковы:  $W_{ш} = W_B$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.33. Воздушный фидер, волновое сопротивление которого  $W_B = 50$  Ом, на частоте  $f = 1000$  МГц посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа согласован с активным сопротивлением  $R_H = 75$  Ом. Волновые сопротивления шлейфа и фидера одинаковы:  $W_{ш} = W_B$ . Определить место включения  $l_1$  и длину шлейфа  $l_2$ . Чему равны в месте включения шлейфа входное сопротивление и входная проводимость фидера? Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.34. Двухпроводный фидер с волновым сопротивлением  $W_B = 600$  Ом имеет активную нагрузку  $R_H = 1$  кОм. Требуется подобрать катушку индуктивности и включить ее параллельно фидеру так, чтобы в нем установился режим бегущих волн. Длина волны  $\lambda_B = 15$  м. Заменить катушку параллельным короткозамкнутым шлейфом с волновым сопротивлением  $W_{ш} = 600$  Ом. Начертить схему согласования. Определить индуктивность катушки, а с помощью круговой диаграммы определить также минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения шлейфа и его длину  $l_2$ .

4.35. Определить место включения  $l_1$  и длину  $l_2$  параллельного короткозамкнутого шлейфа для согласования фидера с нагрузкой, если с помощью измерительной линии установлено, что в отсутствие шлейфа  $K_{\text{БВ}} = 0,25$  и расстояние от места включения шлейфа до ближайшего минимума волны напряжения составляет  $\Delta l = 0,19\lambda_{\text{в}}$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.36. В двухпроводном фидере  $K_{\text{БВ}} = 0,64$ . Расстояние между минимумом волны напряжения в фидере и нагрузкой составляет  $0,3\lambda_{\text{в}}$ . Какую длину  $l_2$  должен иметь параллельный короткозамкнутый шлейф и на каком расстоянии  $l_1$  от нагрузки он должен быть установлен, чтобы обеспечить согласованный режим? Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.37. На каком расстоянии  $\Delta l$  от минимума волны напряжения в фидере следует подключить согласующий параллельный короткозамкнутый шлейф и какой длины  $l_2$  он должен быть, если измерения напряжения вдоль фидера при подключенной нагрузке и отключенном шлейфе дают значения  $U_{\text{min}} = 20 \text{ В}$ ,  $U_{\text{max}} = 40 \text{ В}$ ? Длина волны в фидере  $\lambda_{\text{в}} = 13 \text{ м}$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.38. Фидер согласован с нагрузкой посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа длиной  $l_2 = 0,1\lambda_{\text{в}}$ . Определить минимальную амплитуду напряжения в фидере до подключения шлейфа и место его включения относительно нагрузки  $l_1$ , если максимальная амплитуда напряжения в фидере равна  $U_{\text{max}} = 145 \text{ В}$ , а расстояние между первым минимумом волны напряжения и нагрузкой составляет  $0,44\lambda_{\text{в}}$ . Начертить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.39. Коаксиальная воздушная линия согласована с нагрузкой посредством параллельного разомкнутого на конце шлейфа, установленного на расстоянии  $l_1 = 14,4 \text{ см}$  от нагрузки. Первый минимум волны напряжения находится на расстоянии  $12 \text{ см}$  от нагрузки. Определить длину шлейфа  $l_2$  при работе фидера на частоте  $f = 1000 \text{ МГц}$ . Начер-

тить схему согласования. Задачу решить с помощью круговой диаграммы и результат проверить по формулам.

4.40. Двухпроводная воздушная линия с волновым сопротивлением 400 Ом подсоединена к симметричному вибратору, входное сопротивление которого на частоте 300 МГц равно  $(400 + i400)$  Ом. Линию необходимо согласовать с нагрузкой посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии. Начертить схему согласования. С помощью круговой диаграммы определить минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения шлейфа и его длину  $l_2$ . Результат проверить по формулам.

4.41. Двухпроводная воздушная линия с волновым сопротивлением 500 Ом нагружена на сопротивление  $Z_n = (420 - i140)$  Ом и предназначена для работы на частоте 20 МГц. Провести согласование линии с нагрузкой посредством параллельного короткозамкнутого шлейфа. Начертить схему согласования. С помощью круговой диаграммы определить минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения шлейфа и его длину  $l_2$ . Результат проверить по формулам.

4.42. Двухпроводная воздушная линия с волновым сопротивлением 300 Ом согласуется на частоте 100 МГц с неизвестной нагрузкой при помощи параллельного шлейфа. Экспериментально установлено, что коэффициент бегущей волны в линии равен 0,3, а расстояние от нагрузки до ближайшего к ней максимума напряжения равно 0,6 м. Начертить схему согласования. С помощью круговой диаграммы определить минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до места включения шлейфа и длины короткозамкнутого и разомкнутого шлейфов. Результат проверить по формулам.

4.43. Фидер с волновым сопротивлением 560 Ом требуется согласовать с активной нагрузкой 2240 Ом при помощи параллельного индуктивного шлейфа. Длина волны в фидере равна 3,2 м. С помощью круговой диаграммы определить относительные минимальное расстояние  $l_1$  от нагрузки до точек включения шлейфа и его длину  $l_2$ . Результат проверить по формулам.

### ***Широкополосное согласование активных нагрузок***

4.44. Какой длины должен быть взят экспоненциальный трансформатор для согласования входного сопротивления антенны

$R_{\text{вх}} = 200$  Ом с волновым сопротивлением фидера  $W_{\text{в}} = 120$  Ом, если минимально допустимое значение  $K_{\text{БВ}} = 0,8$ ? Максимальная длина рабочей волны  $\lambda_{\text{max}} = 11$  м.

4.45. Минимально допустимое значение КБВ в фидере равно 0,75. Максимальная длина рабочей волны  $\lambda_{\text{max}} = 9$  м. Определить постоянную  $b_0$  экспоненциального согласующего трансформатора.

4.46. Двухпроводный воздушный фидер, волновое сопротивление которого  $W_{\text{в}} = 200$  Ом, согласован с антенной посредством экспоненциального трансформатора длиной  $l_{\text{тр}} = 1$  м. Постоянная трансформатора  $b_0 = 0,3 \text{ м}^{-1}$ . Определить входное сопротивление антенны.

4.47. Вибратор Надененко, входное сопротивление которого  $R_{\text{вх}} = 500$  Ом, согласован с двухпроводным воздушным фидером посредством экспоненциального трансформатора длиной  $l_{\text{тр}} = 1,5$  м, постоянная которого  $b_0 = 0,1 \text{ м}^{-1}$ . Определить расстояние между центрами проводников, если их диаметр  $d = 6$  мм.

4.48. Симметричный вибратор, входное сопротивление которого  $R_{\text{вх}} = 1,2$  кОм, согласован с двухпроводным воздушным фидером посредством экспоненциального трансформатора длиной  $l_{\text{тр}} = 0,7$  м. Максимальная длина рабочей волны  $\lambda_{\text{max}} = 5$  м. Определить диаметр проводов фидера, если расстояние между их центрами  $D = 12,6$  см. Минимально допустимое значение КБВ равно 0,6.

4.49. Симметричный вибратор, входное сопротивление которого  $R_{\text{вх}} = 1,2$  кОм, согласован с двухпроводным воздушным фидером посредством экспоненциального трансформатора длиной  $l_{\text{тр}} = 0,7$  м. Нижняя частота рабочего диапазона  $f_{\text{min}} = 66,7$  МГц. Определить диаметр проводов фидера, если расстояние между их центрами  $D = 12,6$  см. Минимально допустимое значение КБВ равно 0,6.

4.50. Определить волновое сопротивление и диаметр внутреннего проводника участков двухступенчатого коаксиального воздушного трансформатора, предназначенного для согласования коаксиального фидера, имеющего волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 50$  Ом, с антенной, входное сопротивление которой  $R_{\text{вх}} = 90$  Ом. Диаметр наружного проводника фидера всюду одинаков и равен 16 мм.

4.51. Волновые сопротивления участков двухступенчатого согласующего трансформатора составляют  $W_{\text{тр1}} = 150 \text{ Ом}$ ,  $W_{\text{тр2}} = 300 \text{ Ом}$ . Чему равно отношение согласуемых сопротивлений?

4.52. Фидер, волновое сопротивление которого  $W_{\text{в}} = 240 \text{ Ом}$ , согласован с активным сопротивлением  $R_{\text{н}} = 600 \text{ Ом}$ . Чему равно отношение волновых сопротивлений участков двухступенчатого согласующего трансформатора?

4.53. Коаксиальный воздушный фидер согласован с активной нагрузкой посредством двухступенчатого трансформатора, диаметры которого равны  $d_1 = 5 \text{ мм}$ ,  $d_2 = 3 \text{ мм}$ ,  $D = 16 \text{ мм}$ . Определить сопротивление нагрузки, если сопротивление фидера  $W_{\text{в}} = 50 \text{ Ом}$ .

4.54. Рассчитать трансформатор сопротивлений в виде двух последовательно соединенных четвертьволновых отрезков линий, с помощью которого можно провести широкополосное согласование двух фидеров с волновыми сопротивлениями  $40 \text{ Ом}$  и  $75 \text{ Ом}$ .

## 5. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### *Передающая антенна*

Комплексная векторная характеристика направленности передающей антенны по электрическому полю в дальней зоне, т.е. на расстоянии  $r$  от нее, удовлетворяющем неравенству

$$r/\lambda \geq 2(a+b)^2/\lambda^2, \quad (5.1)$$

где  $a$  и  $b$  — максимальные размеры передающей и приемной антенн, соответственно,  $\lambda$  — длина волны, в сферической системе координат описывается выражением

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \vec{p}(\theta, \varphi) \exp[i\Phi(\theta, \varphi)]. \quad (5.2)$$

В этом выражении  $F(\theta, \varphi)$ ,  $\vec{p}(\theta, \varphi)$ ,  $\Phi(\theta, \varphi)$  — соответственно амплитудная, поляризациянная и фазовая диаграммы антенны. Неравенство (5.1) получено при максимально допустимых (в поперечном направлении) фазовых искажениях поля, равных  $\pi/8$ .

Нормированные амплитудные ДН по напряженности поля и по мощности для антенны линейной поляризации определяются соотношениями

$$\bar{F}(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi)/E_{\max}(\theta_1, \varphi_1), \quad (5.3)$$

$$\bar{F}^2(\theta, \varphi) = E^2(\theta, \varphi)/E_{\max}^2(\theta_1, \varphi_1), \quad (5.4)$$

где  $E_{\max}(\theta_1, \varphi_1)$  — значение амплитуды электрического поля в максимуме ДН;  $\theta_1, \varphi_1$  — углы, соответствующие максимумам излучения; черта над символом функции означает нормировку.

Иногда нормированные ДН выражают в логарифмическом масштабе (в децибелах):

$$\bar{F}^2(\theta, \varphi) = 20 \lg \bar{F}(\theta, \varphi) = 10 \lg \bar{F}^2(\theta, \varphi). \quad (5.5)$$

Пространственное изображение нормированных амплитудных ДН имеет вид замкнутых поверхностей. По каждой из угловых координат обычно рассматривают два ортогональных сечения диаграммы в так называемых главных плоскостях, проходящих через ее максимальное значение. Например, если рассматривают ДН как функцию от  $\theta$ , то в плоскостях  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi/2$ . Сечение ДН главной плоскостью, содержащей электрический вектор, называют ДН в плоскости  $E$ , а сечение

главной плоскостью, содержащей магнитный вектор, — ДН в плоскости  $H$ . Плоские сечения нормированных амплитудных ДН изображают как в полярных, так и в прямоугольных координатах, причем первый способ используют преимущественно для построения ДН слабонаправленных антенн, а второй — остронаправленных.

Из графического построения нормированных ДН определяют полную ширину  $2\theta_{0,5}$  главного лепестка (луча) на уровне 0,5 по мощности (0,707 по полю или  $-3$  дБ в логарифмическом масштабе), положения нулей, а также уровень боковых лепестков  $\bar{F}_{q_{\max}}$  и их направления  $\theta_{q_{\max}}$ , где  $q$  — номер бокового лепестка.

Поляризация передающей антенны определяется поляризацией ее поля излучения по электрическому вектору. Наиболее общим случаем поляризации является эллиптическая поляризация, которая полностью описывается следующими параметрами поляризационного эллипса:

- углом  $\gamma_3$  наклона большой оси эллипса к орту  $\bar{\theta}_0$  сферической системы координат ( $0 \leq \gamma_3 \leq \pi/2$ );
- коэффициентом эллиптичности поляризации

$$K_3 = b/a, \quad (5.6)$$

где  $b$  и  $a$  — малая и большая полуоси эллипса ( $0 \leq K_3 \leq 1$ );

- знаком поляризации  $\text{sign}K_3$ , который указывает на направление вращения электрического вектора в плоскости эллипса:  $\text{sign}K_3 > 0$  — для правой поляризации и  $\text{sign}K_3 < 0$  — для левой.

При  $K_3 = 0$  эллипс вырождается в прямую линию, и поле имеет линейную поляризацию; при  $K_3 = \pm 1$  эллипс становится окружностью, и поле имеет круговую поляризацию.

Параметры поляризационного эллипса при известных компонентах излучаемого поля определяются по формулам

$$\gamma_3 = 0,5 \arctg \frac{2m \cos \psi}{1 - m^2}; \quad (5.7)$$

$$K_3 = 2m \sin \psi / \left[ 1 + m^2 + \sqrt{(1 + m^2)^2 - (2m \sin \psi)^2} \right], \quad (5.8)$$

где  $m = E_\phi / E_\theta$  — отношение амплитуд ортогональных компонент;

$\psi = (\arg \dot{E}_\varphi - \arg \dot{E}_\theta)$  — разность фаз комплексных амплитуд этих компонент.

Обратные зависимости имеют вид

$$m = \sqrt{(K_3^2 \operatorname{tg}^2 \gamma_3 + 1) / (K_3^2 + \operatorname{tg}^2 \gamma_3)}; \quad (5.9)$$

$$\psi = \arctg\{2K_3^2 / [(1 - K_3^2) \sin 2\gamma_3]\}. \quad (5.10)$$

Зависимость коэффициента эллиптичности от угловых координат точки наблюдения называют поляризационной диаграммой антенны.

Знание амплитудной и поляризационной диаграмм передающей антенны позволяет определить ее КНД. Для антенны линейной поляризации КНД по отношению к изотропному излучателю в направлении максимума ДН определяется выражением

$$D_0 = 4\pi \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \bar{F}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (5.11)$$

Для антенны эллиптической поляризации при совпадении максимумов парциальных ДН выражение для КНД имеет более сложный вид

$$D_0 = D_{\theta 0} + D_{\varphi 0}, \quad (5.12)$$

где  $D_{\theta 0} = 4\pi \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} [\bar{F}_\theta^2(\theta, \varphi) + \bar{F}_\varphi^2(\theta, \varphi) / m^2] \sin \theta d\theta d\varphi$  — парциальный КНД для компоненты поля  $E_\theta$ ;

$$D_{\varphi 0} = 4\pi \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} [m^2 \bar{F}_\theta^2(\theta, \varphi) + \bar{F}_\varphi^2(\theta, \varphi)] \sin \theta d\theta d\varphi$$
 — парциальный КНД для компоненты поля  $E_\varphi$ .

Здесь  $\bar{F}_\theta(\theta, \varphi)$  и  $\bar{F}_\varphi(\theta, \varphi)$  — нормированные амплитудные ДН взаимно ортогональных компонент.

На практике применяют приближенную оценку КНД по формуле

$$D_0 \approx \frac{10}{2\theta_{0,5}^E 2\theta_{0,5}^H}, \quad (5.13)$$

где  $2\theta_{0,5}^E$  и  $2\theta_{0,5}^H$  — ширина ДН антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях в радианах.

При расчете КНД линейных антенн можно использовать соотношение

$$D_0 = \frac{\pi w}{R_{\Sigma_{\text{ВХ}}}} (l_{\text{эф}} / \lambda)^2, \quad (5.14)$$

где  $l_{\text{эф}}$  и  $R_{\Sigma_{\text{ВХ}}}$  — эффективная (действующая) длина и сопротивление излучения, отнесенное к входу антенны;  $\lambda$  — длина волны;  $w$  — волновое сопротивление среды (для вакуума  $w_0 = 120\pi$  Ом).

КПД антенны находится как

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\Pi}} = \frac{R_{\Sigma_{\text{ВХ}}}}{R_{\text{ВХ}}}, \quad (5.15)$$

где  $P_{\Sigma}$  — мощность излучения антенны,  $P_{\Pi}$  — мощность потерь в антенне;

$R_{\text{ВХ}} = R_{\Sigma_{\text{ВХ}}} + R_{\Pi}$  — активная часть входного сопротивления антенны;

$R_{\Sigma_{\text{ВХ}}}$  — сопротивление излучения антенны относительно ее входа;

$R_{\Pi}$  — сопротивление потерь в антенне.

Коэффициент усиления антенны в направлении максимума ДН определяется по формуле

$$G_0 = \eta D_0. \quad (5.16)$$

Диапазонные свойства антенны характеризуют либо отношением ширины полосы рабочих частот  $\Delta f$  к средней частоте диапазона  $f_{\text{ср}}$  и определяют в процентах

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{ср}}} = 2 \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} 100 \%, \quad (5.17)$$

где  $f_{\text{max}}$  и  $f_{\text{min}}$  — максимальная и минимальная частоты рабочего диапазона антенны,

либо коэффициентом перекрытия диапазона

$$K_{\Pi} = f_{\text{max}} / f_{\text{min}}. \quad (5.18)$$

### **Приёмная антенна**

По теореме взаимности приемную антенну характеризуют те же параметры, что и передающую. ЭДС, наводимая в приемной антенне полем электромагнитной волны, может быть найдена по формуле Неймана

$$e = E l_{\text{эф}} \overline{F}(\theta, \varphi) \cos \chi, \quad (5.19)$$

в которой

$$l_{\text{эф}} = \lambda \sqrt{\frac{G_0 R_{\text{вх}}}{\pi w}} = \lambda \sqrt{\frac{D_0 R_{\Sigma \text{вх}}}{\pi w}}. \quad (5.20)$$

В этих формулах:  $E$  — напряженность поля действующей на антенну волны;  $l_{\text{эф}}$  — эффективная длина антенны;  $\chi$  — угол между плоскостями поляризации приемной антенны и проходящей волны. Максимальная ЭДС в антенне наводится при  $\bar{F}(\theta, \varphi) \cos \chi = 1$ .

Максимально возможная мощность (в ваттах), отдаваемая приемной антенной с входным сопротивлением  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}}$  в согласованную нагрузку (приемник)  $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + iX_{\text{н}}$ , непосредственно подключенную к антенне, имеет место при  $R_{\text{вх}} = R_{\text{н}}$ ,  $X_{\text{вх}} = -X_{\text{н}}$  и определяется по формуле

$$P_{\text{max}} = \varepsilon_{\text{max}}^2 / 8R_{\text{вх}} = E^2 S_{\text{эф}} / 2w. \quad (5.21)$$

Мощность, отдаваемая приемной антенной в несогласованную нагрузку ( $R_{\text{вх}} \neq R_{\text{н}}$ ,  $X_{\text{вх}} \neq -X_{\text{н}}$ ), рассчитывается по формуле

$$P = \gamma P_{\text{max}} = \frac{4R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}{(R_{\text{вх}} + R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{вх}} + X_{\text{н}})^2} P_{\text{max}}, \quad (5.22)$$

где  $\gamma$  — коэффициент согласования антенны с нагрузкой (коэффициент передачи по мощности).

Мощность, которую приемная антенна отдает в нагрузку в случае, когда входное сопротивление антенны чисто активное и равно волновому сопротивлению фидера  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = W_{\text{ф}}$ , а нагрузка не согласована с фидером  $Z_{\text{н}} \neq W_{\text{ф}}$ , находится как

$$P = (1 - |\Gamma|^2) P_{\text{max}}, \quad (5.23)$$

где  $\Gamma$  — коэффициент отражения от нагрузки.

Формулы (5.21)–(5.23) потери не учитывают. Чтобы их учесть, необходимо правые части формул умножить на КПД.

Эффективная площадь (в квадратных метрах) приемной антенны с учетом потерь определяется выражением

$$S_{\text{эф}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_0. \quad (5.24)$$

Для линейных антенн эффективная площадь вводится чисто формально и пропорциональна квадрату эффективной длины

$$S_{\text{эф}} = \frac{w}{4R_{\Sigma}} I_{\text{эф}}^2, \quad (5.25)$$

где  $R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения антенны.

Собственная шумовая температура приемной антенны (в градусах Кельвина) определяется по формуле

$$T = T_0(1 - \eta), \quad (5.26)$$

где  $T_0$  — температура окружающей среды, К.

Максимальная мощность полезного сигнала  $P_{\text{пр}}$  на выходе приемной антенны, находящейся в дальней зоне относительно передающей антенны, рассчитывается по формуле идеальной радиопередачи

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi r)^2}, \quad (5.27)$$

где  $P_{\text{пер}}$  — мощность излучения передающей антенны;  $G_{\text{пер}}$ ,  $G_{\text{пр}}$  — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн;  $r$  — расстояние между антеннами.

### *Электрически малые (элементарные) излучатели*

К электрически малым излучателям относятся элементарный электрический вибратор (диполь Герца), элементарная рамка, элементарная щель (магнитный диполь Герца) и элементарная площадка (элемент Гюйгенса).

Комплексные амплитуды электрического (в вольтах на метр) и магнитного (в амперах на метр) полей в дальней зоне элементарного электрического вибратора, находящегося в однородной изотропной среде с волновым сопротивлением  $w$ , определяются по формулам

$$\dot{E}_{\theta} = i \frac{w I_0 k l}{4\pi r} \bar{F}(\theta) \exp(-ikr); \quad (5.28)$$

$$\dot{H}_{\varphi} = \dot{E}_{\theta} / w, \quad (5.29)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $I_0 = \text{const}$  — амплитуда тока в вибраторе;  $l$  — длина вибратора;  $r$  — расстояние от вибратора до точки наблюдения;  $\bar{F}(\theta) = \sin \theta$  — нормированная амплитудная ДН вибратора в плоскости, проходящей через ось вибратора (плоскость  $E$ );  $\theta$  — угол между осью вибратора и направлением в точку наблюдения.

Сопротивление излучения элементарного электрического вибратора находится как

$$R_{\Sigma} = \frac{2}{3} \pi w \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2. \quad (5.30)$$

Комплексные амплитуды электрического и магнитного полей в дальней зоне элементарной электрической рамки, находящейся в однородной изотропной среде с волновым сопротивлением  $w$ , определяются по формулам

$$\dot{E}_{\varphi} = \frac{w I_0 k^2 S_p}{4 \pi r} \bar{F}(\theta) \exp(-ikr); \quad (5.31)$$

$$\dot{H}_{\theta} = -\dot{E}_{\varphi} / w, \quad (5.32)$$

где  $\bar{F}(\theta) = \sin \theta$ ;  $S_p$  — площадь рамки.

Комплексные амплитуды электрического и магнитного полей в дальней зоне элементарной односторонней щели в экране, находящейся в однородной изотропной среде с волновым сопротивлением  $w$  равны

$$\dot{E}_{\theta} = -i \frac{E_{\text{щ}} k l b}{2 \pi r} \bar{F}(\theta) \exp(-ikr); \quad (5.33)$$

$$\dot{H}_{\varphi} = -\dot{E}_{\theta} / w, \quad (5.34)$$

где  $\bar{F}(\theta) = \sin \theta$ ;  $E_{\text{щ}} = U_{\text{щ}} / b$  — напряженность электрического поля в щели,  $U_{\text{щ}} = \text{const}$  — напряжение в точках питания щели;  $l, b$  — длина и ширина щели соответственно.

Проводимость излучения элементарной односторонней щели находится как

$$G_{\Sigma} = \frac{8 \pi}{3 w} \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2. \quad (5.35)$$

Комплексные амплитуды электрического и магнитного полей в дальней зоне элемента Гюйгенса в однородной изотропной среде с волновым сопротивлением  $w$  определяются по формулам

$$\dot{E}_{\theta} = -i \frac{E_0 k S}{2 \pi r} \bar{F}(\theta) \sin \varphi \exp(-ikr); \quad (5.36)$$

$$\dot{E}_{\varphi} = -i \frac{E_0 k S}{2 \pi r} \bar{F}(\theta) \cos \varphi \exp(-ikr); \quad (5.37)$$

$$\dot{H}_\theta = -\dot{E}_\varphi/w \quad (5.38)$$

$$\dot{H}_\varphi = -\dot{E}_\theta/w, \quad (5.39)$$

где  $E_0 = \text{const}$  — амплитуда напряженности электрического поля на поверхности элемента;  $S$  — площадь элемента;  $\bar{F}(\theta) = 0,5(1 + \cos\theta)$  — нормированная амплитудная ДН в плоскостях  $E$  ( $\varphi = 0$ ) и  $H$  ( $\varphi = \pi/2$ ).

### Примеры решения задач

1. Сопротивление излучения проволочной передающей антенны  $R_{\Sigma\text{вх}} = 10$  Ом, сопротивление потерь в антенне  $R_{\text{пвх}} = 5$  Ом. Определить КНД и КУ антенны в направлении максимума ДН, если эффективная длина антенны  $l_{\text{эф}} = 3$  м, а длина волны  $\lambda = 12$  м.

*Решение*

КНД находим по формуле (5.14):

$$D_0 = \frac{\pi w}{R_{\Sigma\text{вх}}} \left( \frac{l_{\text{эф}}}{\lambda} \right)^2 = \frac{120\pi^2}{10} \left( \frac{3}{12} \right)^2 = \frac{3}{4} \pi^2 \cong 7,4.$$

КПД и КУ определяем по формулам (5.15) и (5.16):

$$G_0 = \eta D_0 = D_0 R_\Sigma / (R_\Sigma + R_n) = \frac{0,75\pi^2 \cdot 10}{15} = \frac{\pi^2}{2} \cong 4,93.$$

2. Проволочная передающая антенна характеризуется параметрами: полоса частот  $\Delta f = 300$  кГц; коэффициент перекрытия диапазона  $K_n = 1,2$ . Чему равен КУ антенны на средней частоте диапазона в направлении максимума ДН, если сопротивление излучения антенны  $R_\Sigma = 15$  Ом, сопротивление потерь  $R_n = 3$  Ом, а действующая длина антенны  $l_{\text{эф}} = 100$  м?

*Решение*

Согласно формуле (5.18)  $K_n = f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 1,2$ , откуда

$f_{\text{max}} = 1,2 f_{\text{min}}$ . Подставив это соотношение в формулу (5.17), получим

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{cp}}} = 2 \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} = 2 \frac{1,2 - 1}{1,2 + 1} \cong 0,182,$$

т.е.  $f_{\text{cp}} = \frac{\Delta f}{0,182} = \frac{300 \text{ кГц}}{0,182} \cong 1,65 \text{ МГц}$ . При этом средняя длина вол-

ны составит  $\lambda_{\text{cp}} \cong 182$  м.

КУ находим по формуле (5.16) через КНД и КПД. Для КНД из формулы (5.14) имеем

$$D_0 = \frac{\pi w}{R_{\Sigma_{\text{вх}}}} \left( \frac{l_{\text{эф}}}{\lambda} \right)^2 \cong \frac{120\pi^2}{15} \left( \frac{100}{182} \right)^2 \cong 23,9.$$

КПД по формуле (5.15) равен  $\eta = \frac{15}{15+3} \cong 0,833$ . Подставив найденные значения КНД и КПД в (5.16), окончательно получим  $G_0 \cong 23,8 \cdot 0,833 \cong 19,93$ .

3. Определить максимальную ЭДС, наводимую в приемной антенне электромагнитной волной длиной  $\lambda = 13$  м с напряженностью электрического поля  $E = 200$  мкВ/м в месте приема, при условии, что антенна имеет КУ в направлении максимума ДН  $G_0 = 100$  и входное сопротивление  $R_{\text{вх}} = 500$  Ом.

*Решение*

Максимальную ЭДС определяем по формуле (5.20):

$$\mathcal{E}_{\text{max}} = E\lambda \sqrt{\frac{G_0 R_{\text{вх}}}{\pi w}} = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 13 \sqrt{\frac{100 \cdot 500}{120\pi^2}} \cong 16,9 \text{ мВ.}$$

4. Собственная шумовая температура приемной антенны при температуре окружающей среды  $T_0 = 280$  К составляет  $T = 28$  К. На какой частоте работает антенна, если ее эффективная поверхность  $S_{\text{эф}} = 18 \text{ м}^2$ , а КНД в направлении максимума ДН  $D_0 = 10000$ ?

*Решение*

Рабочую длину волны можно найти по формуле (5.24), из которой следует  $\lambda = \sqrt{4\pi S_{\text{эф}}/G_0}$ . КУ найдем по формуле (5.16), зная КНД и КПД. Последний определим из формулы (5.26):  $\eta = (1 - T/T_0) = (1 - 0,1) = 0,9$ . Тогда  $G_0 = 0,9 \cdot 10000 = 9000$ . Подставив в формулу для  $\lambda$ , получим  $\lambda = \sqrt{4\pi \cdot 18/9000} \cong 0,1585 \text{ м}$ . Частоту найдем как  $f = c/\lambda = 3 \cdot 10^8 / 0,1585 \cong 1,89 \text{ ГГц}$ .

5. Электрически малая рамочная антенна установлена под углом  $\theta = \pi/6$  рад к направлению на передатчик, работающий на волне  $\lambda = 50$  м и создающий в месте приема напряженность электрического поля

$E = 250$  мВ/м. Параметры антенны:  $G_0 = 1,5$ ;  $R_{\text{вх}} = 6$  Ом;  $\overline{F}(\theta) = \sin \theta$ . Угол между плоскостями поляризации рамки и входящей волны  $\chi = 0,2$  рад. Определить ЭДС, наводимую в приемной антенне, и величину мощности, отдаваемую антенной в нагрузку с сопротивлением  $Z_{\text{н}} = (24 + i20)$  Ом.

*Решение*

ЭДС, возбуждаемую в антенне, определяем по формулам (5.19), (5.20):

$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= E\lambda \sqrt{\frac{G_0 R_{\text{вх}}}{\pi w}} \overline{F}(\theta, \varphi) \cos \chi = \frac{250 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{\pi} \sqrt{\frac{1,5 \cdot 6}{120}} \sin(\pi/6) \cos 0,2 = \\ &= 0,535 \text{ В.} \end{aligned}$$

Максимальная мощность, отдаваемая антенной в согласованную нагрузку, находится по формуле (5.21)

$$P_{\text{max}} = \frac{G_0}{960} \left( \frac{E\lambda}{\pi} \right)^2 = \frac{1,5}{960} \left( \frac{250 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{\pi} \right)^2 \approx 24,8 \text{ мВт.}$$

Мощность, отдаваемую антенной в заданную нагрузку, находим по формуле (5.22)

$$P = \frac{4R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}{(R_{\text{вх}} + R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{вх}} + X_{\text{н}})^2} P_{\text{max}} = \frac{4 \cdot 6 \cdot 24}{(6 + 24)^2 + 20^2} \cdot 24,8 = 11 \text{ мВт.}$$

6. Элементарные электрические излучатели — вибратор и круглая рамка — на частоте  $f = 150$  МГц возбуждаются током, амплитуда которого  $I_0 = 2$  А. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых этими излучателями в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 5$  км от излучателей под углом  $\theta = \pi/6$  рад к их оси, если длина вибратора  $l = 10$  см, а диаметр рамки  $d_p = 18$  см.

*Решение*

Частоте  $f = 150$  МГц соответствует длина волны

$$\lambda = c/f = \frac{3 \cdot 10^8}{150 \cdot 10^6} = 2 \text{ м.}$$

Пользуясь формулами (5.28) и (5.31), находим:  
для вибратора

$$\dot{E}_\theta = \|\dot{E}_\theta\| = \frac{30I_0kl}{r} \sin \theta = \frac{30 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin(\pi/6) \approx 1,88 \text{ мВ/м;}$$

$$\dot{H}_\varphi = |\dot{H}_\varphi| = |\dot{E}_\theta| / 120\pi = \frac{1,88 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \approx 5 \text{ мкА/м};$$

для рамки (площадь рамки  $S_p = \pi d_p^2 / 4$ )

$$\dot{E}_\varphi = |\dot{E}_\varphi| = \frac{30\pi^3 d_p^2 I_0}{\lambda^2 r} \sin \theta = \frac{30\pi^3 (18 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 2}{2^2 \cdot 5 \cdot 10^3} \sin(\pi/6) \approx 1,5 \text{ мВ/м};$$

$$\dot{H}_\theta = |\dot{H}_\theta| = |\dot{E}_\varphi| / 120\pi = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{120\pi} \approx 4 \text{ мкА/м}.$$

### Задачи для самостоятельного решения

#### *Электрически малые (элементарные) излучатели*

5.1. Элементарный электрический вибратор длиной  $l = 0,02$  м на частоте 300 МГц возбуждается током, амплитуда которого равна  $I_0 = 1$  А. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей вибратора в точке, расположенной в экваториальной плоскости вибратора на расстоянии  $r = 1000$  м от него.

5.2. Элементарный электрический вибратор длиной  $l = 0,02$  м на частоте 300 МГц возбуждается током, амплитуда которого равна  $I_0 = 1$  А. Определить мощность излучения и сопротивление излучения вибратора.

5.3. Элементарный электрический вибратор длиной  $l = 1$  м излучает электромагнитные волны с частотой 30 МГц. Амплитуда тока в вибраторе  $I_0 = 10$  А. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей вибратора на расстоянии  $r = 10$  км от вибратора в его экваториальной плоскости.

5.4. Элементарный электрический вибратор длиной  $l = 20$  см возбуждается током, амплитуда которого  $I_0 = 5$  А, а частота  $f = 30$  МГц. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей вибратора в точке, находящейся на расстоянии  $r = 1$  км от вибратора под углом  $\theta = \pi/4$  к его оси. Чему равно сопротивление излучения вибратора?

5.5. Сопротивление излучения элементарного электрического вибратора  $R_\Sigma = 0,2$  Ом. Амплитуда напряженности магнитного поля на расстоянии  $r = 500$  м от вибратора в направлении его максимального излучения  $\dot{H}_\varphi = 10$  мкА/м. Определить амплитуду тока в вибраторе.

5.6. Определить условие эквивалентности по излучаемой мощности элементарной электрической рамки, площадь которой равна  $S_p$ , элементарному электрическому вибратору длиной  $l$  при равенстве амплитуд и частот возбуждающих их токов.

5.7. Электрически малая круглая рамка диаметром  $d_p = 6,36$  см на частоте  $300$  МГц возбуждается током, амплитуда которого равна  $I_0 = 1$  А. Определить амплитуду напряженности электрического и магнитного полей в точке, расположенной в плоскости рамки на расстоянии  $r = 1000$  м от ее центра.

5.8. Электрически малая круглая рамка диаметром  $d_p = 6$  см на частоте  $f = 300$  МГц возбуждается током, амплитуда которого  $I_0 = 1$  А. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 30$  м от рамки под углом  $\theta = 2\pi/5$  к ее оси.

5.9. Амплитуда напряженности магнитного поля на расстоянии  $r = 100$  м от элементарной рамки в направлении ее максимального излучения  $\dot{H}_\theta = 3,6$  мкА/м. Рамка на частоте  $f = 12$  МГц возбуждается током, амплитуда которого  $I_0 = 9$  А. Определить диаметр рамки.

5.10. Элементарная излучающая односторонняя щель длиной  $l = 1$  см возбуждается напряжением, амплитуда которого  $U_{щ} = 12$  В, а частота  $f = 600$  МГц. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей в точке, находящейся на расстоянии  $r = 10$  м от щели под углом  $\theta = 4\pi/9$  к ее оси. Чему равна проводимость излучения щели?

5.11. Амплитуда напряженности магнитного поля на расстоянии  $r = 5$  км от элементарной односторонней излучающей щели в направлении ее максимального излучения  $H_\theta = 25$  мкА/м. Щель имеет размеры:  $l = 2$  см,  $b = 1$  мм и возбуждается на частоте  $f = 300$  МГц. Определить напряжение между краями щели.

5.12. Электрически малая односторонняя щель длиной  $l = 0,02$  м и шириной  $b = 0,1$  см прорезана в идеально проводящем плоском экране. Щель на частоте  $f = 300$  МГц возбуждается сосредоточенной ЭДС. Определить напряжение между краями щели, при котором максимальная напряженность ее электрического поля на расстоянии  $r = 1000$  м будет равна  $3,77 \cdot 10^{-3}$  В/м.

5.13. Элемент Гюйгенса на волне длиной  $\lambda = 10$  см возбуждается сторонним электрическим полем, амплитуда напряженности которого

$E_0 = 1$  кВ/м. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей в точке с координатами  $r = 8$  м,  $\theta = \pi/3$ ,  $\varphi = \pi/4$ , если размеры излучающей поверхности  $a = 1$  см,  $b = 2$  см.

5.14. Рассчитать и построить в полярных координатах для элемента Гюйгенса нормированную амплитудную ДН по напряженности поля. Определить ее ширину на уровне 0,707. Сравнить с оценкой по формуле.

### *Антенны в режиме передачи*

5.15. Определить параметры поляризационного эллипса передающей антенны, если отношение амплитуд азимутальной и меридиональной компонент напряженности электрического поля  $m = 1$ , а сдвиг по фазе между ними составляет  $\psi = \pi/4$ .

5.16. Определить параметры поляризационного эллипса передающей антенны, если отношение амплитуд ортогональных компонент излучаемого поля  $m = 0,7$ , а разность их фаз  $\psi = \pi/4$ .

5.17. Чему должны быть равны отношения и разность фаз ортогональных компонент излучаемого антенной поля, чтобы параметры поляризационного эллипса были следующие:  $K_3 = 0,8$ ;  $\gamma_3 = \pi/6$ ?

5.18. По интегральным формулам определить КНД передающей антенны линейной поляризации, нормированная амплитудная ДН которой описывается выражением  $\bar{F}(\theta) = \sin^2 \theta$ . Во сколько раз КНД этой антенны больше КНД антенны, нормированная амплитудная ДН которой описывается выражением  $\bar{F}(\theta) = \sin \theta$ ? Сравнить с оценкой КНД по приближенной формуле через ширину ДН.

5.19. Нормированные парциальные ДН передающей антенны круговой поляризации описываются выражениями  $\bar{F}(\theta, \varphi) = \bar{F}_\varphi(\theta, \varphi) = \bar{F}(\theta) = 0,5 (1 + \cos^2 \theta)$ . По интегральным формулам определить парциальные КНД для компонент поля  $E_\theta$  и  $E_\varphi$ , а также результирующий КНД антенны.

5.20. Нормированные парциальные ДН передающей антенны эллиптической поляризации описываются выражениями  $F_\theta(\theta, \varphi) = F_\varphi(\theta, \varphi) = F(\theta) = 0,5 (1 + \cos^2 \theta)$ . Параметры поляризационного эллипса:

$K_3 = 0,9$ ;  $\gamma_3 = \pi/3$ . По интегральным формулам определить парциальные КНД для компонент поля  $E_\theta$  и  $E_\phi$ , а также результирующий КНД антенны.

5.21. Нормированные амплитудные ДН передающей антенны в главных плоскостях описываются выражениями  $F(\theta^E) = \cos \theta^E$ ,  $F(\theta^H) = \cos^2 \theta^H$ . Оценить КНД антенны по приближенной формуле через ширину ДН.

5.22. Максимальный КНД передающей антенны составляет  $D_0 = 1000$ . Ширина ДН на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $E$  равна  $2\theta_{0,5}^E = 200$  мрад. Оценить ширину ДН на этом уровне в плоскости  $H$ .

5.23. Максимальная частота рабочего диапазона передающей антенны  $f_{\max} = 10$  МГц, а минимальная  $f_{\min} = 6$  МГц. Чему равны относительная ширина полосы рабочих частот (в процентах) и коэффициент перекрытия диапазона?

5.24. Для измерения диаграммы направленности параболоида вращения с диаметром раскрыва  $d_p = 1,5$  м используется вспомогательная антенна, работающая в режиме передачи и имеющая малые по сравнению с исследуемой антенной размеры. Каким должно быть минимальное расстояние между антеннами, чтобы максимальные фазовые искажения не превосходили бы  $\pi/8$ ? Длина волны генератора  $\lambda = 5$  см.

5.25. На какое расстояние необходимо удалить приемную антенну (пирамидальный рупор с раскрывом  $15 \times 30$  см) при измерении диаграммы направленности параболической антенны с диаметром раскрыва  $d_p = 0,5$  м? Длина волны генератора  $\lambda = 3$  см. Максимальные фазовые искажения не должны превышать  $\pi/8$ .

5.26. Два симметричных вибратора взаимно ориентированы так, что их экваториальные плоскости совпадают. Длина первого вибратора, работающего в режиме передачи, в два раза больше длины второго вибратора и равна  $2l = 6,25$  м. Второй вибратор работает в режиме приема электромагнитной волны длиной  $\lambda = 5$  м, излучаемой первым вибратором. Определить минимальное расстояние (в метрах) между вибраторами, начиная с которого приемный вибратор будет находиться в дальней зоне передающего вибратора. Максимальные фазовые искажения не должны превышать  $\pi/8$ .

### *Антенны в режиме приёма*

5.27. Эффективная длина приемной антенны  $l_{\text{эф}} = 10$  м. Определить ЭДС, наводимую в антенне приходящим сигналом с напряженностью электрического поля  $E = 15$  мкВ/м, если прием осуществляется с направления максимума ДН, а угол между плоскостями поляризации антенн  $\chi = 60^\circ$ .

5.28. Определить максимальную ЭДС, возбуждаемую в приемной антенне электромагнитной волной длиной  $\lambda = 49$  м с напряженностью электрического поля  $E = 10$  мкВ/м при условии, что антенна имеет КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 50$ , а ее сопротивление излучения в режиме передачи равно  $R_{\Sigma} = 1200$  Ом.

5.29. Определить ЭДС, возбуждаемую в круглой рамочной антенне, согласованной по поляризации с приходящей волной и расположенной под углом  $\theta = \pi/9$  рад к направлению на передатчик. Передатчик работает на волне длиной  $\lambda = 100$  м и создает напряженность электрического поля в точке приема  $E = 480$  мкВ/м. Антенна имеет  $D_0 = 1,5$ ;  $R_{\text{вх}} = 5$  Ом;  $\bar{F}(\theta, \varphi) = \sin \theta$ .

5.30. Мощность, отдаваемая приемной антенной в несогласованную нагрузку,  $P = 50$  мВт. Активная часть входного сопротивления антенны  $R_{\text{вх}} = 300$  Ом, а возбуждаемая в ней ЭДС равна  $\mathcal{E} = 400$  мВ. Определить коэффициент согласования антенны с нагрузкой  $\gamma$ . Потерями пренебречь.

5.31. Определить мощность, отдаваемую приемной антенной в несогласованную нагрузку, если коэффициент согласования  $\gamma = 0,6$ , а напряженность электрического поля в точке приема  $E = 400$  мВ/м. Антенна работает на волне длиной  $\lambda = 3$  м и имеет максимальный КНД  $D_0 = 25$ .

5.32. Определить мощность, отдаваемую приемной антенной в нагрузку, не согласованную с фидером, при условии, что входное сопротивление антенны равно волновому сопротивлению фидера, а коэффициент бегущей волны в фидере  $K_{\text{БВ}} = 0,8$ . Антенна работает на волне длиной  $\lambda = 10$  см и имеет КУ  $G_0 = 500$ . Напряженность электрического поля в точке приема  $E = 1$  мВ/м. КПД антенно-фидерного устройства  $\eta_{\text{АФУ}} = 1$ .

5.33. Эффективная площадь приемной антенны  $S_{\text{эф}} = 3,6$  м<sup>2</sup>. Определить максимальную мощность, отдаваемую антенной в согласован-

ную нагрузку, если напряженность электрического поля в точке приема равна  $E = 150$  мВ/м.

5.34. Антенна, принимающая сигнал на частоте  $f = 3000$  МГц, имеет параметры:  $S_{\text{эф}} = 1,4$  м<sup>2</sup>;  $D_0 = 2000$ . Определить собственную шумовую температуру антенны, если температура окружающей среды  $T_0 = 300^\circ$  К.

5.35. Найти отношение максимальной мощности полезного сигнала на входе приемной антенны к мощности сигнала, излучаемого передающей антенной, если расстояние между антеннами  $r = 10$  км, длина рабочей волны  $\lambda = 30$  см, а КУ антенн одинаковы:  $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}} = 1000$ .

5.36. Мощность сигнала, излучаемого передающей антенной с КУ  $G_{\text{пер}} = 10$  на частоте  $f = 30$  МГц, составляет  $P_{\text{пер}} = 15$  Вт. Какой КУ должна иметь приемная антенна, установленная на расстоянии  $r = 1$  км от передающей, чтобы максимальная мощность принимаемого сигнала была равна  $P_{\text{пр}} = 1$  мВт?

## 6. ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### *Симметричный электрический вибратор*

Напряженность электрического поля (в вольтах на метр) в дальней зоне тонкого симметричного вибратора в предположении синусоидального закона распределения тока вдоль вибратора находится по формуле

$$E_{\theta} = \frac{i w I_{\max}}{2\pi r} \frac{e^{-ikr} \cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}, \quad (6.1)$$

где  $I_{\max} = I_{\text{вх}} / \sin kl$  — амплитуда тока в максимуме (пучности),  $I_{\text{вх}}$  — амплитуда тока на входе вибратора;  $w$  — волновое сопротивление среды;  $r$  — расстояние от вибратора до точки наблюдения;  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число,  $\lambda$  — длина волны;  $l$  — длина плеча вибратора;  $\theta$  — угол между осью вибратора и направлением в точку наблюдения.

Напряженность магнитного поля в том же направлении и на том же расстоянии  $r$  от вибратора находится по формуле

$$H_{\phi} = E_{\theta} / w. \quad (6.2)$$

Нормированная амплитудная ДН вибратора в плоскости, проходящей через ось вибратора (плоскость  $E$ ), определяется выражением

$$\overline{F}_{\theta}(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin \theta}. \quad (6.3)$$

Выражением (6.3) можно пользоваться при длине вибратора  $2l \leq 5\lambda/4$ . Если  $2l > 5\lambda/4$ , то необходимо сначала определить направление максимума излучения, а затем произвести нормировку. Для очень коротких вибраторов ( $kl \ll 1$ ) имеем  $\overline{F}_{\theta}(\theta) = \sin \theta$ , что совпадает с ДН диполя Герца. Для полуволнового вибратора ( $kl = \pi/2$ ) получаем

$$\overline{F}_{\theta}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}. \quad (6.4)$$

В плоскости, перпендикулярной оси (плоскость  $H$ ), имеем  $\overline{F}_{\theta}(\varphi) = 1$ , т.е. ДН представляет собой окружность и симметричный вибратор направленностью излучения в этой плоскости не обладает.

Для КНД в направлении максимума излучения ( $\theta = \pi/2$ ) при  $2l < 5\lambda/4$  имеем

$$D_0 = \frac{W}{\pi R_{\Sigma \max}} (1 - \cos kl)^2. \quad (6.9)$$

Для полуволнового вибратора  $D_0 \approx 1,64$ .

Эффективная, или действующая, длина симметричного вибратора относительно тока на входе при  $l \leq \lambda/2$  определяется по формуле

$$l_{\text{эф}} = \frac{\lambda}{\pi} \text{tg}(\pi l / \lambda). \quad (6.10)$$

Для полуволнового вибратора ( $2l = \lambda/2$ ) действующая длина равна

$$l_{\text{эф}} = \lambda / \pi. \quad (6.11)$$

Для волнового вибратора ( $2l = \lambda$ ) действующая длина будет в 2 раза больше.

Зная эффективную длину вибратора, можно найти его сопротивление излучения. Для вибратора длиной  $2l < \lambda/2$ , находящегося в воздушной среде, сопротивление излучения, отнесенное к току в точках питания, определяется по формуле

$$R_{\Sigma \text{вх}} \approx 800(l_{\text{эф}} / \lambda)^2. \quad (6.12)$$

Сопротивление излучения, отнесенное к максимуму тока  $I_{\max}$ , пересчитывают с использованием соотношения

$$R_{\Sigma \max} = R_{\Sigma \text{вх}} \sin^2 kl. \quad (6.13)$$

Графическая зависимость сопротивления излучения  $R_{\Sigma \max}$  (в омах) от относительной длины плеча  $l/\lambda$  тонкого вибратора изображена на рис. 6.1, откуда следует, что сопротивление излучения тонкого полуволнового вибратора ( $2l = \lambda/2$ ) примерно равно 73 Ом, а у волнового вибратора ( $2l = \lambda$ ) составляет 200 Ом.

При небольших тепловых потерях, что обычно имеет место, для комплексного входного сопротивления симметричного вибратора (в омах) используется выражение

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{R_{\Sigma \max} - iW_{\text{в}} \cos kl \cdot \sin kl}{(R_{\Sigma \max} / W_{\text{в}})^2 + \sin^2 kl}, \quad (6.14)$$

в котором волновое сопротивление эквивалентной вибратору длиной линии, обычно называемое волновым сопротивлением вибратора, рассчитывается по формулам

$$W_B = \frac{W}{\pi} [\ln(l/a) - 1] \text{ — формула С. Щелкунова;} \quad (6.15)$$

$$W_B = \frac{W}{\pi} [\ln(\lambda/\pi a) - 0,577] \text{ — формула В. Н. Кесениха,} \quad (6.16)$$

где  $a$  — радиус плеч вибратора.

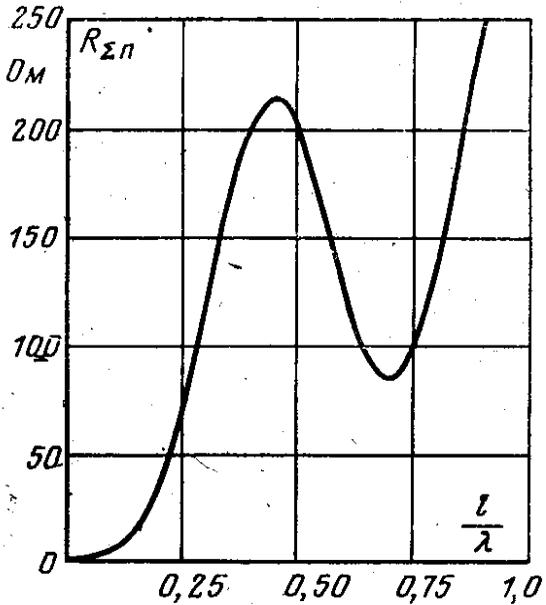


Рис. 6.1. Сопротивление излучения симметричного вибратора

Для полуволнового вибратора формулы полностью совпадают. При  $2l > \lambda/2$  формула (6.16) дает более точный результат. График зависимости активной и реактивной частей входного сопротивления симметричного вибратора от волновых размеров его плеча приведен на рис. 6.2.

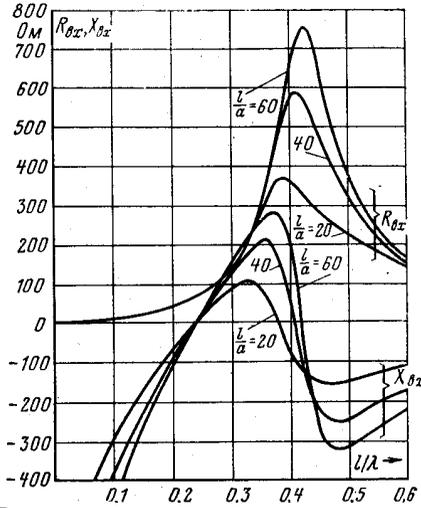


Рис. 6.2. Входное сопротивление симметричного вибратора

Укорочение плеча симметричного вибратора, необходимое для его настройки в резонанс, рассчитывается по формуле

$$\Delta l = (1 - 1/\xi) 0,25l, \quad (6.17)$$

где  $\xi$  — коэффициент укорочения волны в вибраторе, который можно найти из графика рис. 6.3.

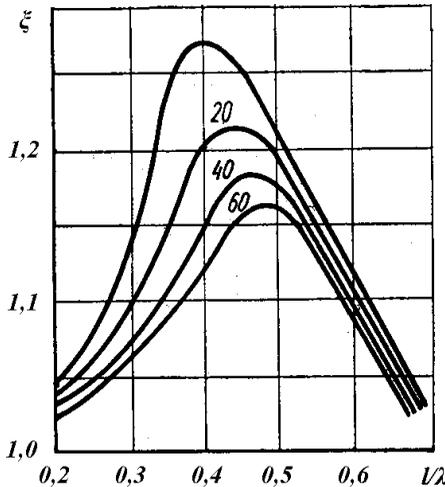


Рис. 6.3. Коэффициент укорочения волны в вибраторе

В случае полуволнового вибратора укорочение плеча составляет

$$\Delta l \approx 6,8\lambda / W_{\text{в}}. \quad (6.17a)$$

Относительная ширина полосы рабочих частот симметричного вибратора равна

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{сп}}} \approx \frac{4 R_{\Sigma}}{\pi W_{\text{в}}} 100 \%. \quad (6.18)$$

В зависимости от ширины полосы рабочих частот симметричный горизонтальный вибратор, обычно используемый в диапазонах коротких и ультракоротких волн, может выполняться как в виде одиночного провода, стержня или трубки, если работа происходит в узком частотном диапазоне, так и в виде системы параллельных проводов, расположенных по образующим цилиндрической поверхности (рис. 6.4), если необходимо обеспечить работу в более широкой полосе частот.

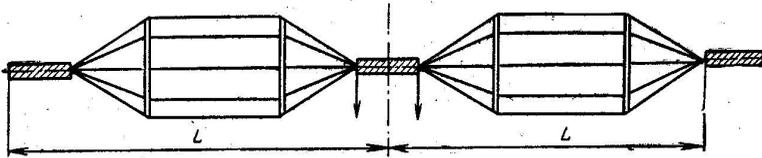


Рис. 6.4. Вибратор Надененко

Последняя конструкция, разработанная применительно к диапазону коротких волн, называется вибратором Надененко. Сокращенно эти антенны обозначаются как ВГ

$\frac{l}{h}$  — вибратор горизонтальный и

ВГД  $\frac{l}{h} a$  — вибратор горизонтальный диапазонный, где  $l$  — длина

плеча,  $a$  — радиус плеч вибратора,  $h$  — высота его подвеса. Все значения берутся в метрах.

Наибольшее распространение получили полуволновые ( $2l = \lambda / 2$ ) симметричные вибраторы. Собственная (резонансная) длина волны такого вибратора, определяемая из условия обращения в нуль реактивной составляющей его входного сопротивления, без учета эффекта укорочения равна

$$\lambda_0 = 4l. \quad (6.19)$$

Волновые сопротивления полуволновых горизонтальных вибраторов могут быть найдены по формулам:

для антенны ВГ

$$W_B = 120 \ln(0,175\lambda_0 / a); \quad (6.20)$$

для антенны ВГД

$$W_B = 120 \ln(0,175\lambda_0 / a_{\text{ЭК}}), \quad (6.21)$$

где  $a_{\text{ЭК}}$  — эквивалентный радиус плеч вибратора, определяемый по формуле

$$a_{\text{ЭК}} = a \sqrt[N]{Nr_0 / a}. \quad (6.22)$$

В (6.22)  $a$  — радиус цилиндрической поверхности, образующей плечи вибратора;  $r_0$  — радиус проводов;  $N$  — число проводов на цилиндрической поверхности вибратора. Если известен эквивалентный радиус  $a_{\text{ЭК}}$  и необходимо определить соответствующий ему радиус  $a$  цилиндрической поверхности, образующей плечи вибратора, то пользуются формулой

$$a = \sqrt[N-1]{a_{\text{ЭК}}^N / (Nr_0)}. \quad (6.23)$$

Остальные параметры для антенны ВГД можно рассчитать по формулам:

относительная ширина полосы рабочих частот (в процентах)

$$\frac{2\Delta f}{f_{\text{ср}}} = 200 \left( 1 - 0,64 \arctg \frac{W_B}{73,1} \right); \quad (6.24)$$

добротность

$$Q \approx 0,011W_B; \quad (6.25)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \approx W_B^2 / 73,1. \quad (6.26)$$

Уровень напряженности электрического поля (в милливольт на метр), создаваемая вибратором в направлении максимального излучения на расстоянии  $r$  (в километрах) от вибратора, можно определить по формуле

$$E = 7\sqrt{P_{\text{вх}}} / r, \quad (6.27)$$

где  $P_{\text{вх}}$  — мощность, подводимая к антенне, Вт.

Напряженность магнитного поля (в миллиамперах на метр) в том же направлении и на том же расстоянии  $r$  от вибратора рассчитывается по формуле (6.2).

### Линейная щелевая антенна

Магнитным аналогом симметричного электрического вибратора является антенна в виде узкой прямоугольной щели, прорезанной в плоском экране и возбуждаемой в центре высокочастотным напряжением  $U_{щ}$ . Размеры щели могут быть любыми, однако практически используются полуволновые ( $2l \approx \lambda/2$ ) узкие ( $b \ll \lambda$ ) щели, где  $2l$  — длина щели,  $b$  — ее ширина.

Согласно принципу двойственности излучение такой антенны эквивалентно излучению ленточного электрического вибратора, если размеры вибратора соответствуют размерам щели. В соответствии с этим принципом выполняют замены

$$I^p \rightarrow -I^M, \quad w \rightarrow -1/w, \quad \vec{E} \rightarrow \vec{H}, \quad \vec{H} \rightarrow \vec{E}.$$

В случае тонкой линейной двусторонней щели длиной  $2l$ , прорезанной в бесконечно протяженном плоском экране, из (6.1) и (6.2) с учетом принципа двойственности можно записать

$$\left. \begin{aligned} H_\theta &= \frac{U_{\max}}{\pi w} \frac{e^{-ikr}}{r} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}, \\ E_\varphi &= -wH_\theta, \end{aligned} \right\} \quad (6.28)$$

где  $U_{\max}$  — напряжение на щели в максимуме распределения.

Сопоставляя (6.1) с (6.28), замечаем, что обе антенны, вибраторная и щелевая, имеют одинаковые ДН, только плоскости поляризации у них развернуты на угол  $90^\circ$  друг относительно друга, поскольку в первом случае присутствует компонента поля  $E_\theta$ , во втором —  $E_\varphi$ .

Выражение для  $U_{\max}$  найдем, приравняв компоненты напряженности электрических полей вибратора  $E_\theta$  и щели  $E_\varphi$ . В результате получим связь

$$U_{\max} = -\frac{1}{2} w I_{\max}. \quad (6.29)$$

Эквивалентное волновое сопротивление полуволнового щелевого вибратора в свободном пространстве определяется по формуле

$$W_{\text{вщ}} \approx 120 \ln(0,71\lambda/b). \quad (6.30)$$

Укорочение полуволновой щели, необходимое для настройки ее в резонанс, равно

$$2\Delta l \approx 13,6\lambda/W_{\text{вщ}}. \quad (6.31)$$

Входное сопротивление щелевого вибратора рассчитывается по формуле

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{(60\pi)^2}{R_{\Sigma}^2 + (W_{\text{вщ}} \operatorname{ctg} kl)^2} (R_{\Sigma} + iW_{\text{вщ}} \operatorname{ctg} kl), \quad (6.32)$$

где  $R_{\Sigma} \approx 73 \text{ Ом}$  — сопротивление излучения вибраторного аналога щели.

### *Вертикальный заземлённый вибратор*

Вертикальный заземленный вибратор является простейшей антенной на средних и коротких волнах и может выполняться как в виде вертикально подвешенного провода, так и в виде высокой стальной мачты с изолированными оттяжками.

По аналогии с разомкнутым на конце фидером в такой антенне существует режим стоячих волн, так что распределения тока и напряжения вдоль вибратора, как и в случае его симметричного аналога, имеют вид

$$I(z) = I_{\text{max}} \sin kz; \quad U(z) = U_{\text{max}} \cos kz, \quad (6.33)$$

где  $I_{\text{max}}, U_{\text{max}}$  — амплитуды тока и напряжения в максимумах;  $z$  — расстояние, отсчитываемое от конца вибратора.

Максимальные значения тока и напряжения в антенне равны

$$I_{\text{max}} = \sqrt{\frac{2P}{R_{\Sigma \text{max}} + R_{\text{пmax}}}}; \quad U_{\text{max}} = I_{\text{max}} W_{\text{в}}, \quad (6.34)$$

где  $P$  — мощность, подводимая к вибратору, Вт;  $R_{\Sigma \text{max}}, R_{\text{пmax}}$  — сопротивление излучения и сопротивление потерь, отнесенные к максимуму тока;  $W_{\text{в}}$  — волновое сопротивление антенны относительно земли.

Хотя  $W_{\text{в}}$  изменяется вдоль вибратора, возрастая к его концу, волновое сопротивление чаще всего считают постоянным, равным среднему значению

$$W_{\text{в}} = 60 \ln(0,575l/a), \quad (6.35)$$

где  $l$  и  $a$  — высота и радиус вибратора.

Собственная (резонансная) длина волны вибратора, определяемая из условия обращения в нуль реактивной составляющей его входного сопротивления, без учета эффекта укорочения равна

$$\lambda_0 = 4l. \quad (6.36)$$

Реактивную составляющую входного сопротивления вертикального заземленного вибратора приближенно можно определить так же,

как и входное сопротивление разомкнутого шлейфа без потерь:

$$Z_{\text{вх}} = -iW_{\text{в}} \text{ctg}kl. \quad (6.37)$$

При работе на волне длиной  $\lambda > \lambda_0$  электрическая высота вибратора  $kl = 2\pi l / \lambda < \pi/2$ , поэтому реактивная составляющая входного сопротивления антенны носит емкостный характер. Значение индуктивности (в микрогенри) катушки самоиндукции, включаемой у основания вибратора для компенсации этой реактивности и увеличения его действующей высоты, определяется по формуле

$$L = \frac{w_{\text{в}} \lambda}{1880} \text{ctg}kl. \quad (6.38)$$

При работе на волне длиной  $\lambda < \lambda_0$  электрическая высота вибратора  $kl = 2\pi l / \lambda > \pi/2$ , и реактивная составляющая входного сопротивления антенны носит индуктивный характер. Значение емкости (в пикофарадах) конденсатора, включаемого у основания вибратора для его укорочения и компенсации индуктивности, можно рассчитать по формуле

$$C = \frac{530\lambda}{W_{\text{в}}} \text{tg}kl. \quad (6.39)$$

Основную часть сопротивления потерь  $R_{\text{п}}$  в антенне составляют потери в земле и элементах настройки. Если  $R_{\text{пвх}}$  — сопротивление потерь, отнесенное к основанию вибратора, т.е. к его входу, то

$$R_{\text{п max}} = R_{\text{пвх}} (I_{\text{вх}} / I_{\text{max}})^2 = R_{\text{пвх}} \sin^2 kl, \quad (6.40)$$

где  $I_{\text{вх}}$  — ток у основания антенны.

Сопротивление потерь  $R_{\text{п}}$  определяет КПД антенны

$$\eta = \frac{R_{\Sigma \text{вх}}}{R_{\Sigma \text{вх}} + R_{\text{пвх}}}, \quad (6.41)$$

где  $R_{\Sigma \text{вх}}$  — сопротивление излучения, отнесенное к току у основания антенны, определяемое по формуле

$$R_{\Sigma \text{вх}} = R_{\Sigma \text{max}} / \sin^2 kl. \quad (6.42)$$

Для практических расчетов антенн с размерами  $l > \lambda/4$  всегда используют сопротивление излучения  $R_{\Sigma \text{max}}$ , отнесенное к максимуму тока. В случае коротких антенн ( $l < \lambda/4$ ), когда максимум функции

распределения тока не попадает на антенну, используют сопротивление излучения  $R_{\Sigma \text{вх}}$ , отнесенное к току на входе вибратора. Эти величины связаны между собой соотношением (6.42). Сопротивление излучения вертикального вибратора высотой  $l$  в 2 раза меньше сопротивления излучения симметричного вибратора с длиной плеча  $l$ . Сопротивление излучения короткой вертикальной антенны можно рассчитать также по формуле

$$R_{\Sigma \text{вх}} = 1600(l_{\text{эф}} / \lambda)^2, \quad (6.43)$$

где  $l_{\text{эф}}$  — эффективная, или действующая, высота антенны, равная

$$l_{\text{эф}} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right). \quad (6.44)$$

При  $l \ll \lambda$  имеем

$$l_{\text{эф}} = 0,5l. \quad (6.45)$$

Эффективная высота четвертьволнового вибратора ( $l = \lambda / 4$ ) равна

$$l_{\text{эф}} = 2l / \pi. \quad (6.46)$$

Амплитуда напряженности электрического поля (в вольтах на метр), создаваемого вертикальным заземленным вибратором, находящимся в воздушном пространстве на расстоянии  $r$  (в километрах) от вибратора, определяется по формуле

$$E_{\theta} = \frac{60I_{\text{max}}}{r} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}, \quad (6.47)$$

где угол  $\theta$  отсчитывается от оси вибратора.

В формулах, приведенных в [16, 17], для расчета напряженности поля в пространстве используется функция нормированной ДН, поэтому там в формулах типа (6.47) в знаменателе присутствует нормировочный множитель  $(1 - \cos kl)$ .

Вертикальный вибратор (штырь) используется также в качестве возбудителя в переходах с коаксиальной ЛП на другие типы линий (волноводные, полосковые). При возбуждении волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе посредством коаксиально-волноводного перехода реактивная составляющая входного сопротивления возбуждающего штыря должна быть равна нулю согласно равенству

$$\frac{l_{\text{эф}}^2 Z_c}{ab} \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_0\right) \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda_b} l_2\right) + X_{\text{вх}} = 0, \quad (6.48)$$

а активная составляющая входного сопротивления штыря должна быть равна волновому сопротивлению коаксиального фидера  $W_b$  :

$$2 \frac{l_{\text{эф}}^2 Z_c}{ab} \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_0\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_b} l_2\right) = W_b. \quad (6.49)$$

В этих формулах:  $l_{\text{эф}}$  — эффективная (действующая) высота штыря;  $Z_c$  — характеристическое сопротивление волновода для волны основного типа;  $l_2$  — расстояние от штыря до торцевой стенки волновода;  $x_0$  — положение штыря относительно узкой стенки волновода;  $X_{\text{вх}}$  — реактивная часть входного сопротивления штыря, находящегося в свободном пространстве. Геометрическая высота штыря  $l_1$  определяется приближенно по формуле (6.43) для штыря в свободном пространстве после подстановки в нее значения  $l_{\text{эф}}$ , найденного из (6.49) для штыря в волноводе.

### ***Рамочные антенны***

Рамочные антенны применяются в качестве направленных приемных антенн для радиосвязи, радиовещания, радиопеленгации, приема телевизионных трансляций и других целей. Простейшая рамочная антенна представляет собой один или несколько последовательно соединенных витков провода произвольной формы, располагаемых обычно в вертикальной плоскости. Периметры рамок выбираются значительно меньше длины волны ( $l_p \leq 0,1\lambda$ ).

ЭДС (в вольтах), наводимая в такой антенне, как и для других типов антенн, определяется по формуле Неймана

$$\mathcal{E} = E l_{\text{эф}} \bar{F}(\theta, \varphi) \cos \chi, \quad (6.50)$$

где  $E$  — напряженность электрического поля в месте приема;

$l_{\text{эф}}$  — эффективная длина рамочной антенны;  $\bar{F}(\theta, \varphi)$  — ее нормированная ДН;  $\chi$  — угол между плоскостью поляризации приходящей волны и плоскостью рамки.

Эффективная длина рамочной антенны равна

$$l_{\text{эф}} = 2\pi N S_p / \lambda, \quad (6.51)$$

где  $N$  — число витков;  $S_p$  — площадь рамки.

Сопротивление излучения рамочной антенны определяется формулой

$$R_{\Sigma p} = 31200(NS_p / \lambda^2)^2. \quad (6.52)$$

Для круглой рамки с периметром  $l_p$  формула (6.52) имеет вид

$$R_{\Sigma p} \approx 197N^2(l_p / \lambda)^4. \quad (6.53)$$

Реактивная составляющая входного сопротивления рамки обычно носит индуктивный характер и для ее компенсации (настройки рамки в резонанс) включают переменный конденсатор. Эффективная длина рамки при резонансе равна

$$l_{\text{эф.р}} = l_{\text{эф}} Q_p, \quad (6.54)$$

где  $Q_p$  — добротность колебательного контура рамки.

### ***Линейные непрерывные системы***

Для получения большей направленности излучения в одной из плоскостей (по одной из угловых координат) в антенной технике применяют линейные непрерывные системы (ЛНС). Под ЛНС будем понимать систему однотипных элементарных излучателей, непрерывно распределенных вдоль заданного направления в пространстве. Длина линейной системы произвольна, а ее поперечные размеры много меньше длины волны и ее продольных размеров.

Простейшей реализацией ЛНС является прямолинейный провод длиной  $L$  с бегущей вдоль него волной электрического тока. Распределение тока описывается функцией

$$I(z) = I_0 e^{ik\xi z}, \quad |z| \leq L/2, \quad (6.55)$$

где  $I_0 = \text{const}$  — амплитуда тока;  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $\xi = c/V_\phi$ ,  $c$  — скорость света;  $V_\phi$  — фазовая скорость волны тока вдоль провода.

Амплитуда тока в такой ЛНС предполагается постоянной, а фаза с расстоянием меняется по линейному закону. Значение  $\xi = 0$  соответствует синфазному распределению тока. При  $\xi < 1$  волна будет ускоренной, а в случае  $\xi > 1$  — замедленной. Если  $\xi = 1$ , то волна тока распространяется со скоростью света.

Выражение для нормированного множителя направленности ЛНС имеет вид

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \frac{1}{\Psi} \sin \psi, \quad (6.56)$$

где

$$\Psi = \frac{1}{2} kL(\cos \theta - \xi). \quad (6.57)$$

Положение главного максимума ДН определяется из условия  $\Psi = 0$ , что дает

$$\theta_0 = \arccos \xi. \quad (6.58)$$

В случае синфазного возбуждения ( $\xi = 0$ ) главный лепесток будет в направлении  $\theta_0 = \pi/2$ , т.е. имеет место режим поперечного излучения. При  $0 < \xi < 1$  имеем режим наклонного излучения, когда главный максимум отклоняется от поперечного направления в сторону движения волны; при  $\xi = 1$  он ориентирован строго в направлении оси системы. Это режим осевого излучения.

Ширина ДН (в радианах) при работе в первых двух режимах определяется по формулам:

на уровне 0,5 по мощности

$$2\theta_{0,5} \approx 0,89 \frac{\lambda}{L \sin \theta_0}; \quad (6.59)$$

на уровне нулевого излучения

$$2\theta_0 \approx 2 \frac{\lambda}{L \sin \theta_0}. \quad (6.60)$$

Уровень боковых лепестков ДН находится как

$$F_q(\theta) \approx \frac{2}{(2|q|+1)\pi}, \quad (6.61)$$

где  $q = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$  — номер бокового лепестка.

КНД в направлении максимума излучения ЛНС при работе в этих режимах рассчитывается по формулам:

$$D_0 \approx 2,22L/\lambda, \text{ если } \xi < 1 - \lambda/L; \quad (6.62)$$

$$D_0 \approx 2L/\lambda, \text{ если } L \gg \lambda. \quad (6.63)$$

Соответствующие параметры ЛНС при работе в режиме осевого излучения определяются по формулам:

$$2\theta_{0,5} \approx 1,88\sqrt{\lambda/L}; \quad (6.64)$$

$$2\theta_0 \approx 2,82\sqrt{\lambda/L}; \quad (6.65)$$

$$D_0 \approx 4,44L/\lambda, \text{ если } \xi < 1 - \lambda/L; \quad (6.66)$$

$$D_0 \approx 4L/\lambda, \text{ если } L \gg \lambda. \quad (6.67)$$

В режиме осевого излучения ЛНС может обеспечить максимальное (оптимальное) значение КНД

$$D_0^{\text{опт}} \approx 7,2L/\lambda, \quad (6.68)$$

при котором ширина ДН (в радианах) равна

$$2\theta_{0,5}^{\text{опт}} \approx 1,06\sqrt{\lambda/L}. \quad (6.69)$$

Оптимальный режим возможен, если длина ЛНС или коэффициент укорочения волны в ней оптимальны, т. е. удовлетворяют соотношениям

$$L_{\text{опт}} \approx \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}; \quad \xi_{\text{опт}} \approx 1 + \lambda/(2L). \quad (6.70)$$

Основным недостатком синфазной ЛНС с постоянным амплитудным распределением является высокий уровень бокового излучения (-13,2 дБ). С целью уменьшения уровня боковых лепестков переходят к неравномерному амплитудному распределению, максимальному в центре и симметрично спадающему к краям, например

$$\bar{I}(z) = (1 - \delta) + \delta \cos(\pi z/L), \quad |z| \leq L/2, \quad (6.71)$$

где величина  $\delta$  определяет относительное уменьшение амплитуды тока на концах, т.е. ее неравномерную составляющую.

Это нормированное распределение называется «косинус на пьедестале». В частном случае  $\delta = 1$  имеем полностью спадающее к краям косинусоидальное распределение. Для нормированного множителя направленности системы в этом случае получаем

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \frac{\cos \psi}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \psi\right)^2}, \quad (6.72)$$

где

$$\psi = \frac{1}{2} kL \cos \theta. \quad (6.73)$$

Неравномерность амплитудного распределения приводит к уменьшению эффективной длины антенны, которая при амплитудном распределении типа (6.72) имеет значение

$$l_{\text{эф}} = \frac{2}{\pi} L. \quad (6.74)$$

Уменьшение эффективной длины ведет к расширению главного лепестка ДН до значения (в радианах)

$$2\theta_{0,5} \approx 1,19 \frac{\lambda}{L}. \quad (6.75)$$

Если линейность фазового распределения тока возбуждения нарушается, это приводит к изменению формы ДН и снижению КНД. В ряде случаев распределение тока в ЛНС можно описать выражением

$$\dot{I}(z) = I_0 i [\xi kz - \Phi(z)], \quad I_0 = \text{const}, \quad (6.76)$$

и фазовые изменения представить как некоторую гладкую функцию, которая может быть разложена в ряд вида

$$\Phi(z) = \Phi_1 \left(2z/L\right) + \Phi_2 \left(2z/L\right)^2 + \Phi_3 \left(2z/L\right)^3 + \dots, \quad (6.77)$$

где  $\Phi_n = \text{const}$  — максимальные фазовые отклонения (степени  $n$ ) на краю системы, т.е. при  $|z| = L/2$ .

Если  $\Phi(z) = 0$ , то искажения отсутствуют. Изменения фазы первой степени (линейные) и третьей степени (кубические) при постоянном амплитудном распределении приводят к смещению максимума излучения. По отношению к ширине неискаженного луча это смещение определяется по формулам

$$\frac{\delta\theta_1}{(2\theta_{0,5})} \approx \Phi_1 / 2,78; \quad (6.78)$$

$$\frac{\delta\theta_3}{(2\theta_{0,5})} \approx \Phi_3 / 4,65, \quad (6.79)$$

где  $\Phi_1$  и  $\Phi_3$  — максимальные изменения фазы (в радианах) на краю ЛНС.

### ***Цилиндрическая и коническая спиральные антенны***

Подобные антенны относятся к антеннам бегущей волны, поле излучения которых в направлении оси имеет вращающуюся (круговую) поляризацию. Такие антенны широко используются в радиолокации для получения более контрастного изображения цели на фоне помех, а также при работе с летательными и космическими аппаратами, положение антенн которых в пространстве не стабилизировано. Спиральные антенны могут работать самостоятельно, являться элементом антенной решетки или облучателем зеркальной антенны.

Однозаходная цилиндрическая спиральная антенна (ЦСА) представляет собой проволочную спираль с постоянным шагом  $s$ , выполненную на цилиндрической поверхности радиуса  $r = a$  (рис. 6.5, а).

Один конец спирали остается свободным, а другой соединен с внутренним проводником коаксиальной линии. Внешний проводник коаксиальной линии присоединяется к металлическому экрану, имеющему форму диска или многоугольника. Экран служит для получения однонаправленного излучения и уменьшения токов, наводимых на внешнем проводнике коаксиального фидера. Диаметр экрана выбирается равным  $(0,7-0,9) \lambda_{\text{ср}}$ .

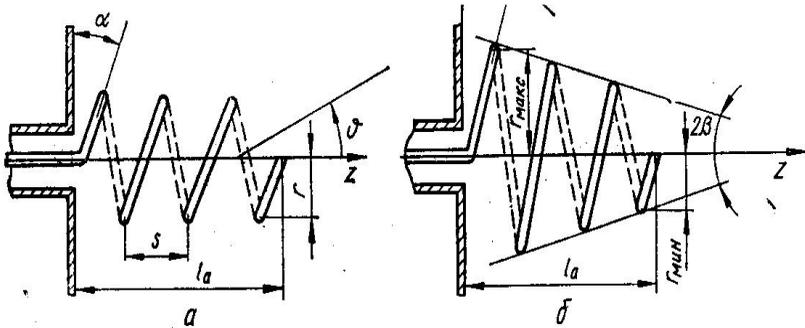


Рис. 6.5. Цилиндрическая и коническая спиральные антенны

Диаметр проводника спирали обычно на порядок меньше диаметра цилиндрической поверхности  $2a$ . Число витков  $N = 4 \dots 8$ . Осевая длина антенны  $L$  находится в пределах  $(0,5 \dots 3,0) \lambda_{\text{max}}$ . Геометрическими параметрами цилиндрической спирали также являются:  $l_1$  — длина одного витка и  $\alpha$  — угол намотки. Между геометрическими параметрами цилиндрической спирали существуют соотношения:

$$l_1^2 = (2\pi a)^2 + s^2; \quad \alpha = \arctg[s/(2\pi a)]; \quad L = Ns. \quad (6.80)$$

В зависимости от формы ДН и направления максимума излучения различают три режима: режим бокового или поперечного излучения ( $2\pi a \ll \lambda$ ), режим осевого излучения ( $2\pi a \cong \lambda$ ) и режим наклонного излучения ( $2\pi a \gg \lambda$ ). Наиболее используемым является режим осевого излучения, обеспечивающий максимальный КНД и круговую поляризацию в направлении максимума ДН. Направление вращения плоскости поляризации совпадает с направлением намотки спирали. Угол намотки спирали  $\alpha$  отсчитывается от нормали к оси антенны и выбирается в пределах  $12^\circ - 20^\circ$ . Осевой режим сохраняется при условии

$$\cos\alpha/(1 + \sin\alpha) \leq ka \leq \cos\alpha/(1 - \sin\alpha). \quad (6.81)$$

Максимальный коэффициент перекрытия по частоте, равный двум, получается при  $\alpha \cong 19^\circ$ .

Чтобы получить максимальный КНД антенны согласно формуле (6.70) надо взять длину спиральной антенны, равной

$$L_{\text{опт}} = Ns = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}, \quad (6.83)$$

где  $\xi = 1,1 \div 1,4$  — коэффициент замедления, или коэффициент укорочения, волны вдоль оси спирали.

Приближенный расчет нормированной ДН оптимальной ЦСА в плоскости  $\varphi = \text{const}$  можно провести по формулам

$$\bar{F}_\theta(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \cos \theta \cdot |\sin \psi / \psi|; \quad (6.84)$$

$$\bar{F}_\varphi(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \cdot |\sin \psi / \psi|, \quad (6.85)$$

где  $J_0(ka \sin \theta)$  — функция Бесселя;  $\psi = \frac{1}{2}kL(\cos \theta - \xi)$ ; угол  $\theta$  отсчитывается от оси антенны.

Формулы получены по теореме о перемножении диаграмм направленности элемента системы в виде кольцевого излучателя с бегущей со скоростью света волной тока и множителя направленности ЛНС с бегущей вдоль нее замедленной волной, характеризуемой коэффициентом  $\xi = c/V_\phi$ . Формулы (6.84), (6.85) не учитывают отражение от конца спирали, затухание тока в ней и влияние экрана на характеристики излучения. Для оценки ширины ДН (в градусах) можно пользоваться выражениями

$$(2\theta_{0,5})_\theta \cong 85\sqrt{\lambda/L}, \quad (2\theta_{0,5})_\varphi \cong 108\sqrt{\lambda/L}. \quad (6.86)$$

В режиме осевого излучения ЦСА при оптимальном значении  $\xi$ ,  $N > 3$ ,  $\alpha \leq 15^\circ$  характеризуют параметры:

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 \approx 15(l_1/\lambda)^2 \frac{L}{\lambda}; \quad (6.87)$$

входное сопротивление (формула Крауса)

$$R_{\text{вх}} \approx 140l_1/\lambda. \quad (6.88)$$

КНД в направлении максимума излучения можно также оценить по формуле

$$D_0 \cong 7,5(ka/\cos \alpha)^2 L/\lambda. \quad (6.89)$$

У конической спирали (рис. 6.7, б) длина витка и расстояние между витками являются переменными. Ее параметры:  $L$  — осевая длина;  $a_{\min}$  — минимальный радиус спирали;  $a_{\max}$  — максимальный радиус спирали;  $N$  — число витков;  $\alpha$  — угол намотки;  $\beta$  — половина угла при вершине конуса. Геометрические размеры конической спирали определяются по формулам

$$a_{\min} = \frac{0,75\lambda_{\min} \operatorname{tg}\alpha \sin\beta}{\exp(2\pi \operatorname{tg}\alpha \sin\beta) - 1}; a_{\max} = a_{\min} e^{2\pi N \operatorname{tg}\alpha \sin\beta}, \quad (6.90)$$

где  $\lambda_{\min}$  — нижняя длина волны рабочего диапазона антенны.

Конические спиральные антенны более широкополосны, но имеют меньший КНД из-за уменьшения числа витков, для которых выполняется условие режима осевого излучения  $l = \lambda$ . При оценке параметров конической спиральной антенны можно пользоваться формулами (6.86)–(6.88), если  $L$  заменить на  $L \cos\beta$ , а  $l_1$  на  $l_{1cp} = \pi(a_{\max} + a_{\min})$ .

### *Диэлектрические стержневые антенны*

Конструкции диэлектрической стержневой антенны схематически показаны на рис. 6.6 и состоят из двух основных частей: возбуждающего устройства, обычно в виде коаксиально-волноводного перехода на круглом волноводе с волной основного типа  $H_{11}$ , и круглого диэлектрического стержня, представляющего собой отрезок регулярного (цилиндрического) или нерегулярного (конического) диэлектрических волноводов. В отличие от полого металлического волновода волны в диэлектрическом волноводе являются гибридными, т.е. имеют обе продольные составляющие электромагнитного поля. Основной является волна  $HE_{11}$ . Она не имеет критической длины волны, а структура ее поля в поперечном сечении близка к структуре поля волны  $H_{11}$  круглого волновода. По этим причинам подобные конструкции получили широкое применение в антенной технике в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Фазовая скорость распространяющейся вдоль стержня, лежит в пределах  $c/\sqrt{\epsilon} < V_{\phi} < c$ , где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала стержня. Расчетные зависимости  $\xi = c/V_{\phi}$  от  $2a/\lambda$ , где  $a$  — радиусы стержня и волновода,  $\lambda$  — длина волны в вакууме, для  $\mu = 1$  и некоторых значений  $\epsilon$  приведены на рис. 6.7.

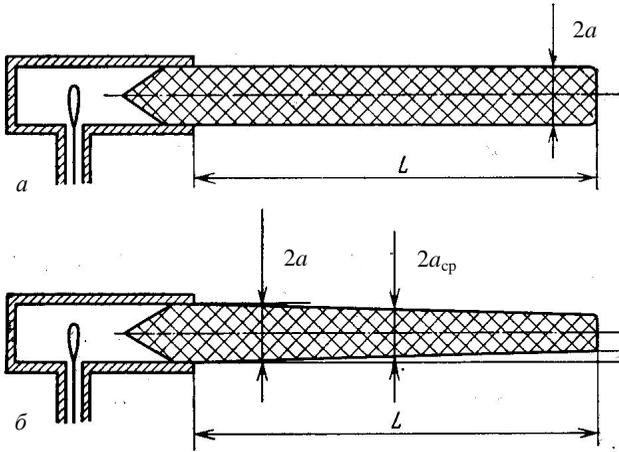


Рис. 6.6. Диэлектрические стержневые антенны: *a* — цилиндрическая; *б* — коническая

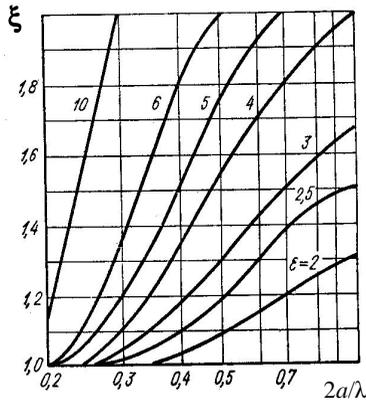


Рис. 6.7. Зависимость коэффициента замедления  $\xi$  в диэлектрической антенне от ее волновых размеров

Приближенный расчет нормированной ДН диэлектрической стержневой антенны в плоскостях  $E$  ( $\varphi = 0$ ) и  $H$  ( $\varphi = \pi/2$ ) можно выполнить по формулам

$$\bar{F}_\theta(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \cos \theta \cdot |\sin \psi / \psi|, \quad (6.91)$$

$$\bar{F}_\varphi(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \cdot |\sin \psi / \psi|, \quad (6.92)$$

где  $J_0(ka \sin \theta)$  — функция Бесселя;  $\psi = \frac{1}{2}kL(\cos \theta - \xi)$ ; угол  $\theta$  отсчитывается от оси антенны;  $L$  — длина диэлектрического стержня вне волноводной секции.

Формулы получены по теореме о перемножении диаграмм направленности элемента системы в виде открытого конца круглого волновода и МН ЛНС с бегущей вдоль нее замедленной волной с коэффициентом замедления  $\xi$ . Эти формулы не учитывают излучение от стыка диэлектрического стержня с волноводом и отражения от конца диэлектрического стержня, определяющие высокий уровень боковых лепестков, а также затухание в нем, вызванное излучением и тепловыми потерями. Поэтому совпадение теоретических и экспериментальных результатов возможно только в области главного лепестка ДН.

Известны [17, 18] и другие приближенные формулы, по которым можно рассчитать в главных плоскостях амплитудную ДН цилиндрической стержневой антенны, представляя ДН в виде множителей направленности ЛНС с соответствующими распределениями:

в плоскости  $H(\varphi = 0)$

$$\bar{f}(\theta^H) = \frac{\sin \left[ \frac{\pi l}{\lambda} (\xi - \cos \theta^H) \right]}{\frac{\pi l}{\lambda} (\xi - \cos \theta^H)}; \quad (6.93)$$

в плоскости  $E(\varphi = \pi/2)$

$$\bar{f}(\theta^E) = \frac{\sin \left[ \frac{\pi l}{\lambda} (\xi - \cos \theta^E) \right]}{\frac{\pi l}{\lambda} (\xi - \cos \theta^E)} \cos \theta^E, \quad (6.94)$$

где  $\theta$  — угол между осью антенны и направлением в точку наблюдения.

Для получения максимального КНД диаметр  $2a$  и длина  $L$  цилиндрического стержня (вне волноводной секции) должны иметь оптимальные размеры

$$2a_{\text{опт}} \cong \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\epsilon - 1)}}, \quad L_{\text{опт}} \cong \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}. \quad (6.95)$$

Необходимая величина  $\xi_{\text{опт}}$  при заданном значении  $\epsilon$  обеспечивается соответствующим выбором радиуса стержня. Очевидно, что это можно

выполнить на фиксированной длине волны. Обычно в качестве нее берется средняя длина волны рабочего диапазона. Из условия существования в круглом волноводе волны основного типа получается  $\lambda_{\text{cp}} \cong 3a$ .

При оптимальной длине диэлектрического стержня КНД антенны находят по формуле

$$D_0 \approx 8L_{\text{опт}} / \lambda. \quad (6.96)$$

Потери в диэлектрике, которые определяют КПД антенны, можно оценить по формуле (1.8). КПД диэлектрической антенны, зная погонное затухание, можно рассчитать по формуле (3.10). При оценке используют также среднее значение КПД, равное 0,85.

При расчете диэлектрической стержневой антенны по заданным значениям КНД или ширины ДН сначала по формулам (6.68) или (6.69) находят длину стержня  $L$ , далее по формуле (6.70) определяют коэффициент замедления  $\xi_{\text{опт}}$ , а затем по графикам на рис. 6.6 выбирают значения  $\epsilon$  и диаметр стержня  $2a$ .

Для уменьшения излучения от стыка с волноводом и отражения от конца стержня ему придают коническую форму. При этом наибольший диаметр выбирают равным внутреннему диаметру волновода, а наименьший выбирают так, чтобы средний по длине антенны коэффициент замедления был близок к оптимальному, т.е.

$$\xi_{\text{cp}} = 0,5(\xi_{\text{max}} + \xi_{\text{min}}) \cong \xi_{\text{опт}}. \quad (6.97)$$

Оптимальные размеры конического стержня могут находиться также по формулам

$$\left. \begin{aligned} 2a_{\text{max}}^{\text{опт}} &= \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\epsilon - 1)}}, & 2a_{\text{min}}^{\text{опт}} &= \frac{\lambda}{\sqrt{2,5\pi(\epsilon - 1)}}, \\ L_{\text{опт}} &= \frac{1}{2(\xi_{\text{cp}} - 1)}. \end{aligned} \right\} \quad (6.98)$$

Амплитудные ДН конической стержневой антенны можно рассчитать по формулам (6.91) и (6.92) при условии замены конического стержня эквивалентным цилиндрическим стержнем.

Поляризация поля излучения стержневых диэлектрических антенн определяется поляризацией возбуждающего устройства.

### Примеры решения задач

1. Симметричный вибратор длиной  $2l = 0,6$  м возбуждается током с амплитудой  $I_0 = 0,3$  А на его входе и работает на частоте  $f = 400$  МГц. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного

полей в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 100$  м от вибратора и под углом  $\theta = \pi/3$  рад к его оси. Антенна находится в воздушной среде.

*Решение*

Расчет проводим по формулам (6.1) и (6.2). Сначала определим длину волны  $\lambda$  и электрический размер плеча  $kl$ . Они равны:  $\lambda = c/f = 0,75$  м;  $kl = 2\pi l/\lambda = 6,2816 \cdot 0,3/0,75 \cong 2,513$ .

Это значение  $kl$  вместе с исходными данными подставляем в формулы:

$$\begin{aligned} |E_{\theta}| &= \frac{120\pi 0,3}{2\pi \sin(2,513)} \left| \frac{\cos(2,513 \cdot 0/5) - \cos(2,513)}{100 \sin(\pi/3)} \right| \cong \\ &\cong \frac{0,306}{0,866} |0,309 - 0,809| \cong 0,177 \text{ В/м}; \\ |H_{\phi}| &= 0,177 / 120\pi = 0,469 \text{ мА/м}. \end{aligned}$$

2. Определить входное сопротивление симметричного вибратора длиной  $2l = 0,96$  м, выполненного из провода диаметром  $2a = 20$  мм, если длина волны  $\lambda = 1$  м.

*Решение*

Сначала определим волновое сопротивление вибратора. По формуле (6.16) получаем

$$W_b = \frac{120\pi}{\pi} [\ln(1/\pi \cdot 10^{-2}) - 0,577] \cong 344 \text{ Ом}.$$

Учитывая, что сопротивление излучения волнового вибратора  $R_{\Sigma \max} \approx 200$  Ом, по формуле (6.14) имеем

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{200 - i344 \cos(2\pi 0,48/1) \sin(2\pi 0,48/1)}{(200/344)^2 + \sin^2(2\pi 0,48/1)} \approx (570 + i120) \text{ Ом}.$$

3. С целью настройки в резонанс определить укорочение симметричного волнового вибратора, выполненного из провода диаметром  $2a/\lambda = 0,02$ .

*Решение*

В рассматриваемом случае  $l/\lambda = 0,5$ ;  $l/a = 50$ . Из рис. 6.3 определяем  $\xi = 1,17$ . По формуле (6.17) находим

$$\Delta l = (1 - 1/\xi) 0,25l = \left(1 - \frac{1}{1,17}\right) 0,25 \cdot 0,5\lambda \approx 0,018\lambda,$$

т.е. укорочение вибратора составляет  $2\Delta l = 0,036\lambda$ .

4. Определить волновое сопротивление на резонансной частоте и относительную ширину полосы рабочих частот антенны ВГД  $\frac{10}{h} 0,6$ , состоящей из  $N = 6$  проводов радиусом  $r_0 = 2$  мм каждый.

*Решение*

По формуле (6.22) находим эквивалентный радиус антенны

$$a_{\text{эkv}} = a \sqrt[N]{\frac{N r_0}{a}} = 0,6 \sqrt[6]{\frac{6 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0,6}} \approx 0,31 \text{ м.}$$

Согласно формуле (6.19) резонансная длина волны антенны

$$\lambda_0 = 4l = 4 \cdot 10 = 40 \text{ м.}$$

По формулам (6.21) и (6.24) получаем

$$W_{\text{в}} = 120 \ln\left(0,175 \frac{\lambda_0}{R_3}\right) = 120 \ln\left(0,175 \cdot \frac{40}{0,13}\right) \approx 374 \text{ Ом;}$$

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = 200 \left(1 - 0,64 \operatorname{arctg} \frac{W_{\text{в}}}{73,1}\right) = 200 \left(1 - 0,64 \operatorname{arctg} \frac{374}{73,1}\right) \approx 23 \text{ \%}.$$

5. Полуволновая резонансная щелевая антенна имеет ширину  $b = 1$  см и работает на волне  $\lambda = 60$  см. Определить входное сопротивление антенны.

*Решение*

Найдем сначала эквивалентное волновое сопротивление и резонансную длину щели. Пользуясь формулами (6.30) и (6.31), получаем:

$$W_{\text{вщ}} \approx 120 \ln(0,71\lambda / b) = 120 \ln(0,71 \cdot 60) = 450 \text{ Ом;}$$

$$2\Delta l \approx 13,6\lambda / W_{\text{вщ}} = 13,6 \frac{60}{450} \approx 1,8 \text{ см;}$$

$$2l = \lambda / 2 - 2\Delta l = 60 / 2 - 1,8 = 28,2 \text{ см.}$$

По формуле (6.32) имеем  $Z_{\text{вх}} \approx \frac{(60\pi)^2}{73^2 + \left(450 \operatorname{ctg} \frac{\pi \cdot 28,2}{60}\right)^2} \times$

$$\times \left( 73 + i450 \operatorname{ctg} \frac{\pi \cdot 28,2}{60} \right) \approx (342 + i222) \text{ Ом}.$$

6. К несимметричному вертикальному заземленному вибратору, работающему на резонансной длине волны, подводится мощность  $P = 10$  кВт. Частота передатчика  $f = 750$  кГц. Определить эффективную высоту, КПД, ток у основания антенны и максимальную напряженность электрического поля на расстоянии  $r = 12$  км от вибратора. Сопротивление потерь в антенне  $R_{\Pi} = 7$  Ом.

*Решение*

Высоту вибратора, работающего на резонансной длине волны, находим из формулы (6.36), вычислив предварительно длину волны передатчика:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{750 \cdot 10} = 400 \text{ м}; \quad l = \frac{\lambda}{4} = \frac{400}{4} = 100 \text{ м}.$$

Эффективную высоту вибратора определяем по формуле (6.46)  
 $I_{\text{эф}} \cong 0,64l = 0,64 \cdot 100 = 64 \text{ м}.$

Сопротивление излучения четвертьволнового вибратора, отнесенное к максимуму тока, в два раза меньше сопротивления излучения симметричного полуволнового вибратора, т.е.  $R_{\Sigma \max} \approx 37$  Ом. По формуле (6.34) получаем

$$I = I_{\max} \sin kl = \sqrt{\frac{2P}{R_{\Sigma \max} + R_{\Pi}}} \sin \frac{2\pi l}{\lambda} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10 \cdot 10^3}{37 + 7}} \sin \frac{2\pi}{4} = 21,4 \text{ А}.$$

КПД антенны рассчитываем по формуле (6.41), а напряженность электрического поля — по формуле (6.47), полагая в максимуме  $\theta = \pi/2$ :

$$\eta = \frac{37}{37 + 7} \approx 0,84; \quad E_{\max} = \frac{60I_{\max}}{r} = \frac{60 \cdot 21,4}{12 \cdot 10^3} = 107 \text{ мВ/м}.$$

7. Прямоугольный волновод с размерами  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм возбуждается на волне типа  $H_{10}$  посредством коаксиально-волноводного перехода. Волновое сопротивление коаксиального фидера  $W_{\text{вф}} = 50$  Ом. Длина волны в свободном пространстве  $\lambda = 3,2$  см. Найти высоту штыря  $l_1$  и размеры  $l_2$  и  $x_0$ , определяющие его положение в волноводе.

*Решение*

Длина волны основного типа в волноводе

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{3,2}{\sqrt{1 - \left(\frac{3,2}{4,6}\right)^2}} = 4,45 \text{ см.}$$

Характеристическое сопротивление волновода на волне основного типа

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{3,2}{4,6}\right)^2}} = 524 \text{ Ом.}$$

Эффективную высоту штыря определим, предполагая, что он находится в середине широкой стенки волновода ( $x_0 = a/2$ ) и на расстоянии  $l_2 = \lambda_B/4$  от торцевой стенки. Из условия согласования коаксиальной линии с волноводом (6.49) имеем

$$\begin{aligned} l_{эф} &= \sqrt{\frac{W_B ab}{2Z_c \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_0\right) \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_B} l_2\right)}} = \\ &= \sqrt{\frac{50 \cdot 23 \cdot 10}{2 \cdot 524 \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_B} \frac{\lambda_B}{4}\right)}} = 3,31 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Этой действующей высоте штыря в предположении, что он находится в свободном пространстве, соответствует геометрическая высота  $l_1$ , которая находится из формулы (6.44):

$$l_1 = \frac{\lambda}{\pi} \arctg \frac{2\pi l_{эф}}{\lambda} = \frac{3,2}{3,1416} \arctg \frac{6,28 \cdot 3,31}{32} = 5,9 \text{ мм.}$$

Как видим, расстройка вибратора велика, поскольку его высота  $l_1$  существенно отличается от  $\lambda/4 = 8$  мм. В целях увеличения  $l_1$  при сохранении условия  $R_{вх} = W_B$  смещаем вибратор к одной из узких стенок волновода. Принимаем  $x_0 = 0,25a$ , и тогда

$$\begin{aligned}
 l_{\text{эф}} &= \sqrt{\frac{W_{\text{в}} ab}{2Z_c \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_0\right) \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}} l_2\right)}} = \\
 &= \sqrt{\frac{50 \cdot 23 \cdot 10}{2 \cdot 524 \sin^2(0,25\pi) \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\right)}} = 4,68 \text{ мм}; \\
 l_1 &= \frac{\lambda}{\pi} \arctg \frac{2\pi l_{\text{эф}}}{\lambda} = \frac{32}{3,1416} \arctg \frac{6,28 \cdot 4,68}{32} = 7,56 \text{ мм}.
 \end{aligned}$$

Выберем радиус штыря равным 1,6 мм и по (6.35) вычислим его волновое сопротивление, которое составит  $W_{\text{вн}} = 60 \text{ Ом}$ . Поскольку штырь не настроен в резонанс ( $l_1 < \lambda/4$ ), его входное сопротивление содержит также и реактивную составляющую

$$X_{\text{вх}} = -W_{\text{вн}} \text{ctg} \beta l_1 = -W_{\text{вн}} \text{ctg} \left( \frac{2\pi \cdot 7,56}{32} \right) = -60 \cdot 0,0875 = -5,25 \text{ Ом}.$$

Для ее компенсации необходимо изменить расстояние  $l_2$  от торцевой стенки волновода до штыря в соответствии с формулой (6.48), чтобы значение реактивности осталось прежним, а знак изменился на противоположный. Тогда

$$\begin{aligned}
 \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda_{\text{в}}} l_2\right) &= \frac{-X_{\text{вх}} ab}{l_{\text{эф}}^2 Z_c \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_0\right)} = \frac{5,25 \cdot 10 \cdot 23}{4,68^2 \cdot 524 \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot 0,25a}{a}\right)} = 0,21; \\
 \frac{4\pi}{\lambda_{\text{в}}} l_2 &= 0,21; \quad l_2 = \frac{44,5 \cdot 0,21}{12,57} = 7,43 \text{ мм}.
 \end{aligned}$$

8. Рассчитать цилиндрическую спиральную антенну осевого излучения, работающую в диапазоне длин волн от  $\lambda_{\text{мин}} = 6 \text{ см}$  до  $\lambda_{\text{макс}} = 10 \text{ см}$ . В процессе расчета для крайних длин волн рабочего диапазона определить число витков спирали, шаг намотки, КНД, входное сопротивление антенны и ширину ДН.

*Решение*

Сначала определяем среднюю длину волны рабочего диапазона

$$\lambda_{\text{cp}} = \frac{\lambda_{\text{min}} + \lambda_{\text{max}}}{2} = \frac{6 + 10}{2} = 8 \text{ см.}$$

Так как антенна должна иметь максимум излучения вдоль оси, то длину витка спирали принимаем равной средней длине волны диапазона. Поэтому  $l_1 = \lambda_{\text{cp}} = 8 \text{ см.}$

Выбираем угол намотки спирали  $\alpha$  равным  $15^\circ$ , имея в виду, что оптимальные значения этого угла лежат в пределах от  $12$  до  $20^\circ$ . Определяем шаг намотки  $s = 2\pi a \sin \alpha = 8 \sin 15^\circ = 8 \cdot 0,259 = 2,07 \text{ см.}$

При вычислении осевой длины антенны исходим из того, что оптимальное значение коэффициента замедления на минимальной длине волны должно быть равным  $\xi = c / V_{\phi} \approx 1,2$ . Поэтому  $\xi = 1 + \frac{\lambda_{\text{min}}}{2L} = 1,2$ , что

$$\text{соответствует } L = \frac{\lambda_{\text{min}}}{2 \cdot 0,2} = \frac{6}{0,4} = 15 \text{ см.}$$

Число витков спирали равно  $N = \frac{L}{s} = \frac{15}{2,07} = 7,25$ . Округляем  $N$

до семи и уточняем осевую длину спирали  $L = Ns = 7 \cdot 2,07 = 14,5 \text{ см.}$

КНД в направлении максимума излучения для крайних длин волн рабочего диапазона вычисляем по формуле (6.87):

$$D_0 \approx 15 \left( \frac{l_1}{\lambda_{\text{min}}} \right)^2 \frac{L}{\lambda_{\text{min}}} = 15 \left( \frac{8}{6} \right)^2 \frac{14,5}{6} = 64,3 = 18,1 \text{ дБ;}$$

$$D_0 \approx 15 \left( \frac{l_1}{\lambda_{\text{max}}} \right)^2 \frac{L}{\lambda_{\text{max}}} = 15 \left( \frac{8}{10} \right)^2 \frac{14,5}{10} = 17,4 = 12,4 \text{ дБ.}$$

Ширину ДН находим по формулам (6.86):

$$(2\theta_{0,5})_{\theta} \cong 85 \sqrt{\lambda_{\text{min}} / L} = 85 \sqrt{6 / 14,5} \cong 54,8^\circ;$$

$$(2\theta_{0,5})_{\theta} \cong 85 \sqrt{\lambda_{\text{max}} / L} = 85 \sqrt{10 / 14,5} \cong 70,8^\circ;$$

$$(2\theta_{0,5})_{\phi} \cong 108 \sqrt{\lambda_{\text{min}} / L} = 108 \sqrt{6 / 14,5} \cong 69,6^\circ;$$

$$(2\theta_{0,5})_{\phi} \cong 108 \sqrt{\lambda_{\text{max}} / L} = 108 \sqrt{10 / 14,5} \cong 90^\circ.$$

Входное сопротивление антенны для крайних длин волн рабочего диапазона в соответствии с формулой (6.88) равно:

$$R_{\text{вх}} \approx 140 \frac{l_1}{\lambda_{\min}} = 140 \frac{8}{6} = 186 \text{ Ом}; \quad R_{\text{вх}} \approx 140 \frac{l_1}{\lambda_{\max}} = 140 \frac{8}{10} = 112 \text{ Ом.}$$

9. Для работы на волне длиной  $\lambda = 7$  см рассчитать коническую диэлектрическую стержневую антенну оптимальных размеров с максимальным коэффициентом усиления  $G_0$  не менее 30. В процессе расчета определить: длину  $L$ ; максимальный  $d_{\max}$  и минимальный  $d_{\min}$  диаметры стержня; коэффициент замедления; затухание, вызванное тепловыми потерями в стержне; КНД и КУ антенны. В качестве материала для изготовления стержня взять диэлектрик ( $\varepsilon = 2,5$ ;  $\text{tg}\sigma = 2 \cdot 10^3$ ).

*Решение*

Сначала определяем ориентировочное значение длины стержня  $L$ , поскольку этот размер антенны в первую очередь ограничивает возможность ее реализации. Среднее значение КПД диэлектрической антенны в первом приближении берем равным  $\eta = 0,85$ . Поэтому КНД должен быть не менее  $D_0 = \frac{G_0}{\eta} = \frac{30}{0,85} = 35$ .

Для получения такого КНД стержень оптимальных размеров должен согласно (6.9б) иметь длину

$$L_{\text{опт}} = \frac{D_0 \lambda}{8} = \frac{35 \cdot 7}{8} \cong 30,6 \text{ см.}$$

Этот размер антенны можно считать приемлемым.

Максимальный и минимальный диаметры стержня равны:

$$d_{\max} = 0,565 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}} = \frac{0,565 \cdot 7}{\sqrt{2,5 - 1}} = 3,2 \text{ см,}$$

$$d_{\min} = 0,355 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}} = \frac{0,355 \cdot 7}{1,225} = 2 \text{ см.}$$

Средний диаметр имеет значение  $d_{\text{ср}} = \frac{d_{\min} + d_{\max}}{2} = \frac{2 + 3,2}{2} = 2,6 \text{ см,}$

поэтому  $\frac{d_{\text{ср}}}{\lambda} = \frac{2,6}{7} = 0,37$ . Из графика на рис. 6.9 находим коэффициент

замедления  $\xi = 1,1$  и по нему длину волны в стержне  $\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\xi} =$

$$= \frac{7}{1,1} = 6,3 \text{ см..}$$

По формуле (6.70) уточняем длину стержня

$$L_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)} = \frac{7}{2(1,1 - 1)} = 35 \text{ см.}$$

Затухание, обусловленное тепловыми потерями в диэлектрическом стержне, приближенно находим по формуле (1.8). Оно равно

$$\alpha_d \cong \frac{27,3\sqrt{2,5}}{0,07} 2 \cdot 10^{-3} \cong 1,24 \text{ дБ/м.}$$

КПД антенны находим по формуле (3.10)

$$\eta = \exp(-0,23\alpha_d L_{\text{опт}}) = \exp(-0,23 \cdot 1,24 \cdot 0,35) \cong 0,9.$$

КНД в направлении максимума излучения в соответствии с (6.96)

равен  $D_0 = 8 \frac{L}{\lambda} = 8 \frac{35}{7} = 40.$

Максимальный КУ антенны имеет значение

$$G_0 = D_0 \eta = 40 \cdot 0,9 \approx 36,$$

что вполне удовлетворяет заданию.

10. Определить оптимальные размеры конической стержневой антенны из тролитула ( $\epsilon = 2,5$ ;  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ ). Рабочая длина волны  $\lambda = 7$  см.

*Решение*

Используя соотношения (6.98), находим оптимальные диаметры стержня:

$$2a_{\text{max}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\epsilon - 1)}} = \frac{7}{\sqrt{\pi 1,5}} \approx 3,22 \text{ см};$$

$$2a_{\text{min}} = \frac{\lambda}{\sqrt{2,5\pi(\epsilon - 1)}} = \frac{7}{\sqrt{2,5\pi 1,5}} \approx 2,03 \text{ см}.$$

Среднему диаметру стержня

$$d_{\text{ср}} = \frac{2a_{\text{max}} + 2a_{\text{min}}}{2} = \frac{3,22 + 2,03}{2} = 2,625 \text{ см}$$

согласно графику на рис. 6.9 соответствует коэффициент замедления  $\xi_{\text{ср}} = 1,06$ . Поэтому оптимальная длина стержня равна

$$L_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{2(\xi_{\text{ср}} - 1)} = \frac{7}{2(1,06 - 1)} \approx 58,5 \text{ см}.$$

Остальные параметры антенны можно рассчитать по методике, изложенной выше.

### Задачи для самостоятельного решения

#### Антенны стоячих волн

6.1. Доказать, что диаграмма направленности симметричного вибратора, короткого по сравнению с длиной волны, совпадает с диаграммой направленности элементарного диполя.

6.2. Определить эффективную длину, отнесенную к току на входе, симметричного вибратора длиной: а)  $2l = \lambda/4$ ; б)  $2l = \lambda/2$ ; в)  $2l = 5\lambda/8$ .

6.3. Определить эффективную длину, отнесенную к току в максимуме, симметричного волнового вибратора длиной  $2l = \lambda = 20$  м.

6.4. Определить эффективную длину симметричного полуволнового вибратора, работающего на частоте  $f = 30$  МГц.

6.5. Определить напряжение  $U_n$  на входе приемника, подключенного к симметричному полуволновому вибратору длиной  $2l = 10$  м, если напряженность электрического поля в точке приема  $E = 50$  мкВ/м. Входное сопротивление приемника  $R_n = 160$  Ом, сопротивление потерь в антенне  $R_{\pi} = 10$  Ом. Считать, что в антенне наводится максимальная ЭДС.

6.6. Определить напряжение  $U_n$  на входе приемника, подключенного к симметричному полуволновому вибратору, если напряженность электрического поля в точке приема  $E = 100$  мкВ/м, а длина волны  $\lambda = 30$  м. Входное сопротивление приемника  $R_n = 200$  Ом. Потерями в антенне пренебречь и считать, что в ней наводится максимальная ЭДС.

*Указание:* при вычислении учесть известные значения сопротивления тонкого симметричного вибратора.

6.7. Определить напряжение на входе приемника, подключенного к симметричному полуволновому вибратору длиной  $2l = 10$  м. Напряженность электрического поля в точке приема равна 5 мкВ/м. Входное сопротивление приемника составляет 100 Ом. Сопротивление потерь в антенне равно 10 Ом. Считать, что в антенне наводится максимальная ЭДС.

6.8. Определить напряжение на входе приемника, подключенного к симметричному полуволновому вибратору, если входное сопротивление приемника равно  $R_{\text{пр}} = 200$  Ом, а напряженность поля в точке приема составляет 100 мкВ/м. Длина волны равна 20 м. Потерями пренебречь. Считать, что в антенне наводится максимальная ЭДС.

*Указание:* при вычислении учесть известные значения сопротивления тонкого симметричного вибратора.

6.9. Симметричный полуволновой вибратор соединен с приемником при помощи фидера с волновым сопротивлением  $177 \text{ Ом}$ . Напряженность поля в точке приема на волне длиной  $31,4 \text{ м}$  составляет  $50 \text{ мкВ/м}$ . Каковы будут амплитуда напряжения и мощность на входе приемника, если его входное сопротивление равно  $177 \text{ Ом}$ ? Потерями в антенне и фидере пренебречь. Считать, что в антенне наводится максимальная ЭДС.

6.10. Приемный симметричный полуволновой вибратор без потерь работает на волне длиной  $\lambda = 1 \text{ м}$  и ориентирован на максимум приходящей волны. Определить мощность, которая выделяется в согласованной нагрузке вибратора, если известно, что амплитуда напряженности электрического поля в месте приема равна  $1 \text{ мВ/м}$ .

6.11. Определить максимальную мощность, которую может отдать в согласованную нагрузку приемный симметричный полуволновой вибратор длиной  $2l = 10 \text{ м}$  при напряженности электрического поля в точке приема  $100 \text{ мкВ/м}$ . Найти эффективную площадь вибратора, пренебрегая потерями.

*Указание:* при вычислении учесть известные значения сопротивления тонкого симметричного вибратора.

6.12. Приемная антенна имеет параметры:  $l_{\text{эф}} = 1,4 \text{ м}$ ;  $R_{\Sigma} = 75 \text{ Ом}$ . Определить максимальную мощность, отдаваемую антенной в согласованную нагрузку, если напряженность электрического поля в точке приема равна  $E = 200 \text{ мкВ/м}$ .

6.13. Определить максимальную мощность, которую может отдать в согласованную нагрузку приемный симметричный полуволновой вибратор длиной  $2l = 10 \text{ м}$  при напряженности электрического поля в точке приема  $E = 100 \text{ мВ/м}$ . Найти эффективную площадь этого вибратора, пренебрегая потерями.

6.14. Определить эффективную площадь симметричного приемного вибратора без потерь длиной  $2l = 3\lambda/4$ . Во сколько раз эта площадь больше эффективной площади приемного полуволнового ( $2l = \lambda/2$ ) вибратора?

6.15. Два симметричных полуволновых вибратора без потерь расположены на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  друг от друга так, что их оси параллельны между собой и перпендикулярны прямой, проходящей через центры вибраторов. Один из вибраторов работает в режиме передачи, другой — в режиме приема. Длина волны генератора  $\lambda = 1 \text{ м}$ . Определить мощность, выделяемую в согласованной нагрузке приемного вибратора, если амплитуда тока на входе передающего вибратора равна  $1 \text{ А}$ . Определить также эффективную длину приемного вибратора и

ЭДС, наведенную в нем электромагнитной волной, излучаемой передающим вибратором.

6.16. Определить эффективную длину и сопротивление излучения в точке питания и в максимуме тока симметричного вибратора при его относительной длине  $2l/\lambda$ , равной: а)  $3/20$ ; б)  $1/4$ ; в)  $1/2$ .

6.17. Определить резонансную длину с учетом укорочения симметричного полуволнового вибратора, имеющего диаметр  $2a = 10$  мм и работающего на частоте  $f = 150$  МГц.

6.18. Определить частоту передатчика, на которой будет настроен в резонанс подключенный к нему симметричный волновой вибратор, имеющий геометрическую длину  $2l = 20$  см и диаметр  $2a = 10$  мм.

6.19. Волновое сопротивление симметричного полуволнового вибратора  $W_B = 600$  Ом. Определить резонансную длину вибратора, если его диаметр  $2a = 16$  мм.

6.20. Симметричный вибратор имеет волновое сопротивление  $W_B = 800$  Ом и диаметр  $2a = 10$  мм. Определить рабочую частоту, пренебрегая эффектом укорочения вибратора.

6.21. Волновое сопротивление симметричного волнового вибратора  $W_B = 360$  Ом. Определить диаметр вибратора, если его длина  $2l = 30$  см. Эффектом укорочения вибратора пренебречь.

6.22. Симметричный полуволновой настроенный вибратор длиной  $2l = 1$  м выполнен из круглого проводника диаметром  $d = 0,05$  м. Определить собственную длину волны и коэффициент укорочения волны в вибраторе. Определить те же параметры вибратора при  $d = 0,01$  м. Сравнить полученные результаты.

6.23. Симметричный настроенный полуволновой вибратор длиной  $2l = 1$  м выполнен из круглого проводника диаметром  $d = 0,05$  м. Найти собственную длину волны и коэффициент укорочения вибратора. Определить диапазон волн, в пределах которого активная составляющая входного сопротивления вибратора изменяется не более чем в два раза по сравнению с сопротивлением на собственной длине волны.

6.24. Определить входное сопротивление симметричного вибратора длиной  $2l = 24$  см, выполненного из провода диаметром  $2a = 16$  мм, если длина волны генератора  $\lambda = 25$  см.

6.25. Определить входное сопротивление симметричного вибратора длиной  $2l = 2$  м на волне длиной  $\lambda = 5$  м, если его волновое сопротивление  $W_B = 360$  Ом.

6.26. Определить входное сопротивление симметричного вибратора, имеющего длину  $2l = 3$  м и волновое сопротивление  $W_B = 400$  Ом. Частота генератора  $f = 75$  МГц.

6.27. Симметричный вибратор имеет размеры:  $2a = 12$  мм;  $2l = 18$  см. Определить входное сопротивление вибратора на частоте  $f = 750$  МГц.

6.28. Активная часть входного сопротивления симметричного волнового вибратора  $R_{вх} = 3,2$  кОм. Определить диаметр вибратора, если частота генератора  $f = 75$  МГц.

6.29. Определить на волне длиной 100 м входное сопротивление симметричного вибратора общей длиной 2 м, если его волновое сопротивление составляет 800 Ом. Потери не учитывать.

6.30. Симметричный вибратор длиной  $2l = 0,75\lambda$  выполнен из проводника диаметром  $2a/\lambda = 0,02$ . Определить входное сопротивление вибратора, пренебрегая потерями.

6.31. Симметричный вибратор длиной 4 м, волновое сопротивление которого 600 Ом, соединен с генератором отрезком фидера длиной 5 м. Волновое сопротивление фидера 450 Ом. Определить мощность излучения антенны на волне длиной 4 м, если амплитуда тока в начале фидера (у генератора) равна 200 мА.

6.32. Симметричный волновой вибратор, имеющий волновое сопротивление 707 Ом, соединен с генератором отрезком фидера длиной 2,5 м. Волновое сопротивление фидера 500 Ом. Определить амплитуду тока на входе вибратора, если амплитуда тока в начале фидера равна 0,5 А. Длина волны составляет 2 м.

6.33. Полуволновой симметричный вибратор соединен с генератором отрезком фидера длиной 7 м. Волновое сопротивление фидера 500 Ом. Определить мощность излучения антенны и амплитуду напряжения в начале фидера (у генератора), если амперметр там показывает ток 0,5 А. Длина волны 4 м.

6.34. Мощность излучения симметричного вибратора длиной  $3\lambda/4$  равна 5 кВт. Ток на входе антенны составляет 3,78 А. Определить сопротивление излучения, отнесенное к току в максимуме.

6.35. Симметричный вибратор длиной  $2l = 0,4$  м работает на частоте 600 МГц. Определить КНД в направлении максимума ДН.

6.36. Определить максимальный КНД тонкого симметричного вибратора длиной  $2l = 0,8\lambda$ .

6.37. Приемный полуволновой симметричный вибратор без потерь работает на частоте  $f = 300$  МГц и максимумом ДН ориентиро-

ван на передатчик. Определить мощность, которая выделяется в согласованной нагрузке вибратора, если известно, что амплитуда напряженности электрического поля в месте приема равна 1 мВ/м. Потери не учитывать.

6.38. Симметричный вибратор длиной  $2l = 0,08$  м работает на частоте  $f = 3$  ГГц. Амплитуда тока на входе вибратора равна 1 А. Определить амплитуду напряженности электрического поля в точке, расположенной в его экваториальной плоскости на расстоянии  $r = 1000$  м от центра вибратора.

6.39. Симметричный вибратор длиной  $2l = 0,4$  м на частоте 300 МГц возбуждается переменной ЭДС. Амплитуда тока на входе вибратора равна 1 А. Определить амплитуду напряженности электрического поля вибратора в точке, расположенной в его экваториальной плоскости на расстоянии 1000 м от центра вибратора. Какой будет амплитуда напряженности электрического поля в этой точке для вибратора длиной  $2l = 1,2$  м?

6.40. Симметричный полуволновой вибратор излучает мощность, равную 100 кВт. Оценить амплитуду напряженности электрического поля вибратора в его экваториальной плоскости на расстоянии 100 км.

6.41. Рассчитать ЭДС, наводимую в симметричном полуволновом электрическом вибраторе электромагнитной волной, для двух случаев:

а) вибратор установлен в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны, параллельно вектору электрического поля линейно поляризованной волны;

б) вибратор расположен в плоскости, перпендикулярной направлению волны, под углом  $60^\circ$  к плоскости поляризации линейно поляризованной волны.

Длина волны  $\lambda = 4$  м, напряженность поля в точке приема  $E = 300$  мкВ/м.

6.42. Определить эффективную длину, отнесенную к току в точках питания, вертикальной заземленной антенны высотой  $h = \lambda/4 = 25$  м. Волновое сопротивление антенны равно 500 Ом.

6.43. Чему равно сопротивление излучения вертикальной заземленной антенны высотой 5 м на волне длиной 20 м?

6.44. Тонкий вертикальный заземленный вибратор высотой 50 м предназначен для попеременной работы на волнах длиной 220 м и 1000 м. Определить на этих волнах действующие высоты и сопротивления излучения, отнесенные к токам в точках питания вибратора. Определить также собственную длину волны вибратора.

6.45. Вертикальная заземленная антенна радиомаяка имеет высоту  $h = 20$  м. Определить действующую высоту антенны при работе на волнах длиной: а) 60 м; б) 80 м; в) 540 м.

6.46. Вертикальный заземленный вибратор имеет высоту  $h = 50$  м. Сопротивление излучения вибратора, отнесенное к максимуму тока,  $R_{\Sigma \max} = 100$  Ом. Определить действующую высоту антенны.

6.47. Определить действующую высоту и сопротивление излучения, отнесенное к максимуму распределения тока и к току у основания вертикального заземленного вибратора высотой  $h = 150$  м, работающего на волне длиной  $\lambda = 250$  м.

6.48. Вертикальная заземленная антенна высотой  $h = 110$  м работает на частоте  $f = 250$  кГц. Определить сопротивление излучения, отнесенное к току у основания антенны.

6.49. Антенна выполнена в виде вертикального заземленного провода диаметром 5 мм и длиной 50 м. Рассчитать эффективную длину, сопротивление излучения и КПД антенны на волне длиной 400 м. Сопротивление потерь принять равным 10 Ом.

6.50. Определить максимальный КНД вертикального заземленного электрического вибратора высотой  $h = 5\lambda/8$ .

6.51. Определить амплитуду тока у основания вертикального заземленного вибратора, если мощность, подводимая к нему,  $P = 40$  кВт, а входное сопротивление вибратора  $R_{\text{вх}} = 80$  Ом.

6.52. Вертикальная заземленная антенна имеет высоту  $h = 200$  м и работает на волне длиной  $\lambda = 1400$  м. Амперметр у основания антенны показывает силу тока  $I = 45$  А. Определить мощность, излучаемую антенной. Потери не учитывать.

6.53. Вертикальный заземленный четвертьволновый вибратор имеет высоту  $h = 30$  м и волновое сопротивление  $W_{\text{в}} = 510$  Ом. Определить амплитуды тока и напряжения в вибраторе на расстоянии 20 м от его конца, если напряжение на конце антенны равно  $U = 5$  кВ.

6.54. Определить волновое сопротивление вертикального заземленного вибратора высотой  $h = 120$  м, выполненного из провода диаметром  $2a = 8$  мм.

6.55. Определить входное сопротивление вертикальной заземленной антенны, имеющей высоту, равную половине длины волны. Волновое сопротивление антенны 400 Ом.

6.56. Определить активную и реактивную составляющие входного сопротивления, а также КПД вертикального заземленного вибратора высотой  $h = 135$  м, работающего на волне длиной 700 м. Радиус виб-

ратора  $a = 5$  мм, сопротивление активных потерь относительно входа  $R_{п.вх} = 4,6$  Ом.

6.57. Определить входное сопротивление вертикального заземленного вибратора высотой  $h = 120$  м, выполненного из провода диаметром  $2a = 8$  мм и работающего на волне длиной  $\lambda = 500$  м. Сопротивлением активных потерь в антенне пренебречь.

6.58. Определить входное сопротивление вертикального заземленного вибратора, установленного над идеально проводящей землей, при относительной высоте вибратора  $h/\lambda$ , равной: а) 0,125; б) 0,25; в) 0,3; г) 0,5; д) 0,8. Волновое сопротивление вибратора  $W_B = 500$  Ом.

6.59. Вертикальный заземленный вибратор имеет высоту  $h = 100$  м и волновое сопротивление  $W_B = 300$  Ом. Сопротивление потерь вибратора относительно входа  $R_{п} = 4,8$  Ом. Рассчитать элемент настройки вибратора (емкость или индуктивность), сопротивление излучения, отнесенное к максимуму тока и к току у основания вибратора, а также КПД при работе на волне длиной  $\lambda = 800$  м.

6.60. Определить резонансную длину волны, действующую высоту, входное сопротивление, КПД вертикального заземленного четвертьволнового вибратора высотой  $h = 140$  м, радиус которого  $a = 3$  мм, а сопротивление потерь относительно входа  $R_{п} = 6,5$  Ом.

6.61. Определить максимальную напряженность электрического и магнитного полей, создаваемых вертикальной заземленной четвертьволновой антенной в точке приема на расстоянии  $r = 120$  км от антенны, если подводимая к ней мощность  $P = 10$  кВт, а полная активная составляющая входного сопротивления  $R_{вх} = 40$  Ом.

6.62. Приемная антенна представляет собой вертикальный провод длиной 15 м с волновым сопротивлением 500 Ом. Определить напряжение на входе приемника, включенного в основание антенны. Входное сопротивление приемника равно 100 Ом, сопротивление заземления 20 Ом, частота 3 МГц, а напряженность поля в точке приема 100 мкВ/м. Составить эквивалентную схему цепи приёмной антенны.

6.63. Определить волновое сопротивление и реактивную составляющую входного сопротивления вертикального заземленного вибратора высотой  $l = 100$  м, если диаметр цилиндрической поверхности вибратора  $2a = 1$  м. Антенна состоит из  $N = 6$  проводов диаметром  $2r_0 = 6$  мм каждый и работает на волне  $\lambda = 360$  м.

6.64. Во сколько раз диаметр цилиндрической поверхности вертикального заземленного вибратора, состоящего из  $N = 6$  проводов диаметром  $2r_0 = 4$  мм каждый, должен быть больше диаметра того же вибратора, состоящего из проводов диаметром  $2r_0 = 8$  мм, чтобы при работе на одной и той же частоте их волновые сопротивления были одинаковы?

6.65. Диапазонный вертикальный заземленный вибратор имеет параметры: диаметр цилиндрической поверхности вибратора  $2a = 1,5$  м;  $N = 6$ ;  $2r_0 = 4$  мм. Каким должен быть диаметр цилиндрической поверхности вибратора, чтобы при  $N = 8$  и  $2r_0 = 6$  мм он имел такое же волновое сопротивление, как и в первом случае?

6.66. Максимальная напряженность электрического поля, создаваемого диапазонным вертикальным заземленным четвертьволновым вибратором высотой  $l = 60$  м, на расстоянии  $r = 80$  км от него равна  $E_{\max} = 5$  мВ/м. Определить волновое сопротивление, эквивалентный и геометрический диаметры цилиндрической поверхности вибратора, если диаметры каждого из его  $N = 8$  проводов равны  $2r_0 = 5$  мм, а напряжение в максимуме составляет  $U_{\max} = 2$  кВ.

6.67. Резонансная щелевая полуволновая антенна имеет длину  $2l = 14$  см и принимает сигналы частотой  $f = 1$  ГГц. Определить ширину щели.

6.68. Определить с учетом укорочения резонансную длину плоской щелевой полуволновой антенны, работающей на волне длиной  $\lambda = 80$  см. Ширина щели  $b$  равна: а) 4 см; б) 2 см.

6.69. Рассчитать входное сопротивление щелевой антенны в средних точках для следующих случаев: а)  $2l = 0,1\lambda$ ; б)  $2l = 0,5\lambda$ ; в)  $2l = \lambda$ . Волновое сопротивление металлического аналога равняется 100 Ом. Потери не учитывать.

### *Антенны бегущих волн*

6.70. Определить длину синфазной равноамплитудной линейной антенны, если ширина главного лепестка ДН по нулевым значениям поля составляет  $60^\circ$ , а длина волны равна 1 м. Какова амплитуда первого бокового лепестка?

6.71. Определить максимальный КНД и ширину ДН линейного непрерывного источника, работающего в режиме осевого излучения, если его оптимальная длина  $L_{\text{опт}} = 10\lambda$ .

6.72. Определить ширину ДН на уровне 0,5 по мощности и КНД линейного непрерывного источника длиной  $L = 8\lambda$ , возбуждаемого током, амплитуда которого изменяется по закону типа «косинус на пьедестале», а фаза постоянна, если уровень первого бокового лепестка  $F_1(\theta) = -25$  дБ.

6.73. Линейный непрерывный источник, работающий в режиме поперечного излучения, имеет длину  $L = 14\lambda$ . Амплитуда тока вдоль излучателя постоянна, а линейный сдвиг фазы на краю источника по отношению к его середине равен  $\Phi_1 = \pi/3$  рад. На какую величину сместится максимум излучения источника относительно неискаженного положения луча?

6.74. Линейный непрерывный источник, работающий в режиме поперечного излучения, имеет длину  $L = 14\lambda$ . Амплитуда тока вдоль излучателя постоянна, а кубичный сдвиг фазы на краю источника по отношению к его середине равен  $\Phi_3 = \pi/3$  рад. На какую величину сместится максимум излучения источника относительно неискаженного положения луча?

6.75. Цилиндрическая спиральная антенна состоит из 6 витков, шаг спирали 2 см, длина витка 10 см, длина волны 10 см. Определить ширину ДН (в градусах) для обеих компонент напряженности электрического поля, максимальный КНД и входное сопротивление антенны.

6.76. Цилиндрическая спиральная антенна осевого излучения имеет длину одного витка  $2\pi a = 15$  см и осевую длину  $L = 60$  см. Определить ширину ДН (в градусах) для обеих компонент напряженности электрического поля, максимальный КНД и активную часть входного сопротивления антенны  $R_{\text{вх}}$  на волне длиной  $\lambda = 15$  см.

6.77. На волне длиной 3 см определить ширину ДН в обеих плоскостях и максимальный КНД диэлектрической цилиндрической стержневой антенны, имеющей осевую длину 12 см.

6.78. Определить оптимальные размеры и максимальный КНД цилиндрической стержневой антенны из полистирола ( $\epsilon = 2,5$ ), работающей на волне длиной  $\lambda = 10$  см.

6.79. Определив оптимальные размеры цилиндрической стержневой антенны из диэлектрика с  $\epsilon = 2,5$ ;  $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-3}$  рассчитать ее параметры для работы на волне длиной  $\lambda = 12$  см, найти значения максимальных КНД и КУ.

6.80. Определить оптимальные размеры и максимальный КНД конической стержневой антенны из полистирола ( $\epsilon = 2,5$ ), работающей на волне длиной  $\lambda = 10$  см.

6.81. Определив оптимальные размеры конической стержневой антенны из диэлектрика с параметрами  $\epsilon = 2,5$ ;  $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-3}$ , рассчитать максимальные КНД и КУ для работы на волне длиной  $\lambda = 12$  см.

## 7. АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### *Плоские излучающие раскрывы*

Для получения направленного излучения по обеим угловым координатам в диапазоне СВЧ широко применяются антенны с излучающими или отражающими поверхностями. Подобные антенны называются апертурными. Их характеристики излучения зависят как от формы поверхности, так и от амплитудно-фазового распределения поля, возбуждаемого на поверхности антенны сторонним полем или источником. При этом наибольшую направленность обеспечивает плоская синфазная поверхность с постоянным амплитудным (равноамплитудным) распределением.

Если излучающая поверхность  $S_p$  имеет прямоугольную форму, то в дальней зоне ее нормированные амплитудные ДН описываются выражениями:

в плоскости  $E(\varphi = 0)$

$$\bar{F}(\theta^E) = \frac{\sin(0,5kb_p \sin \theta^E)}{0,5kb_p \sin \theta^E} \frac{1 + \cos \theta^E}{2}; \quad (7.1)$$

в плоскости  $H(\varphi = \pi/2)$

$$\bar{F}(\theta^H) = \frac{\sin(0,5ka_p \sin \theta^H)}{0,5ka_p \sin \theta^H} \frac{1 + \cos \theta^H}{2}, \quad (7.2)$$

где  $a_p$  и  $b_p$  — размеры раскрыва антенны (апертуры);  $\theta$  — угол в радианах между нормалью к поверхности антенны (ось  $Oz$ ) и направлением в точку наблюдения.

Ширина ДН апертурных антенн и уровень боковых лепестков в соответствующих плоскостях могут быть найдены по формулам (6.59)–(6.61) для ЛНС, в которых следует положить  $\theta_0 = \pi/2$ .

При спадающем до нуля косинусоидальном распределении поля вдоль одной из осей прямоугольной излучающей поверхности, например вдоль оси  $Oy$ , нормированная амплитудная ДН антенны в плоскости, проходящей через данную ось (плоскость  $H$ ), имеет вид

$$\bar{F}(\theta^H) = \frac{\cos(0,5ka_p \sin \theta^H)}{(0,5\pi)^2 - (0,5ka_p \sin \theta^H)^2} \frac{\pi^2(1 + \cos \theta^H)}{8}, \quad (7.3)$$

а ширина (в радианах) ДН антенны равна:  
на уровне 0,5 по мощности

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,18\lambda / a_p; \quad (7.4)$$

на уровне нулевого излучения

$$2\theta_0^H \approx 3\lambda / a_p. \quad (7.5)$$

Если излучающая поверхность  $S_p$  круглой формы, то при равномерном распределении поля по раскрытию антенны выражения для нормированной амплитудной ДН и ее ширины (в радианах) в главных плоскостях имеют вид:

$$\bar{F}(\theta) = \frac{J_1(0,5kd_p \sin \theta)}{0,5kd_p \sin \theta} (1 + \cos \theta); \quad (7.6)$$

$$2\theta_{0,5} = 1,02\lambda / d_p; \quad (7.7)$$

$$2\theta_0 = 2,44\lambda / d_p, \quad (7.8)$$

где  $d_p$  — диаметр раскрытия;  $J_1(0,5kd_p \sin \theta)$  — функция Бесселя первого порядка.

При спадающем до нуля параболическом законе распределения поля соответствующие выражения записываются так:

$$\bar{F}(\theta) = \frac{4J_2(0,5kd_p \sin \theta)}{(0,5kd_p \sin \theta)^2} (1 + \cos \theta); \quad (7.9)$$

$$2\theta_{0,5} = 1,27\lambda / d_p; \quad (7.10)$$

$$2\theta_0 = 3,26\lambda / d_p, \quad (7.11)$$

где  $J_2(0,5kd_p \sin \theta)$  — функция Бесселя второго порядка.

КНД плоского излучающего раскрытия в направлении максимума излучения определяется по формуле

$$D_0 = 4\pi S_{\text{эф}} / \lambda^2, \quad (7.12)$$

где  $S_{\text{эф}}$  — эффективная площадь раскрытия антенны, равная

$$S_{\text{эф}} = S_p \nu. \quad (7.13)$$

В (7.13)  $S_p$  — геометрическая площадь раскрыва;  $\nu$  — КИП раскрыва, зависящий от амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве. При различных в плоскостях  $E$  и  $H$  амплитудно-фазовых распределениях, что обычно имеет место, КИП в этих плоскостях будет принимать разные значения. Значение  $\nu$  в зависимости от вида синфазного амплитудного распределения поля в раскрывах прямоугольной и круглой излучающих апертур приведены в табл. П. 12.

При несинфазном возбуждении излучающей апертуры ее направленные свойства ухудшаются.

### **Волноводные излучатели и рупорные антенны**

Простейшим излучателем в диапазоне СВЧ является открытый конец прямоугольного или круглого волновода (рис. 7.1). Так как электрические размеры поперечного сечения волноводов обычно меньше длины волны, то подобные антенны являются слабонаправленными.

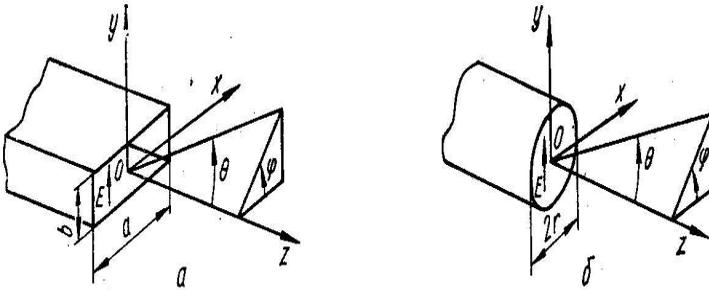


Рис. 7.1. Волноводные излучатели:  $a$  — на прямоугольном,  $b$  — на круглом волноводах

Излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода, возбуждаемого волной  $H_{10}$ , характеризуют параметры:

ширина ДН (в радианах) в плоскости  $H$  ( $\varphi = 0$ )

$$2\theta_{0,5}^H = 1,18\lambda / a; \quad (7.14)$$

ширина ДН (в радианах) в плоскости  $E$  ( $\varphi = \pi/2$ )

$$2\theta_{0,5}^E = 0,89\lambda / b; \quad (7.15)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 4\pi ab\nu/\lambda^2 \approx 10,2ab/\lambda^2, \quad (7.16)$$

где  $a, b$  — размеры сечения волновода;  $\nu$  — КИП раскрыва, равный 0,81.

Те же параметры для излучателя в виде открытого конца круглого волновода при возбуждении его волной  $H_{11}$  имеют вид:

$$2\theta_{0,5}^H = 1,62\lambda/(2a); \quad (7.17)$$

$$2\theta_{0,5}^E = 1,21\lambda/(2a); \quad (7.18)$$

$$D_0 = \nu(2\pi a/\lambda)^2 \approx 8,3(2a/\lambda)^2, \quad (7.19)$$

где  $2a$  — внутренний диаметр волновода;  $\nu$  — КИП раскрыва, равный 0,84.

Для получения большей направленности волноводный излучатель превращают в рупорную антенну. Наиболее распространенными являются секториальные, пирамидальные и конические рупоры с прямолинейными образующими (рис. 7.2).

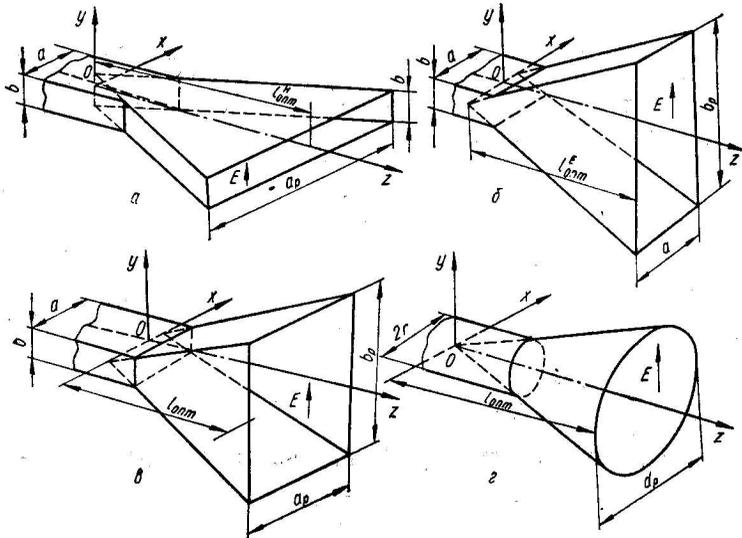


Рис. 7.2. Типы рупорных антенн

Форма главного лепестка амплитудной ДН рупорной антенны зависит от угла раскрыва рупора. При постоянной длине рупора наибольшая направленность излучения у секториальных рупоров имеет место

при углах раскрыва, которые соответствуют изменениям фазы (в радианах) на краях раскрыва:  $\Phi = 3\pi/4$  в плоскости  $H$  и  $\Phi = \pi/2$  в плоскости  $E$ . Рупоры с такими значениями максимальных изменений фазы на краях раскрыва получили название оптимальных.

Размеры оптимального  $H$ -плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}}^H = a_p^2 / (3\lambda), \quad (7.20)$$

где  $L_{\text{опт}}^H$  и  $a_p$  — оптимальная длина, т.е. расстояние от вершины до раскрыва рупора, и ширина раскрыва рупора.

Ширина ДН (в радианах) определяется по формулам:  
в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4\lambda / a_p; \quad (7.21)$$

в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E = 0,89 \lambda / b. \quad (7.22)$$

Размеры оптимального  $E$ -плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}}^E = b_p^2 / (2\lambda), \quad (7.23)$$

где  $L_{\text{опт}}^E$  и  $b_p$  — оптимальная длина и ширина раскрыва рупора.

Ширина ДН (в радианах) определяется по формулам:  
в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H = 1,18\lambda / a; \quad (7.24)$$

в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93\lambda / b_p. \quad (7.25)$$

КНД в направлении максимума излучения оптимальных секториальных рупоров рассчитывается как

$$D_0 = 4\pi \nu S_p / \lambda^2 \cong 8S_p / \lambda^2, \quad (7.26)$$

где  $S_p$  — площадь раскрыва рупора;  $\nu$  — КИП раскрыва рупора, равный 0,64.

Секториальные рупоры по сравнению с волноводными излучателями обеспечивают большую направленность только в одной из главных плоскостей. Для получения направленности в обеих плоскостях используются пирамидальные рупорные антенны. Пирамидальный рупор может быть остроконечным, если ребра рупора сходятся в одной

точке ( $L_{\text{опт}}^H = L_{\text{опт}}^E$ ), или клиновидным, если ребра не сходятся в одной точке ( $L_{\text{опт}}^H \neq L_{\text{опт}}^E$ ). Размеры оптимального пирамидального клиновидного рупора рассчитываются по формулам (7.20) и (7.23), а остроконечного — по формулам

$$L_{\text{опт}} = a_p^2 / (3\lambda), \quad b_p = 0,8a_p. \quad (7.27)$$

Ширина ДН (в радианах) оптимального пирамидального рупора в главных плоскостях определяется по формулам:

в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4\lambda / a_p; \quad (7.28)$$

в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93\lambda / b_p. \quad (7.29)$$

КНД оптимального пирамидального рупора рассчитывается как

$$D_0 = 4\pi v a_p b_p / \lambda^2 \approx 6,2a_p b_p / \lambda^2, \quad (7.30)$$

где  $v$  — КИП раскрыва, равный 0,49.

Нормированные амплитудные ДН пирамидальной рупорной антенны при возбуждении ее волной  $H_{10}$  приближенно можно рассчитать по формулам для прямоугольной синфазной апертуры с косинусоидальным в плоскости  $H$  и постоянным в плоскости  $E$  амплитудными распределениями:

$$\bar{F}(\theta^H) = \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)}{1 - \left(\frac{2a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)^2} \frac{1 + \cos \theta^H}{2}; \quad (7.31)$$

$$\bar{F}(\theta^E) = \frac{\sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E} \frac{1 + \cos \theta^E}{2}, \quad (7.32)$$

где  $\theta^H$ ,  $\theta^E$  — углы, отсчитываемые от оси рупора в плоскостях  $H$  и  $E$  соответственно.

Размеры оптимального конического рупора, возбуждаемого волной основного типа круглого волновода, связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}} = d_p^2 / (2,4\lambda) - 0,15\lambda, \quad (7.33)$$

где  $L_{\text{онт}}$ ,  $d_p$  — оптимальная длина и диаметр раскрыва рупора.

Ширина ДН (в радианах) оптимального конического рупора составляет:

в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,23\lambda / d_p; \quad (7.34)$$

в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,05\lambda / d_p. \quad (7.35)$$

КНД в направлении максимума излучения такой антенны определяется по формуле

$$D_0 = \nu (\pi d_p / \lambda)^2 \approx 5(d_p / \lambda)^2, \quad (7.36)$$

где  $\nu$  — КИП раскрыва, равный 0,51.

Потери в рупорных антеннах малы, и в расчетах обычно принимают КПД  $\approx 1$ .

### ***Зеркальные антенны***

Осесимметричные параболические зеркальные антенны часто возбуждаются полуволновым вибратором с рефлектором или пирамидальным рупором, фазовые центры которых должны находиться в фокусе параболоида (рис. 7.3). Если облучатель создает сферическую волну, то за счет свойств параболоида сферическая волна преобразуется на выходе апертуры в плоскую, а относительно широкая ДН облучателя — в узкую ДН зеркальной антенны. Уравнение профиля осесимметричного параболического зеркала в декартовой системе координат определяется формулой

$$R(\psi) = \frac{2f_a}{1 + \cos \psi}, \quad (7.37)$$

где  $R$  — расстояние из фокуса до произвольной точки на поверхности зеркала;

$\psi$  — угол между осью зеркала и направлением из фокуса в произвольную точку на поверхности зеркала;

$f_a$  — фокусное расстояние (расстояние от вершины зеркала до фокуса).

В направлении зеркала нормированная амплитудная ДН облучателя приближенно может быть описана выражением

$$\bar{F}_{\text{обл}}(\psi) \approx \cos^m \psi, \quad m \geq 1.$$

Для полуволновых вибраторов: с линейным рефлектором  $m = 1$ ; с дисковым рефлектором  $m = 2$ ; для рупорных облучателей  $m \geq 3$ .

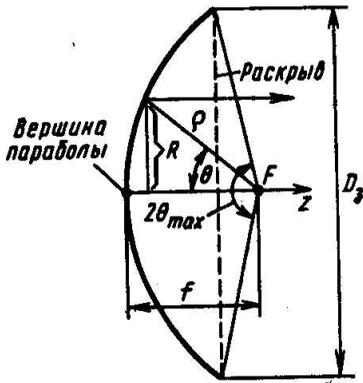


Рис. 7.3. Профиль параболического зеркала

Оптимальное фокусное расстояние зеркала  $f_{\text{опт}}$ , обеспечивающее при заданном диаметре раскрыва  $d_p = 2a_p$  и заданной ДН облучателя  $\bar{F}_{\text{обл}}(\psi)$  наибольшее значение КНД антенны, зависит от диаметра раскрыва зеркала и ДН облучателя. Значения  $f_{\text{опт}} / d_p$  для разных  $m$  приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

$m$	$f_{\text{опт}} / d_p$
1	0,34–0,40
2	0,40–0,50
3	0,50–0,625

Диаметр раскрыва  $d_p$ , полный угол раскрыва зеркала  $2\psi_p$  и его фокусное расстояние  $f_a$  связаны между собой соотношением

$$d_p = 4f_a \operatorname{tg}(\psi_p / 2). \quad (7.38)$$

Параболическую антенну с осесимметричным зеркалом (параболоидом вращения) и облучателем линейной поляризации рассмотренных выше типов при оптимальном фокусном расстоянии характеризуют параметры:

ширина ДН (в радианах) в плоскости  $H(\varphi = 0)$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,2\lambda / d_p; \quad (7.39)$$

ширина ДН (в радианах) в плоскости  $E(\varphi = \pi / 2)$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,3\lambda / d_p, \quad (7.40)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 \approx 5,5(d_p / \lambda)^2; \quad (7.41)$$

КБВ в фидере облучателя

$$K_{\text{БВ}} = \frac{1 - \lambda D_{\text{обл}} / (4\pi f_a)}{1 + \lambda D_{\text{обл}} / (4\pi f_a)}, \quad (7.42)$$

где  $D_{\text{обл}}$  — КНД облучателя.

С целью уменьшения доли энергии, проходящей мимо зеркала, и снижения уровня боковых лепестков диаграмму направленности облучателя выбирают такой, чтобы поле в раскрыве зеркала было спадающим к его краю. В этом случае синфазное нормированное амплитудное распределение поля в раскрыве осесимметричного зеркала часто аппроксимируется полиномом вида

$$\bar{I}(\bar{\rho}) = (1 - \delta) + \delta(1 - \bar{\rho}^2)^n, \quad n = 1, 2, \dots, \quad (7.43)$$

где  $(1 - \delta)$  — уровень поля на краю раскрыва относительно максимального значения в центре, равного единице при  $\delta = 0$ ;  $\bar{\rho}$  — нормированная на радиус зеркала  $a_p$  координата в раскрыве.

Тогда нормированная амплитудная ДН параболической зеркальной антенны приближенно может быть рассчитана по теореме о перемножении диаграмм направленности (5.40) как произведение ДН элемента Гюйгенса  $\bar{F}_{\text{эл}}(\theta) = (1 + \cos \theta)/2$  и множителя направленности круглого синфазного раскрыва (апертуры)

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \left[ (1 - \delta)\Lambda_1(u) + \delta \frac{\Lambda_{n+1}(u)}{n+1} \right]. \quad (7.44)$$

Для остронаправленных антенн в пределах главного лепестка ДН можно считать  $\bar{F}_{\text{эл}}(\theta) \approx 1$ , т.е. ДН зеркальной антенны в основном определяется множителем направленности апертуры. В (7.44) специальная функция  $\Lambda_n(u) = \frac{n! J_n(u)}{(u/2)^n}$  называется лямбда-функцией поряд-

ка  $n$  и выражается через функцию Бесселя того же порядка;  $u = ka_p \sin \theta$ . В направлении максимума излучения ( $\theta = 0$ ) имеем  $\Lambda_1(0) = 1$ ; функции более высоких порядков при этом значении аргумента обращаются в нуль.

Поляризация излучения зеркальных антенн определяется поляризацией облучателя. При этом необходимо учитывать, что в случае круговой поляризации при отражении от металлического зеркала направ-

ление вращения плоскости поляризации меняется на противоположное. В случае линейной поляризации ее характер при отражении не меняется.

Допуски на отклонение профиля зеркала  $\Delta\rho_1$  от параболы и на точность установки  $\Delta z$  (смещение в сторону зеркала) фазового центра облучателя в фокусе параболоида определяются по формулам

$$\Delta\rho \leq \frac{\lambda}{16(1 + \cos \psi)}; \quad \Delta z \leq \frac{\lambda}{16(1 - \cos \psi_p)}. \quad (7.45)$$

Формулы записаны для случая максимальных фазовых искажений поля в раскрыве зеркала, равных  $\pi/8$ .

Смещение  $\Delta x$  фазового центра облучателя из фокуса в направлении, перпендикулярном фокальной оси зеркала, вызывает отклонение максимума ДН антенны в сторону, противоположную смещению облучателя, на угол (в радианах)

$$\delta\theta \approx K_p \Delta x / f_a, \quad (7.46)$$

где  $K_p$  — коэффициент, зависящий от размеров и фокусирующих свойств антенны, определяемый по формуле

$$K_p \approx 1 - 0,5(0,25d_p / f_a)^2. \quad (7.47)$$

Для уменьшения реакции зеркала на облучатель вблизи вершины параболоида на его оси может устанавливаться плоский компенсирующий отражатель. Диаметр  $d_k$  этого отражателя и его минимальное удаление  $z_k$  от вершины параболоида (вдоль оси) определяются по формулам

$$d_k = \sqrt{4\lambda f_a / \pi}; \quad z_k = \lambda / 24. \quad (7.48)$$

Другим способом уменьшения реакции зеркала на облучатель является использование усеченного параболоида с облучателем, вынесенным из поля действия отраженных от параболоида волн. Такая антенна имеет ширину луча на уровне 0,5 по мощности (в радианах):

в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,2\lambda / d_p; \quad (7.49)$$

в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,2\lambda / a_p, \quad (7.50)$$

где  $d_p$  и  $a_p$  — размеры раскрыва зеркала в указанных плоскостях.

Для уменьшения массы и ветровой нагрузки, а также снижения уровня кроссполяризованного излучения поверхность зеркала перфорируют или выполняют решетчатой. Коэффициент прохождения (просачивания) электромагнитной энергии через перфорированную поверхность рассчитывается по формуле

$$T_{\text{пр}} = \left( \frac{8 d_{\text{от}} S_{\text{от}}}{3 \lambda S_p} \right), \quad (7.51)$$

где  $d_{\text{от}}$  — диаметр отверстий;  $S_{\text{от}}$  — общая площадь всех отверстий в рефлекторе;  $S_p$  — площадь отражающей поверхности.

С целью уменьшения осевого размера, увеличения КИП и КПД, для снижения шумовой температуры параболической антенны, что очень важно при использовании последней в системах космической связи, к основному параболическому зеркалу 1 часто добавляют вспомогательное (малое) зеркало в виде гиперboloида вращения 2, один из фокусов которого (точка  $F_2$ ) совмещают с фокусом основного зеркала, а в фокусе второго зеркала (точка  $F_1$ ) помещают облучатель (рис. 7.4).

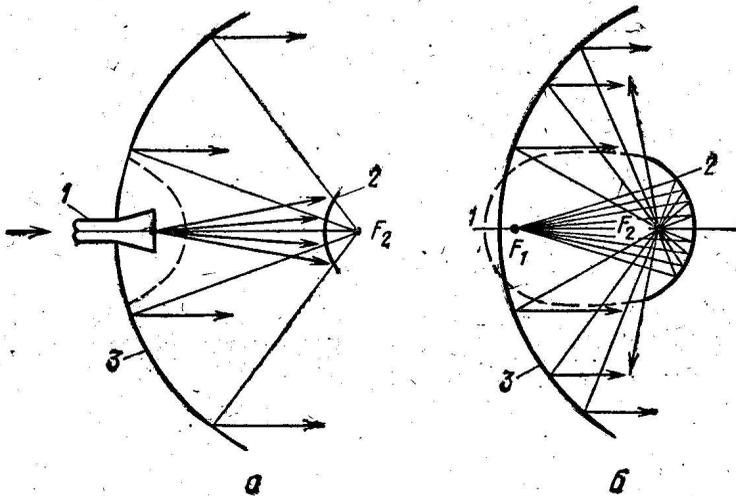


Рис. 7.4. Схемы построения двухзеркальных антенн:

Кассегрена (а) и Грегори (б)

1 — облучатель, 2 — малое зеркало, 3 — большое зеркало

Геометрические размеры двухзеркальной антенны Кассегрена определяются по формулам

$$\left. \begin{aligned} d_1 &\approx 1,2\lambda / (2\theta_{0,5}); & f_1 &\approx 0,35d_1; & d_2 &\approx 0,15d_1; \\ f_2 &\approx 0,5d_2(0,35 + \operatorname{ctg}\theta_2), \end{aligned} \right\} \quad (7.52)$$

где  $2\theta_{0,5}$  — ширина луча антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях ( $E$  или  $H$ );  $d_1$  и  $f_1$  — диаметр и фокусное расстояние большого зеркала;  $d_2$  и  $f_2$  — диаметр и фокусное расстояние малого зеркала;  $2\theta_2$  — полный угол раскрыва малого зеркала.

Если высокая направленность зеркальной антенны требуется только в одной плоскости, то вместо параболоида вращения используется зеркало в виде параболического цилиндра. Параболический цилиндр обычно возбуждается линейным облучателем, расположенным вдоль фокальной оси цилиндра и преобразует цилиндрический фронт волны облучателя в плоский. Такую антенну при синфазном и равномерном амплитудном распределении поля вдоль фокальной оси характеризуют параметры:

- а) ширина ДН на уровне 0,5 по мощности (в радианах)  
в плоскости  $xOz$

$$2\theta_{0,5}^{xOz} = 1,27\lambda / d_p; \quad (7.53)$$

- в плоскости  $yOz$

$$2\theta_{0,5}^{yOz} = 0,89\lambda / a_p; \quad (7.54)$$

- б) КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 \approx 10a_p d_p / \lambda^2; \quad (7.55)$$

- в) КБВ в фидере облучателя

$$K_{\text{БВ}} = \frac{1 - \frac{D_{\text{обл}}}{2\pi} \sqrt{\lambda / f_a}}{1 + \frac{D_{\text{обл}}}{2\pi} \sqrt{\lambda / f_a}}. \quad (7.56)$$

Здесь  $d_p$ ,  $a_p$  и  $f_a$  — диаметр раскрыва, длина образующей и фокусное расстояние цилиндрического зеркала;  $D_{\text{обл}}$  — КНД облучателя.

### Линзовые антенны

Линзовые антенны состоят из электромагнитной линзы и облучателя, фазовый центр которого совмещен с фокусом линзы. Чаще всего используются диэлектрическая, или замедляющая, (рис. 7.5) и металлопластинчатая, или ускоряющая, (рис. 7.6) линзы.

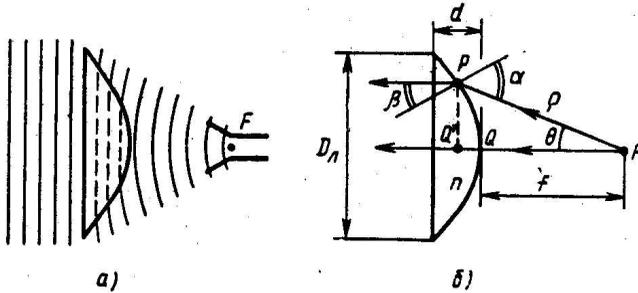


Рис. 7.5. Диэлектрическая линза (а) и ход лучей в ней (б)

Уравнение профиля замедляющей и ускоряющей линз в сферической системе координат определяется формулой

$$R(\theta) = \left( \frac{n-1}{n \cos \theta - 1} \right) f_a, \quad (7.57)$$

где  $R$  — расстояние из фокуса до произвольной точки на поверхности линзы;  $\theta$  — угол между осью линзы и направлением из фокуса в произвольную точку на поверхности линзы;  $f_a$  — фокусное расстояние;  $n$  — коэффициент преломления линзы.

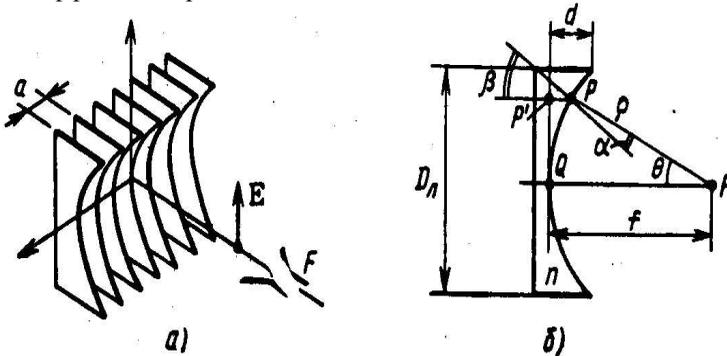


Рис. 7.6. Металлопластинчатая линза (а) и ход лучей в ней (б)

Диэлектрические линзы имеют коэффициент преломления  $n = \sqrt{\epsilon} > 1$ , где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала линзы. Толщина  $h$  гладкой диэлектрической линзы находится по формуле

$$h = \sqrt{\left(\frac{f_a}{n+1}\right)^2 + \frac{d_p^2}{4(n^2-1)}} - \frac{f_a}{n+1}, \quad (7.58)$$

где  $d_p$  — размер (прямоугольного) или диаметр (круглого) раскрыва линзы.

Металлопластинчатые линзы имеют коэффициент преломления

$$n = \sqrt{1 - (\lambda/2a_1)^2} < 1,$$

где  $a_1$  — расстояние между параллельными пластинами линзы. В отличие от диэлектрических коэффициент преломления металлопластинчатых линз зависит от частоты, поэтому они сравнительно узкополосны. Относительная ширина полосы рабочих частот гладкой металлопластинчатой линзы (в процентах) рассчитывается по формуле

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} = \frac{50\lambda_{cp}n}{(1-n^2)h}, \quad (7.59)$$

где  $h$  — толщина гладкой металлопластинчатой линзы, определяемая по формуле

$$h = \frac{f_a}{n+1} - \sqrt{\left(\frac{f_a}{n+1}\right)^2 - \frac{d_p^2}{4(1-n^2)}}. \quad (7.60)$$

Если известны  $d_p$  и  $h$ , то полный угол раскрыва линзы  $2\Psi_p$  находится как

$$\left. \begin{aligned} \Psi_p &= \arctg \left[ \frac{d_p}{2(f_a + h)} \right] && \text{при } n > 1; \\ \Psi_p &= \arctg \left[ \frac{d_p}{2(f_a - h)} \right] && \text{при } n < 1. \end{aligned} \right\} \quad (7.61)$$

Для электромагнитных линз отношение  $f_a/d_p$  может находиться в пределах от 0,7 до 1,6; на практике часто выбирают  $f_a \approx d_p$ .

Чтобы уменьшить толщину линзы, сделать ее более широкополосной и технологичной, применяют зонированные (ступенчатые) линзы.

Размеры зонированной диэлектрической линзы определяются по формулам:

а) ширина ступеньки

$$z_1 = \frac{\lambda}{n-1}; \quad (7.62)$$

б) толщина ступеньки

$$h = z_1 + z_2, \quad (7.63)$$

где  $z_2$  — утолщение линзы, выбираемое из условия обеспечения ее механической прочности;

в) общее число зон

$$q = 1 + (f_q - f_a)(n-1)/\lambda, \quad (7.64)$$

где  $f_q = \frac{nf_a / \sqrt{f_a^2 + (0,5d_p)^2}}{n-1} \sqrt{(0,5d_p)^2 + (f_a + h)^2}$ .

Размеры зонированной металлопластинчатой линзы определяются по формулам:

а) ширина ступеньки

$$z_1 = \frac{\lambda}{1-n}; \quad (7.65)$$

б) толщина ступеньки

$$h = z_1 + z_2; \quad (7.66)$$

в) общее число зон

$$q = 1 + (f_q - f_a)(1-n)/\lambda, \quad (7.67)$$

где  $f_q = \frac{\sqrt{f_a^2 + (0,5d_p)^2} - nf_a}{1-n}$ .

Относительная ширина полосы рабочих частот зонированных линз (в процентах) рассчитывается по формуле

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} = \frac{50}{q+1/n}. \quad (7.68)$$

При известном распределении возбуждающего поля в раскрыве осесимметричной линзы нормированные амплитудные ДН линзовых антенн приближенно могут быть рассчитаны по теореме о перемножении диаграмм направленности как произведение ДН элемента Гюйген-

са  $\bar{F}_{\text{эл}}(\theta)$  и множителя направленности круглого синфазного раскрыва (7.44). При этом в (7.44) необходимо  $\lambda$  заменить на  $\lambda_{\text{д}} = \lambda/\sqrt{\epsilon}$ . Для остронаправленных антенн  $\bar{F}_{\text{эл}}(\theta) \approx 1$ , и ДН антенны в основном определяется множителем направленности апертуры. С целью уменьшения доли энергии, проходящей мимо линзы, и снижения уровня боковых лепестков ДН облучателя выбирают такой, чтобы поле в раскрыве линзы было спадающим к ее краю.

В качестве облучателя антенны на сферической (цилиндрической) линзе может использоваться укороченный пирамидальный (секториальный) рупор, который создает сферическую (цилиндрическую) волну и имеет широкую ДН. Установив линзу в раскрыве так, чтобы ее фокус находился в фазовом центре рупора, можно сферическую или цилиндрическую волну, распространяющуюся в рупоре, преобразовать в плоскую и тем самым существенно уменьшить фазовые искажения в раскрыве рупора и увеличить его направленность. Нормированные амплитудные ДН таких антенн, называемых рупорно-линзовыми, в главных плоскостях могут быть рассчитаны по формулам (7.31), (7.32) для прямоугольной синфазной апертуры с заменой  $\lambda$  на  $\lambda_{\text{д}} = \lambda/\sqrt{\epsilon}$ .

КНД линзовых антенн в направлении максимума излучения определяется как

$$D_0 \approx 7,5S_p / \lambda^2, \quad (7.69)$$

где  $S_p$  — площадь раскрыва линзы.

КПД антенны с диэлектрической линзой определяется формулой

$$\eta = \exp\left(-\frac{1,2\pi hn}{\lambda} \text{tg} \delta\right), \quad (7.70)$$

где  $n = \sqrt{\epsilon}$ ;  $h$  — толщина линзы.

КУ линзовых антенн в направлении максимума излучения рассчитывают по формуле (5.16).

КБВ в фидере облучателя линзовой антенны равен:  $1/n$  — у диэлектрических линз;  $n$  — у металлопластинчатых линз.

Допуски на отклонение профиля диэлектрической линзы  $\Delta\rho_1$  от теоретической кривой и на точность установки  $\Delta z$  фазового центра облучателя в фокусе линзы определяются по формулам

$$\Delta p \leq \frac{\lambda}{16(n-1)}; \quad \Delta z \leq \lambda/2. \quad (7.71)$$

Для металлопластинчатой линзы аналогичные допуски рассчитываются по формулам

$$\Delta p \leq \frac{\lambda}{16(1-n)}; \quad \Delta z \leq \lambda/2. \quad (7.72)$$

Допуск на расстояние между пластинами  $\Delta a_1$  определяется по формуле

$$\Delta a_1 \leq \frac{n\lambda a_1}{2d_p(1+n)}. \quad (7.73)$$

Отклонение максимума ДН линзовой антенны при смещении фонового центра облучателя из фокуса в направлении, перпендикулярном фокальной оси линзы, происходит так же, как и в случае параболической антенны и определяется по формуле (7.46).

Поляризация излучения линзовых антенн, как и в случае зеркальных антенн, определяется поляризацией облучателя.

### Примеры решения задач

1. Максимальный КНД оптимального  $H$ -плоскостного секторного рупора равен  $D_0 = 17,5$ . Определить ширину ДН рупора на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $H$ , если ширина ДН на указанном уровне в плоскости  $E$  равна  $2\theta_{0,5}^E = 1,15$  рад.

*Решение*

Из формулы (7.26) следует  $D_0 \cong 8a_p b / \lambda^2$ . Один из размеров раскрыва рупора согласно формуле (7.22) равен  $\frac{b}{\lambda} = \frac{0,89}{2\theta_{0,5}^E}$ . С уче-

том этого  $D_0 = \frac{8a_p b}{\lambda \lambda} = \frac{8a_p}{\lambda} \frac{0,89}{2\theta_{0,5}^E}$ , откуда  $\frac{a_p}{\lambda} = \frac{2\theta_{0,5}^E D_0}{0,89 \cdot 8}$ .

Используя формулу (7.21), получаем

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4 \frac{\lambda}{a_p} = 1,4 \frac{8 \cdot 0,89}{2\theta_{0,5}^E \cdot D_0} = 1,4 \frac{8 \cdot 0,89}{1,15 \cdot 17,5} = 0,495 \text{ рад.}$$

2. Определить размеры и параметры оптимального остроконечного пирамидального рупора, возбуждаемого на волне  $\lambda = 7$  см. Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 84$  см.

*Решение*

Определим размеры раскрыва рупора. Пользуясь соотношениями (7.27), получаем

$$a_p = \sqrt{3L_{\text{опт}}\lambda} = \sqrt{3 \cdot 84 \cdot 7} = 42 \text{ см};$$

$$b_p = 0,8a_p = 0,8 \cdot 42 = 33,6 \text{ см}.$$

По формулам (7.28)–(7.30) находим:

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4 \frac{\lambda}{a_p} = 1,4 \cdot \frac{7}{42} \approx 0,233 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93 \frac{\lambda}{b_p} = 0,93 \cdot \frac{7}{33,6} \approx 0,194 \text{ рад};$$

$$D_0 \approx 6,2 \frac{a_p b_p}{\lambda^2} = 6,2 \cdot \frac{42 \cdot 33,6}{7^2} \approx 178.$$

3. Определить размеры раскрыва оптимального пирамидального рупора, максимальный КНД которого  $D_0 = 240$ . Ширина ДН рупора на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях одинакова ( $2\theta_{0,5}^H = 2\theta_{0,5}^E$ ), а длина волны равна  $\lambda = 2$  см.

*Решение*

Для решения воспользуемся формулами (7.28)–(7.30). Из формул (7.28) и (7.29) имеем  $1,4\lambda/a_p = 0,93/b_p$ , откуда  $b_p = 0,665 a_p$ .

Используя формулу (7.30), находим

$$a_p = \lambda \sqrt{\frac{D_0}{6,2 \cdot 0,665}} \cong 2 \sqrt{\frac{240}{4,12}} \cong 15,3 \text{ см};$$

$$b_p = 0,665a_p = 0,665 \cdot 15,3 \cong 10,2 \text{ см}.$$

4. Рассчитать пирамидальный рупор, который при возбуждении его прямоугольным волноводом МЭК-100 на волне длиной  $\lambda = 3$  см имеет КНД в направлении максимума излучения не менее 40.

*Решение*

Размеры рупора в горловине определяются внутренними размерами волновода  $a = 22,85$  мм;  $b = 10,16$  мм.

Площадь раскрыва рупора  $S_p$  определяем из формулы (7.30). Она

равна  $S_p = \frac{D_0 \lambda^2}{6,2} = \frac{40 \cdot 9}{6,2} \cong 58 \text{ см}^2$ . Размеры сторон раскрыва рупора

$a_p$  и  $b_p$  находим, исходя из оптимального соотношения между ними

$$(7.27): b_p = 0,8a_p = \frac{0,8S_p}{b_p} = \frac{46,5}{b_p}, \text{ откуда}$$

$$b_p = \sqrt{46,5} \cong 6,82 \text{ см}; a_p = \frac{6,82}{0,8} \cong 8,52 \text{ см.}$$

$$\text{Длину рупора определяем из (7.27) } L_{\text{опт}} = \frac{a_p^2}{3\lambda} = \frac{(8,52)^2}{3 \cdot 3} \cong 8,07 \text{ см.}$$

Диаграммы направленности можно рассчитать по формулам (7.31) и (7.32). Их ширину оцениваем по формулам (7.28), (7.29):

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4\lambda / a_p = 1,4 \cdot 3 / 8,52 \cong 0,493 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93\lambda / b_p = 0,93 \cdot 3 / 6,82 \cong 0,409 \text{ рад.}$$

5. Оптимальная коническая рупорная антенна имеет КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 320$ . Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 1,2$  м. Определить длину волны, на которой работает антенна, и ширину ее ДН на уровне 0,5 по мощности в  $H$ - и  $E$ -плоскостях.

*Решение*

$$\text{Из формулы (7.36) следует } \frac{d_p}{\lambda} = \sqrt{\frac{D_0}{5}}.$$

На основании формул (7.34) и (7.35) имеем

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,23 \frac{\lambda}{d_p} = 1,23 \sqrt{\frac{5}{D_0}} = 1,23 \sqrt{\frac{5}{320}} \approx 0,154 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,05 \frac{\lambda}{d_p} = 1,05 \sqrt{\frac{5}{D_0}} = 1,05 \sqrt{\frac{5}{320}} \approx 0,131 \text{ рад.}$$

Рабочую длину волны определяем, используя соотношение (7.33) и учитывая, что  $d_p = \lambda \sqrt{D_0 / 5}$ . Тогда  $L_{\text{опт}} = \lambda (D_0 / 12 - 0,15)$ , откуда

$$\lambda = \frac{L_{\text{опт}}}{\frac{D_0}{12} - 0,15} = \frac{1,2}{\frac{320}{12} - 0,15} \approx 4,53 \text{ см.}$$

6. Определить фокусное расстояние зеркальной антенны в виде параболоида вращения с углом раскрыва  $\psi_p = 60^\circ$ , максимальный КНД которой на волне длиной 3 см составляет  $D_0 = 400$ . Коэффициент использования поверхности раскрыва принять равным 0,6.

*Решение*

Геометрическую площадь  $S_p$  раскрыва зеркала определяем согласно (7.12) и (7.13):  $S_p = \frac{D_0 \lambda^2}{4\pi v} = \frac{400 \cdot 9}{4\pi \cdot 0,6} = 477,7 \text{ см}^2$ .

Диаметр параболического зеркала будет

$$d_p = \sqrt{\frac{4S_p}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 477,7}{3,14}} = \sqrt{608,5} = 24,7 \text{ см.}$$

Фокусное расстояние определяем, пользуясь формулой (7.38):

$$f_a = \frac{d_p \text{ctg}(\psi_p / 2)}{4} = \frac{24,7 \text{ctg}30^\circ}{4} = \frac{24,7 \cdot 1,73}{4} = 10,7 \text{ см.}$$

7. Параболическая антенна с осесимметричным зеркалом диаметром  $d_p = 4,5$  м возбуждается полуволновым вибратором с дисковым контррефлектором и работает на волне длиной  $\lambda = 20$  см. Определить оптимальное фокусное расстояние зеркала, угол его раскрыва и электрические параметры антенны.

*Решение*

Показатель степени в выражении для нормированной амплитудной ДН полуволнового вибратора с дисковым контррефлектором равен  $m = 2$ . Согласно табл. 7.1 при  $m = 2$  имеем  $f_{\text{опт}} / d_p = 0,4-0,5$ .

Возьмем среднее значение. Тогда

$$f_{\text{опт}} = 0,45 d_p = 0,45 \cdot 4,5 = 2,025 \text{ м.}$$

Из соотношения (7.38) находим

$$\psi_p = 2 \arctg \frac{d_p}{4 f_{\text{опт}}} = 2 \arctg \frac{4,5}{4 \cdot 2,025} \approx 1,02 \text{ рад.}$$

По формулам (7.39)–(7.41) получаем

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,2 \frac{\lambda}{d_p} = 1,2 \frac{20}{450} \approx 53 \text{ мрад};$$

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,3 \frac{\lambda}{d_p} = 1,3 \frac{20}{450} \approx 58 \text{ мрад};$$

$$D_0 \approx 5,5 \left( \frac{d_p}{\lambda} \right)^2 = 5,5 \left( \frac{450}{20} \right)^2 \approx 2800.$$

8. Определить параметры антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра и КБВ в фидере облучателя. Диаметр цилиндра  $d_p = 20$  см, длина образующей  $a_p = 80$  см, фокусное расстояние  $f_a = 30$  см. Антенна работает на волне длиной  $\lambda = 3$  см, КНД облучателя в осевом направлении  $D_{\text{обл}} = 4$ .

*Решение*

По формулам (7.53)–(7.56) находим:

$$2\theta_{0,5}^{xOz} \approx 1,27 \frac{\lambda}{d_p} = 1,27 \cdot \frac{3}{20} \approx 0,19 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^{yOz} \approx 0,89 \frac{\lambda}{a_p} = 0,89 \frac{3}{80} \approx 0,033 \text{ рад}.$$

$$D_0 \approx 10 \frac{a_p d_p}{\lambda^2} = 10 \cdot \frac{80 \cdot 20}{3^2} \approx 1780;$$

$$K_{\text{БВ}} = \frac{1 - \frac{D_{\text{обл}}}{2\pi} \sqrt{\lambda/f_a}}{1 + \frac{D_{\text{обл}}}{2\pi} \sqrt{\lambda/f_a}} = \frac{1 - \frac{4}{2\pi} \sqrt{3/30}}{1 + \frac{4}{2\pi} \sqrt{3/30}} = 0,67.$$

9. Определить толщину ускоряющей металлопластинчатой линзы, если расстояние между пластинами  $a_1 = 5,5$  см, длина волны  $\lambda = 10$  см, фокусное расстояние и диаметр линзы составляют  $f_a = 180$  см и  $d_p = 180$  см.

*Решение*

Показатель преломления линзы равен

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_1}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{10}{2 \cdot 5,5}\right)^2} = 0,42.$$

Толщину линзы находим по формуле (7.60):  $h = \frac{f_a}{1+n} -$

$$- \sqrt{\left(\frac{f_a}{1+n}\right)^2 - \frac{d_p^2}{4(1-n^2)}} = \frac{180}{1,42} - \sqrt{\left(\frac{180}{1,42}\right)^2 - \frac{180^2}{4(1-0,174)}} = 64,9 \text{ см.}$$

10. Определить КНД в направлении максимума излучения зонированной металлопластинчатой линзы, работающей на волне длиной  $\lambda = 13$  см и имеющей параметры:  $q = 3$ ;  $\Delta f / f_{cp} = 10\%$ ;  $d_p = f_a$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления антенны.

*Решение*

Из формулы (7.68) находим коэффициент преломления линзы

$$n = \frac{1}{\frac{50}{\Delta f} f_{cp} - q} = \frac{1}{\frac{50}{10} - 3} = 0,5.$$

Поскольку  $d_p = f_a$ , то выражение для  $f_a$ , входящее в формулу (7.67), принимает значение

$$f_q = \frac{\sqrt{1,25 - n}}{1 - n} f_a = \frac{\sqrt{1,25 - 0,5}}{0,5} f_a \approx 1,24 f_a.$$

Тогда  $q = 1 + \frac{(f_q - f_a)(1 - n)}{\lambda} = 1 + \frac{0,24 f_a (1 - n)}{\lambda}$ , откуда

$$f_a = d_p = \frac{(q - 1)\lambda}{0,24(1 - n)} = \frac{2 \cdot 13}{0,24 \cdot 0,5} \approx 2,16 \text{ м.}$$

Из формулы (7.69) получаем

$$D_0 \approx 7,5 \frac{S_p}{\lambda^2} = \frac{7,5 \pi d_p^2}{\lambda^2 \cdot 4} = \frac{7,5 \pi \cdot 216^2}{4 \cdot 13^2} \approx 1630.$$

Расстояние между пластинами линзы  $a_1$  находим из формулы для коэффициента преломления  $n = \sqrt{1 - (\lambda / 2a_1)^2}$ :

$$a_1 = \frac{\lambda}{2\sqrt{1-n^2}} = \frac{13}{2\sqrt{1-0,5^2}} = 7,5 \text{ см.}$$

Технические допуски на точность изготовления линзовой антенны рассчитываем по формулам (7.72) и (7.73):

$$\Delta\rho \leq \frac{\lambda}{16(1-n)} = \frac{13}{16 \cdot 0,5} \approx 1,63 \text{ см;}$$

$$\Delta z \leq \frac{\lambda}{2} = \frac{13}{2} = 6,5 \text{ см;}$$

$$\Delta a_1 \leq \frac{n\lambda a_1}{2d_p(1+n)} = \frac{0,5 \cdot 13 \cdot 7,5}{2 \cdot 216 \cdot 1,5} \approx 0,75 \text{ мм.}$$

11. Рассчитать  $H$ -плоскостной рупор с корректирующей металлопластинчатой линзой внутри него. Антенна должна работать на волне длиной  $\lambda = 8$  см и иметь КНД в осевом направлении  $D_0 = 15$ .

*Решение*

Размеры поперечного сечения рупора в месте соединения его с волноводом определяются стандартом волновода и составляют:

$$a = 0,71\lambda = 0,71 \cdot 8 = 5,8 \text{ см; } b = 0,32\lambda = 0,32 \cdot 8 = 2,6 \text{ см.}$$

Благодаря корректирующей линзе поле в раскрыве рупора синфазно. Это позволяет считать, что КИП антенны в плоскости  $E$ , где амплитуда постоянна, равен  $v_E = 1$ , а в плоскости  $H$ , где амплитуда поля меняется по косинусоидальному закону, равен  $v_H = 0,81$ . Зная КИП, можно по формулам (7.12), (7.13) найти КНД в плоскостях  $E$  и  $H$  в направлении максимума ДН:

$$D_0^H = \frac{4\pi}{\lambda^2} v_H S_p = \frac{4\pi}{8^2} \cdot 0,81 S_p = 0,16 S_p,$$

$$D_0^E = \frac{4\pi}{\lambda^2} v_E S_p = \frac{4\pi}{8^2} \cdot S_p = 0,2 S_p.$$

Следовательно, средний КНД антенны равен

$$D_0 = \sqrt{D_0^H D_0^E} = \sqrt{0,2 \cdot 0,16 \cdot S_p^2} = 0,18 S_p.$$

Отсюда определим геометрическую площадь раскрыва антенны

$$S_p = \frac{D_0}{0,18} = \frac{15}{0,18} = 83 \text{ см}^2.$$

Найдем размеры раскрыва рупора  $a_p, b_p$ . Поскольку рупор секториальный, то  $b_p = b = 2,6$  см, а для  $a_p$  имеем

$$a_p = \frac{S_p}{b_p} = \frac{83}{2,6} = 31,9 \text{ см.}$$

Выберем оптимальное значение показателя преломления линзы, которое равно  $n = 0,5$ . Найдем угол раскрыва рупора  $\psi_p$ . Известно, что с уменьшением  $\psi_p$  линза облучается более равномерно, но при этом возрастает длина рупора. Поэтому возьмем промежуточное значение угла раскрыва  $\psi = 25^\circ$ .

Длину рупора  $L$  определим из простого геометрического соотношения  $\sin \psi = \frac{a_p}{2L}$ , откуда находим  $L = \frac{a_p}{2 \sin \psi_p} = \frac{31,9}{2 \cdot 0,4226} = 37,7$  см.

По формуле (7.60) рассчитаем толщину линзы  $h$ , полагая, что выполняется соотношение  $f_a = L = 37,7$  см:

$$h = \frac{f_a}{1+n} - \sqrt{\left(\frac{f_a}{1+n}\right)^2 - \frac{a_p^2}{4(1-n^2)}} =$$

$$= \frac{37,7}{1+0,5} - \sqrt{\left(\frac{37,7}{1+0,5}\right)^2 - \frac{31,9^2}{4(1-0,5^2)}} = 8 \text{ см.}$$

Найдем расстояние между пластинами линзы  $a_1$ . Показатель преломления волноводной линзы равен  $n = \sqrt{1 - (\lambda / 2a_1)^2}$ , поэтому

$$a_1 = \frac{\lambda}{2\sqrt{1-n^2}} = \frac{8}{2\sqrt{1-0,5^2}} = 4,7 \text{ см.}$$

Количество пластин  $m$  в линзе определим из соотношения

$$m = \frac{a_p}{a_1} + 1 = \frac{31,9}{4,7} + 1 = 7,8.$$

Округляем значения  $m$  до восьми и соответственно увеличиваем размер раскрыва до  $a_p = 7a_1 = 7 \cdot 4,7 = 32,9$  см, а длину рупора до

$$\text{значения } L = \frac{a_p}{2 \sin \psi_p} = \frac{32,9}{2 \cdot 0,4226} = 38,9 \text{ см.}$$

Фокусное расстояние оставляем прежним. Форму пластин считываем, исходя из уравнения профиля линзы (7.57).

Определим ширину ДН антенны. Считаем, что линза обеспечила синфазность поля в раскрыве антенны и не нарушила существенно распределение амплитуды поля. Поэтому ширина ДН может быть найдена по формулам (7.21) и (7.22):

$$\text{в плоскости } H \quad 2\theta_{0,5}^H \approx 1,4 \frac{\lambda}{a_p} = 57,3 \cdot 1,4 \frac{8}{31,9} = 20,1^\circ;$$

$$\text{в плоскости } E \quad 2\theta_{0,5}^E \approx 0,89 \frac{\lambda}{b_p} = 57,3 \cdot 0,89 \frac{8}{2,6} = 156,9^\circ.$$

### **Задачи для самостоятельного решения**

#### ***Волноводные излучатели***

7.1. Определить максимальный КНД и эффективную площадь излучателя в виде открытого конца прямоугольного волновода с поперечным сечением  $a \times b = 2,3 \times 1$  см, работающего на волне длиной  $\lambda = 3$  см.

7.2. Определить ширину ДН (в радианах) в  $H$ - и  $E$ -плоскостях и максимальный КНД излучателя в виде открытого конца прямоугольного волновода сечением  $a \times b = 6,1 \times 1$  см, возбуждаемого на волне длиной  $\lambda = 6$  см.

7.3. Максимальный КНД открытого конца прямоугольного волновода, возбуждаемого на волне длиной  $\lambda = 8,6$  см, равен  $D_0 = 3,4$ . Размер широкой стенки волновода  $a = 7,2$  см. Определить размер его узкой стенки.

7.4. Во сколько раз ширина ДН открытого конца прямоугольного волновода на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $E$  больше ширины ДН на том же уровне в плоскости  $H$ , если размеры сечения волновода связаны соотношением  $a = 2b$ ?

7.5. Открытый конец прямоугольного волновода характеризуется параметрами:  $2\theta_{0,5}^H = 2$  рад,  $D_0 = 1,5$ . Определить относительные (волновые) размеры поперечного сечения волновода.

7.6. Излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода характеризуется параметрами:  $2\theta_{0,5}^H = 1,75$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 1,4$  рад. Определить КНД излучателя в направлении максимума ДН.

7.7. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД излучателя в виде открытого конца круглого волновода, возбуждаемого на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см. Внутренний диаметр волновода  $2a = 2,4$  см.

7.8. Максимальный КНД открытого конца круглого волновода, возбуждаемого на волне длиной  $\lambda = 10$  см, равен  $D_0 = 3$ . Определить внутренний диаметр волновода.

7.9. Определить длину волны, на которой возбуждается открытый конец круглого волновода диаметром  $2a = 3,6$  см, если его максимальный КНД равен  $D_0 = 3,7$ .

7.10. Во сколько раз ширина ДН открытого конца круглого волновода на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $H$  больше ширины ДН на том же уровне в плоскости  $E$ ?

7.11. Максимальный КНД открытого конца круглого волновода  $D_0 = 5$ . Определить ширину ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности в плоскостях  $H$  и  $E$ .

7.12. Ширина ДН открытого конца круглого волновода на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $H$  равна  $2\theta_{0,5}^H = 1,75$  рад. Определить максимальный КНД антенны и ширину ее ДН на указанном уровне в плоскости  $E$ .

7.13. Прямоугольная апертура с размерами  $a \times b = 30 \times 150$  см излучает на волне длиной 3 см. Распределение фазы поля в пределах апертуры постоянное, а амплитуда поля постоянна вдоль размера  $b$ , а вдоль размера  $a$  изменяется по косинусоидальному закону от максимума в середине до нуля на краях. Определить эффективную поверхность и максимальный КНД апертуры.

### **Рупорные антенны**

7.14. Определить максимальный КНД  $H$ -плоскостного секториального рупора оптимальных размеров, который, имея  $a_p = 60$  см и  $b_p = 6,4$  см, принимает волны длиной  $\lambda = 20$  см.

7.15. Определить в плоскостях  $E$  и  $H$  ширину ДН (в радианах)  $H$ -плоскостного секториального рупора оптимальных размеров ( $a_p = 60$  см,  $b_p = 6,4$  см), который принимает волны длиной  $\lambda = 20$  см.

7.16. Определить оптимальные размеры  $H$ -плоскостного секториального рупора, имеющего на волне длиной 10 см максимальный КНД, равный 20. Рупор соединен с волноводом МЭК-32.

7.17. Определить площадь апертуры и длину оптимального прямоугольного  $H$ -плоскостного секториального рупора, максимальный КНД которого на волне длиной 3 см равен 30. Рупор соединен с волноводом МЭК-100.

7.18. Определить ширину ДН (в радианах) в  $H$ - и  $E$ -плоскостях и максимальный КНД оптимального  $H$ -плоскостного секториального рупора, возбуждаемого прямоугольным волноводом на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см. Длина рупора  $L_{\text{опт}}^H = 25$  см. Рупор соединен с волноводом МЭК-100.

7.19. Оптимальный  $H$ -плоскостной секториальный рупор длиной  $L_{\text{опт}}^H = 90$  см имеет максимальный КНД  $D_0 = 25$ . Определить размер широкой стенки, длину волны, на которой работает антенна, и ширину ее ДН (в радианах) в плоскостях  $H$  и  $E$ , если один из размеров раскрыва рупора равен  $b_p = 3,4$  см.

7.20. Эффективная поверхность оптимальной  $H$ -плоскостной секториальной рупорной антенны составляет  $S_{\text{эф}} = 200$  см<sup>2</sup>. Определить ширину ДН (в радианах) в  $H$ - и  $E$ -плоскостях и максимальный КНД антенны при работе на волне длиной  $\lambda = 13$  см, если один из размеров раскрыва рупора равен  $b_p = 3,4$  см.

7.21. Определить размеры оптимального  $H$ -секториального рупора, обеспечивающего получение в плоскости  $H$  диаграммы направленности шириной  $20^\circ$ , если длина волны равна 3 см, а передача энергии от генератора к рупору осуществляется волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.22. Определить ширину ДН в плоскости  $H$  (в градусах) и КНД в направлении максимума излучения для  $H$ -секториального рупора, у которого  $a_p = 70$  мм. Длина волны генератора  $\lambda = 3,2$  см, возбуждение осуществляется волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.23. Определить ширину ДН в плоскости  $H$  (в градусах) и КНД в направлении максимума излучения для  $H$ -секториального рупора, имеющего  $a_p = 140$  мм. Длина волны  $\lambda = 3,2$  см, возбуждение осуществляется волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.24. Определить ширину ДН в плоскости  $H$  (в градусах) и КНД в направлении максимума излучения для  $H$ -секториального рупора, один из размеров которого  $a_p = 230$  мм. Длина волны  $\lambda = 3,2$  см, возбуждение осуществляется стандартным волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.25. Определить размеры апертуры и длину оптимального прямоугольного  $E$ -секториального рупора, максимальный КНД которого на частоте 10 ГГц равен 30. Рупор соединен с волноводом МЭК-100.

7.26. Определить размеры апертуры и длину оптимального прямоугольного  $E$ -секториального рупора, максимальный КНД которого на частоте 3 ГГц равен 20. Рупор соединен с волноводом МЭК-32.

7.27. Определить размеры оптимального прямоугольного  $E$ -секториального рупора, обеспечивающего на частоте 3 ГГц получение в плоскости  $H$  диаграммы направленности шириной  $20^\circ$ . Передача энергии от генератора к рупору осуществляется волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.28. Определить оптимальную длину  $L_{\text{опт}}^E$  и размер  $b_p$  раскрыва  $E$ -плоскостного секториального рупора, который, имея  $a_p = 3,55$  см, на волне длиной  $\lambda = 5$  см обеспечивает КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 25$ .

7.29. Определить в плоскостях  $E$  и  $H$  ширину ДН (в градусах)  $E$ -плоскостного секториального рупора, который с размером  $a_p = 3,55$  см на волне длиной  $\lambda = 5$  см имеет максимальный КНД  $D_0 = 25$ .

7.30. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД оптимального  $E$ -плоскостного секториального рупора, возбуждаемого прямоугольным волноводом на волне длиной

$\lambda = 9$  см. Длина рупора  $L_{\text{онт}}^E = 80$  см. Размер широкой стенки волновода  $a = 7,2$  см.

7.31. Оптимальный  $E$ -плоскостной секториальный рупор длиной  $L_{\text{онт}}^E = 80$  см имеет максимальное значение КНД  $D_0 = 40$ . Определить длину волны, на которой работает антенна, и ширину ее ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности в плоскостях  $H$  и  $E$ , если один из размеров раскрыва рупора  $a_p = 2,3$  см.

7.32. Эффективная поверхность оптимальной  $E$ -плоскостной секториальной рупорной антенны составляет  $S_{\text{эф}} = 180$  см<sup>2</sup>. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД при работе на волне длиной  $\lambda = 6$  см, если один из размеров раскрыва рупора  $a_p = 5,8$  см.

7.33. Каким должно быть соотношение сторон оптимального пирамидального рупора, возбуждаемого волноводом с волной типа  $H_{10}$ , чтобы ширина диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  была одинаковой?

7.34. Определить размеры сечения и длину оптимального пирамидального остrokонечного рупора, максимальный КНД которого на частоте 3ГГц равен 90.

7.35. Определить размеры сечения и длину оптимального пирамидального остrokонечного рупора, максимальный КНД которого на волне длиной 3 см равен 150.

7.36. Пирамидальный рупор возбуждается волной типа  $H_{10}$  прямоугольного волновода. Длина рупора 21 см, размер апертуры 116×116 мм. Определить в плоскостях  $E$  и  $H$  ширину ДН (в градусах), если рабочая длина волны равна  $\lambda = 3,2$  см.

7.37. Остrokонечный пирамидальный рупор оптимальных размеров длиной  $L_{\text{онт}} = 36$  см рассчитан для работы на волне  $\lambda = 9$  см. Определить размеры раскрыва  $a_p$ ,  $b_p$  и его максимальный КНД.

7.38. Клиновидный пирамидальный рупор оптимальных размеров длиной  $L_{\text{онт}} = 36$  см рассчитан для работы на волне  $\lambda = 9$  см. Определить размеры раскрыва и максимальный КНД антенны.

7.39. Клиновидный пирамидальный рупор оптимальных размеров длиной  $L_{\text{онт}} = 36$  см рассчитан на работу на волне  $\lambda = 9$  см. Определить в плоскостях  $E$  и  $H$  ширину ДН (в градусах).

7.40. Определить размеры раскрыва оптимального пирамидального остроконечного рупора, максимальный КНД которого равен 30, если ширина ДН в плоскостях  $E$  и  $H$  одинакова, а длина волны составляет 3 см. Возбуждение осуществляется волноводом МЭК-100.

7.41. Определить размеры раскрыва оптимального пирамидального клиновидного рупора, максимальный КНД которого равен 30, если ширина ДН в плоскостях  $E$  и  $H$  одинакова, а длина волны составляет 3 см. Возбуждение осуществляется волноводом сечением  $23 \times 10$  мм.

7.42. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД оптимального остроконечного пирамидального рупора, возбуждаемого на частоте 3 ГГц. Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 1$  м.

7.43. Оптимальная остроконечная пирамидальная рупорная антенна длиной  $L_{\text{опт}} = 1,21$  м имеет КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 1000$ . Определить длину волны, на которой работает антенна, и ширину ее ДН (в радианах) в плоскостях  $H$  и  $E$ .

7.44. Оптимальный пирамидальный рупор с квадратным раскрывом возбуждается волной  $H_{10}$  прямоугольного волновода. В какой из плоскостей ( $H$  или  $E$ ) и во сколько раз ширина ДН рупора на уровне 0,5 по мощности будет больше?

7.45. Оптимальный пирамидальный рупор возбуждается волной типа  $H_{10}$  прямоугольного волновода и имеет раскрыв  $a_p \times b_p = 11,6 \times 11,6$  см. Определить ширину ДН рупора (в радианах) на уровне 0,5 по мощности в плоскостях  $H$  и  $E$ , если рабочая длина волны  $\lambda = 3,2$  см.

7.46. Определить размеры раскрыва оптимального пирамидального рупора, максимальный КНД которого равен  $D_0 = 30$ . Ширина ДН рупора на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях одинакова ( $2\theta_{0,5}^H = 2\theta_{0,5}^E$ ), а рабочая длина волны  $\lambda = 3$  см.

7.47. Определить максимальный КНД и эффективную площадь оптимальной пирамидальной рупорной антенны, работающей на волне длиной  $\lambda = 12$  см, если размеры раскрыва антенны  $a_p = 21$  см,  $b_p = 16$  см.

7.48. Эффективная поверхность оптимальной пирамидальной остроконечной рупорной антенны составляет  $S_{\text{эф}} = 1$  м<sup>2</sup>. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД антенны при работе на частоте  $f = 3$  ГГц.

7.49. Определить угол раскрыва  $2\theta_p$  и диаметр раскрыва  $d_p$  конического рупора оптимальных размеров, длина которого  $L_{\text{опт}} = 40$  см. Рабочая длина волны  $\lambda = 8$  см.

7.50. Определить максимальный КНД и в главных плоскостях ширину ДН (в градусах) конического рупора, возбуждаемого волной типа  $H_{11}$  круглого волновода, длина которого  $L_{\text{опт}} = 40$  см. Рабочая длина волны равна  $\lambda = 8$  см.

7.51. Определить ширину ДН (в градусах) и максимальный КНД оптимального конического рупора, возбуждаемого волной типа  $H_{11}$  круглого волновода, если диаметр раскрыва рупора 80 см, а рабочая длина волны  $\lambda = 10$  см.

7.52. Определить размеры  $L_{\text{опт}}$  и  $d_p$  оптимального конического рупора, возбуждаемого волной типа  $H_{11}$  круглого волновода, если ширина ДН в плоскости  $H$  равна  $10^\circ$ , а рабочая длина волны  $\lambda = 3,2$  см.

7.53. Во сколько раз необходимо увеличить размеры оптимального конического рупора, возбуждаемого волной типа  $H_{11}$  круглого волновода, чтобы ширина его диаграммы направленности осталась неизменной при увеличении длины волны генератора в 10 раз?

7.54. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД оптимального конического рупора, работающего на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см. Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 6$  см.

7.55. Определить размеры оптимального конического рупора, ширина ДН которого в плоскости  $H$  на уровне 0,5 по мощности составляет  $2\theta_{0,5}^H = 0,175$  рад, а длина рабочей волны  $\lambda = 3$  см.

7.56. Оптимальный конический рупор, работающий на частоте  $f = 6$  ГГц, имеет диаметр раскрыва  $d_p = 20$  см. Какого диаметра нужно взять раскрыв рупора и на сколько сантиметров при этом следует удлинить рупор, сохранив его оптимальным, чтобы увеличить КНД в два раза?

7.57. Оптимальная коническая рупорная антенна имеет КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 50$ . Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 40$  см. Определить длину волны, на которой работает антенна, и в плоскостях  $H$  и  $E$  ширину ее ДН (в радианах).

7.58. Определить максимальный КНД и эффективную площадь оптимальной конической рупорной антенны, работающей на волне  $\lambda = 12$  см. Длина рупора  $L_{\text{опт}} = 18$  см.

7.59. Эффективная площадь оптимальной конической рупорной антенны составляет  $1,5\text{ м}^2$ . Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД антенны при работе на волне  $\lambda = 16$  см.

### ***Параболические зеркальные антенны***

7.60. Определить диаметр раскрыва и фокусное расстояние параболической антенны, ширина ДН которой в плоскости  $H$  составляет  $2\theta_{0,5}^H = 17,5$  мрад. Длина волны  $\lambda = 3,2$  см, а половина угла раскрыва зеркала равна  $\psi_p = 0,86$  рад.

7.61. Радиус раскрыва параболоида вращения составляет  $a_p = 1$  м. Определить полный угол раскрыва зеркала  $2\psi_p$  (в градусах) для трех различных фокусных расстояний:  $f_1 = 0,25$  м;  $f_2 = 0,5$  м;  $f_3 = 1,25$  м.

7.62. Рассчитать диаметр  $2a_p$  и фокусное расстояние  $f_a$  параболической зеркальной антенны, если требуемая ширина ДН в плоскости  $H$  составляет  $1^\circ$ , длина волны  $\lambda = 3,2$  см, отношение радиуса раскрыва к двойному фокусному расстоянию равно  $a_p / 2f_a = 0,6$ .

7.63. Нормированная амплитуда поля в раскрыве параболоида вращения меняется по закону  $\bar{I}(\bar{\rho}) = 1 - (\bar{\rho}/a_p)^2$ . Определить максимальный КНД и ширину ДН антенны (в радианах) в плоскости  $E$ , если радиус зеркала  $a_p = 2$  м, длина волны  $\lambda = 10$  см. Записать расчетную формулу для нормированной ДН антенны.

7.64. Определить диаметр раскрыва и фокусное расстояние параболической антенны, работающей на волне  $\lambda = 2$  см и имеющей максимальный КНД  $D_0 = 10000$ . Угол раскрыва зеркала  $2\psi_p = 1,6$  рад.

7.65. Определить диаметр и угол раскрыва  $2\psi_p$  параболической антенны, имеющей фокусное расстояние  $20$  см и КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 1000$ . Длина волны  $4$  см.

7.66. Определить КНД в направлении максимума излучения зеркальной антенны в виде параболоида вращения диаметром  $d_p = 60$  см, работающей на волне длиной  $\lambda = 2$  см.

7.67. Какое из трех значений угла раскрыва параболической зеркальной антенны  $2\psi_p = 70, 180, 260^\circ$  является наиболее приемлемым, если в качестве облучателя используется диполь?

7.68. Зеркальная антенна представляет собой параболоид вращения диаметром 1 м, облучаемый полуволновым электрическим вибратором с дисковым рефлектором. Отношение радиуса раскрыва параболоида к его фокусному расстоянию оптимальное. На волне длиной 10 см оценить максимальный КНД, в главных плоскостях, ширину ДН (в градусах) и определить фокусное расстояние зеркала.

7.69. Параболическая антенна с зеркалом диаметром  $d_p = 1,8$  м возбуждается полуволновым вибратором с линейным рефлектором и работает на волне  $\lambda = 10$  см. Определить оптимальное фокусное расстояние, угол раскрыва зеркала  $2\psi_p$ , ширину ДН (в градусах) в главных плоскостях и максимальный КНД, считая, что  $f_a = 0,4 d_p$ .

7.70. Параболическая антенна с зеркалом, относительный диаметр которого  $d_p / \lambda = 20$ , возбуждается полуволновым вибратором с дисковым рефлектором. Угол раскрыва зеркала  $2\psi_p = 1,84$  рад. Определить относительное фокусное расстояние, ширину ДН (в радианах) в плоскости  $H$  и максимальный КНД антенны.

7.71. Определить максимальный КНД и в главных плоскостях ширину ДН (в градусах) зеркальной антенны, состоящей из параболоида вращения радиусом  $a_p = 1$  м, фокусным расстоянием  $f_a = 0,5$  м. Длина волны  $\lambda = 3,2$  см.

7.72. Определить диаметр зеркала и его фокусное расстояние для антенны (параболоид вращения с углом раскрыва  $2\psi_p = 120^\circ$  и облучателем в виде полуволнового вибратора с дисковым рефлектором) на волне длиной  $\lambda = 3$  см, если максимальный КНД антенны составляет  $D_0 = 10000$ . Оценить ширину ДН в главных плоскостях в градусах.

7.73. Как и во сколько раз изменятся максимальный КНД и ширина ДН в плоскостях  $E$  и  $H$  зеркальной антенны (параболоид вращения с отношением радиуса к двойному фокусному расстоянию  $a_p / 2f_a = 0,4$ ), если при прочих равных параметрах уменьшить ее фо-

кусное расстояние в 2,5 раза? Считать, что зеркало облучается полуволновым вибратором с дисковым рефлектором.

7.74. Определить диаметр раскрыва  $2a_p$  и фокусное расстояние  $f_a$  зеркальной антенны в виде параболоида вращения. В качестве облучателя используется полуволновой симметричный вибратор с дисковым рефлектором. Длина волны  $\lambda = 10$  см, требуемая ширина ДН в плоскости  $H$  должна быть равна  $2^\circ$ . Рассчитать ширину ДН (в градусах) в плоскости  $E$ .

7.75. Оптимальная зеркальная антенна в виде параболоида вращения, облучаемого полуволновым вибратором с дисковым рефлектором, на длине волны  $\lambda = 3,2$  см должна иметь среднюю ширину ДН не более  $1^\circ$ . Определить диаметр раскрыва  $2a_p$  и фокусное расстояние  $f_a$  параболоида.

7.76. Определить КБВ в фидере рупорного облучателя параболической антенны с зеркалом, относительный диаметр раскрыва которого  $d_p/\lambda = 12$ , а полный угол раскрыва  $2\psi_p = 1,56$  рад. КНД облучателя в направлении на зеркало равен  $D_{\text{обл}} = 5,6$ .

7.77. КБВ в фидере рупорного облучателя параболической антенны равен 0,75. Во сколько раз нужно увеличить фокусное расстояние антенны, чтобы КБВ стал равным 0,9?

7.78. Фазовый центр облучателя параболической антенны с фокусным расстоянием, равным 1 м, смещен из фокуса в поперечном направлении на 5 см. Определить угол отклонения (в градусах) от геометрической оси антенны максимума ДН. Принять  $f_a = 0,4d_p$ .

7.79. Фазовый центр облучателя параболической антенны с зеркалом, фокусное расстояние которого равно радиусу зеркала и составляет 50 см, смещен на 6 см в направлении, перпендикулярном фокальной оси. Определить угловое смещение (в радианах) максимума ДН антенны относительно оси зеркала.

7.80. Рассчитать, на какое расстояние необходимо вынести из фокуса параболоида вращения ( $d_p = 3,5$  м;  $f_a = 2,1$  м) фазовый центр облучателя, для того чтобы направление главного максимума ДН антенны составляло с фокальной осью угол, равный ширине ДН в плоскости  $E$ . Длина волны  $\lambda = 10$  см.

7.81. Фазовый центр облучателя параболоида вращения, радиус раскрыва которого  $a_p = 1,5$  м, а фокусное расстояние равно

$f_a = 1,25$  м, вынесен из фокуса в направлении, перпендикулярном оси зеркала, на расстояние  $\Delta x = 6$  см. Определить угол отклонения (в градусах) максимума ДН от оси антенны.

7.82. Рассчитать, на какое расстояние необходимо вынести из фокуса параболоида вращения фазовый центр облучателя, для того чтобы направление максимума излучения антенны составляло с фокальной осью угол, равный ширине диаграммы направленности антенны. Радиус раскрыва параболоида  $a_p = 175$  см, фокусное расстояние  $f_a = 110$  см, длина волны  $\lambda = 10$  см.

7.83. Определить допустимое смещение из фокуса вдоль оси параболоида вращения фазового центра облучателя для того, чтобы фазовые искажения поля в раскрыве параболоида за счет неточности установки облучателя не превосходили  $\pi/8$ . Длина волны  $\lambda = 3$  см, а отношение радиуса раскрыва к двойному фокусному расстоянию параболоида  $a_p / 2f_a = 1$ . Каково будет допустимое смещение фазового центра облучателя, если при прочих равных условиях принять  $a_p / 2f_a = 0,6$ ?

7.84. Определить диаметр плоского компенсирующего отражателя, устанавливаемого у вершины параболоида с фокусным расстоянием  $f_a = 37$  см, если длина рабочей волны  $\lambda = 12$  см. Чему равно минимальное удаление отражателя от вершины параболоида?

7.85. Диаметр плоского компенсирующего отражателя, установленного на расстоянии 1 см от вершины параболоида, равен 66 см. Определить фокусное расстояние, диаметр и полный угол раскрыва параболоида (в радианах), а также в главных плоскостях ширину ДН антенны (в радианах) и максимальный КНД, если  $f_a = 0,5 d_p$ .

7.86. Антенна самолетного радиолокатора, работающего на волне длиной  $\lambda = 3$  см, выполнена в виде усеченного параболоида вращения с размерами  $d_p = 1,5$  м,  $a_p = 1$  м. Определить в плоскостях  $H$  и  $E$  ширину ДН антенны (в радианах).

7.87. Определить размеры раскрыва зеркала в виде усеченного параболоида вращения, при которых антенна будет иметь в главных плоскостях ширину ДН  $2\theta_{0,5}^E = 122$  мрад и  $2\theta_{0,5}^H = 17,5$  мрад. Длина волны  $\lambda = 3$  см.

7.88. Ширина ДН двухзеркальной антенны Кассегрена, работающей на волне длиной  $\lambda = 6$  см, составляет  $2\theta_{0,5} = 36$  мрад. Угол

раскрыва малого зеркала равен  $\pi/6$  рад. Определить диаметры и фокусные расстояния зеркал.

7.89. Параболический цилиндр, размер раскрыва которого  $d_p = 0,5$  м, длина образующей  $a_p = 1,5$  м, на волне длиной  $\lambda = 3$  см возбуждается облучателем с синфазным равноамплитудным распределением поля. Определить ширину ДН в плоскостях  $H$  и  $E$  и максимальный КНД антенны.

7.90. Определить относительные размеры (диаметр  $d_p/\lambda$ , длина образующей  $a_p/\lambda$ ) параболического цилиндра, облучаемого линейным источником с синфазным равноамплитудным распределением тока. Антенна в главных плоскостях должна иметь ширину ДН  $2\theta_{0,5}^E = 122$  мрад,  $2\theta_{0,5}^H = 35$  мрад. Определить также КНД антенны.

7.91. Определить максимальный КНД антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра, диаметр раскрыва которого  $d_p = 25$  см, длина образующей  $a_p = 50$ , длина волны  $\lambda = 2$  см.

7.92. Определить КБВ в фидере облучателя антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра, работающей на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см, если КНД облучателя  $D_{\text{обл}} = 5$ , а фокусное расстояние зеркала  $f_a = 16$  см.

7.93. КБВ в фидере облучателя антенны с зеркалом в виде параболического цилиндра равен 0,6. Во сколько раз нужно увеличить фокусное расстояние антенны, чтобы КБВ стал равным 0,72?

### ***Линзовые антенны***

7.94. Определить максимальный КНД, коэффициент усиления и КПД диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола ( $n = 1,6$ ;  $\text{tg}\delta = 7 \cdot 10^{-4}$ ) и работающей на частоте  $f = 15$  ГГц, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f_a = 26$  см.

7.95. Определить толщину и угол раскрыва (в радианах) гладкой диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола ( $n = 1,6$ ) и рассчитанной для работы на волне длиной  $\lambda = 3,2$  см, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f_a = 15 \lambda$ . Как изменится толщина линзы, если ее сделать зонированной? Величину утолщения линзы принять равной  $z_2 = 1$  см.

7.96. Определить толщину, угол раскрыва (в радианах), максимальный ККНД и КПД антенны в виде диэлектрической линзы, изготовленной из фторопласта ( $n = 1,5$ ;  $\operatorname{tg} \delta = 4 \cdot 10^{-4}$ ), работающей на волне длиной  $\lambda = 5$  см, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы равны  $d_p = f_a = 20 \lambda$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления антенны.

7.97. Определить максимальный КУ и КПД диэлектрической линзы, изготовленной из тролитула ( $n = 1,6$ ;  $\operatorname{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ ) и работающей на волне длиной  $\lambda = 5$  см, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы равны  $d_p = f_a = 20 \lambda$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления антенны.

7.98. Определить толщину и фокусное расстояние полистироловой ( $n = 1,6$ ) линзы, с помощью которой может быть сформирован плоский фазовый фронт в раскрыве оптимального конического рупора диаметром  $d_p = 72$  см, работающего на волне длиной  $\lambda = 8$  см. Определить максимальный КНД рупора с линзой и без нее, приблизительно считая, что характер изменения амплитуды поля в раскрыве линзы такой же, как и в раскрыве рупора без линзы. Фокусное расстояние линзы равно ее диаметру.

7.99. На какой угол (в радианах) относительно фокальной оси смещается максимум ДН линзовой антенны из полиэтилена ( $n = 1,5$ ) при выносе фазового центра облучателя из фокуса на расстояние  $\Delta x = 4$  см в направлении, перпендикулярном ее фокальной оси, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы? Толщина линзы равна 7 см.

7.100. Максимум ДН линзовой антенны из полиэтилена ( $n = 1,5$ ) при выносе фазового центра облучателя из фокуса на расстояние  $\Delta x = 6$  см в направлении, перпендикулярном ее фокальной оси, смещается относительно этой оси на угол  $\delta \theta = 175$  мрад. Определить толщину линзы, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы.

7.101. Определить толщину полистироловой ( $\epsilon = 2,55$ ) линзы, диаметр и фокусное расстояние которой одинаковы и равны 1 м. С точки зрения механической прочности и полосы пропускания выяснить вопрос о целесообразности зонирования этой линзы при использовании ее для работы на волне длиной 8 см.

7.102. Какую относительную ширину полосы рабочих частот имеет металлопластинчатая линзовая антенна, работающая на волне

длиной  $\lambda = 3,2\text{см}$ ? Расстояние между пластинами линзы  $a_1 = 2\text{см}$ . Диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f_a = 30\lambda$ .

7.103. Определить максимальный КНД, ширину полосы рабочих частот металлопластинчатой линзы, если расстояние между пластинами  $a_1 = 1,5\text{см}$ , длина рабочей волны  $\lambda = 2\text{см}$ , а размеры линзы  $d_p = f_a = 40\text{см}$ .

7.104. Какое расстояние должно быть между металлическими пластинами ускоряющей линзы, чтобы на волне длиной  $\lambda = 4\text{см}$  показатель преломления линзы был бы равен 0,5?

7.105. Определить толщину, фокусное расстояние и число пластин металлопластинчатой линзы, с помощью которой может быть сформирован плоский фазовый фронт в раскрыве оптимального  $H$ -плоскостного секториального рупора, имеющего размеры  $a_p \times b = 73 \times 3,4\text{см}$ .

Длина рабочей волны на средней частоте диапазона  $\lambda_{\text{ср}} = 10\text{см}$ , показатель преломления линзы  $n = 0,55$ . Определить максимальный КНД рупора с линзой и без нее, приближенно считая, что характер изменения амплитуды поля в раскрыве линзы такой же, как и в раскрыве рупора без линзы.

7.106. Определить толщину, угол раскрыва (в радианах) и относительную ширину полосы рабочих частот металлопластинчатой линзы. Расстояние между пластинами  $a_1 = 6\text{см}$ , длина волны  $\lambda = 10\text{см}$ , а размеры линзы равны  $d_p = f_a = 1,5\text{м}$ . Как изменятся толщина и ширина полосы рабочих частот линзы, если ее сделать зонированной? Величину утолщения линзы принять равной  $z_2 = 3\text{см}$ .

7.107. Определить толщину гладкой и зонированной металлопластинчатых линз, если расстояние между пластинами  $a_1 = 5\text{см}$ , диаметр и фокусное расстояние  $d_p = f_a = 1,5\text{м}$ , длина волны  $\lambda = 8\text{см}$ , а величина утолщения линзы  $z_2 = 2\text{см}$ . Сколько зон имеет такая линза? Во сколько раз ширина полосы рабочих частот зонированной металлопластинчатой линзы больше ширины полосы рабочих частот такой же гладкой линзы?

7.108. Определить максимальный КНД зонированной металлопластинчатой линзы, работающей на волне длиной  $\lambda = 19\text{см}$  и имею-

щей параметры: число зон  $q = 4$ ;  $\Delta f/f_{cp} = 8,5\%$ ;  $d_p = f_a$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления антенны.

7.109. Максимальный КНД зонированной металлопластинчатой линзы, работающей на волне длиной  $\lambda = 6\text{см}$ , равен  $D_0 = 500$ . Определить ширину полосы рабочих частот линзы, если известно, что она имеет коэффициент преломления  $n = 0,6$ . Диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы ( $d_p = f_a$ ).

7.110. Зонированная металлопластинчатая линзовая антенна работает на волне длиной  $\lambda = 3,2\text{см}$ . Расстояние между пластинами линзы  $a_1 = 2\text{см}$ . Определить максимальный КНД, ширину полосы рабочих частот и КБВ в фидере облучателя антенны при условии, что диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f_a = 30\lambda$ .

## 8. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

### Основные теоретические сведения и расчетные соотношения

#### *Теорема о перемножении диаграмм направленности*

В силу линейности уравнений Максвелла электромагнитное поле системы (решетки) излучателей представляет собой сумму полей ее отдельных элементов. Если эти элементы имеют одинаковые размеры, одинаковые амплитудно-фазовые распределения возбуждающего поля или тока и ориентированы в пространстве одинаковым образом, то суммарная ДН может быть записана в виде произведения векторной комплексной ДН одного элемента  $\vec{F}_{эл}(\theta, \varphi)$  на скалярный множитель направленности  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ , представляющий собой диаграммы направленности системы точечных изотропных излучателей, расположенных в фазовых центрах элементов системы (узлах решетки), т.е.

$$\vec{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \vec{F}_{эл}(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi). \quad (8.1)$$

Теорему применяют для нахождения ДН любых типов антенных систем, которые можно представить в виде совокупности однотипных непрерывно или дискретно распределенных излучателей.

#### *Система из двух вибраторов*

Для улучшения направленных свойств к симметричному вибратору часто добавляют второй вибратор, располагаемый на некотором расстоянии от первого. Второй вибратор, как и первый, может быть либо активным и подсоединяться к генератору, либо пассивным и возбуждаться электромагнитным полем первого вибратора.

Пусть два одинаковых вибратора лежат в одной плоскости, параллельны друг другу, являются активными, а питающие их токи связаны между собой соотношением  $\dot{I}_2 / \dot{I}_1 = m \exp(i\Delta\Phi)$ , где  $m$  — отношение амплитуд токов;  $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$  — сдвиг фазы тока  $I_2$  относительно фазы тока  $I_1$ , рад. Оси вибраторов параллельны оси  $z$ .

Наряду с прямоугольной введем сферическую систему координат. Тогда нормированные амплитудные ДН двухвибраторной системы могут быть записаны в виде:

в плоскости  $E$

$$\bar{F}(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin \theta} \sqrt{\frac{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd \sin \theta)}{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd)}}; \quad (8.2)$$

в плоскости  $H$

$$\bar{F}(\varphi) = \sqrt{\frac{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd \sin \varphi)}{1 + m^2 + 2m \cos(\Delta\Phi - kd)}}, \quad (8.3)$$

где  $l$  — длина плеча вибраторов;  $d$  — расстояние между ними; угол  $\theta$  отсчитывается от оси  $z$ ;  $\varphi$  — полярный угол.

Сопrotивление излучения системы, отнесенное к току в точках питания первого вибратора, рассчитывается по формуле

$$R_{\Sigma c} = R_{\Sigma 1} + m^2 R_{\Sigma 2} + 2m R_{12} \cos \Delta\Phi, \quad (8.4)$$

где  $R_{\Sigma 1}$  и  $R_{\Sigma 2}$  — собственные активные сопротивления излучения вибраторов, отнесенные к максимумам токов;  $R_{12}$  — активная составляющая взаимного сопротивления вибраторов, отнесенная к максимуму тока и зависящая от расстояния  $d$  между вибраторами.

Кривые активной  $R_{12}$  и реактивной  $X_{12}$  составляющих взаимного сопротивления полуволновых вибраторов в зависимости от относительного расстояния  $d/\lambda$  между ними изображены на рис. 8.1.

Результирующий КНД системы вибраторов находится как

$$D_c = \frac{D_0(1+m)^2 R_{\Sigma 1}}{R_{\Sigma c}}, \quad (8.5)$$

где  $D_0$  — КНД одиночного вибратора, определяемый по формуле

$$D_0 = \frac{w}{\pi R_{\Sigma \Pi}} (1 - \cos kl)^2. \quad (8.6)$$

Для полуволнового вибратора  $D_0 \cong 1,64$ .

Если второй вибратор является пассивным, то отношение амплитуд  $m$  и разность фаз токов  $\Delta\Phi$  на входах вибраторов определяют из уравнения Кирхгофа, составленного для пассивного вибратора,

$$U_{\text{вх}2} = \dot{I}_2 Z_{22} + \dot{I}_1 Z_{12} = 0, \quad (8.7)$$

в котором  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$  — комплексные значения токов пассивного и активного вибраторов;  $Z_{22}$  — собственное комплексное сопротивление пассивного вибратора;  $Z_{12}$  — взаимное комплексное сопротивление, вносимое активным вибратором в пассивный.

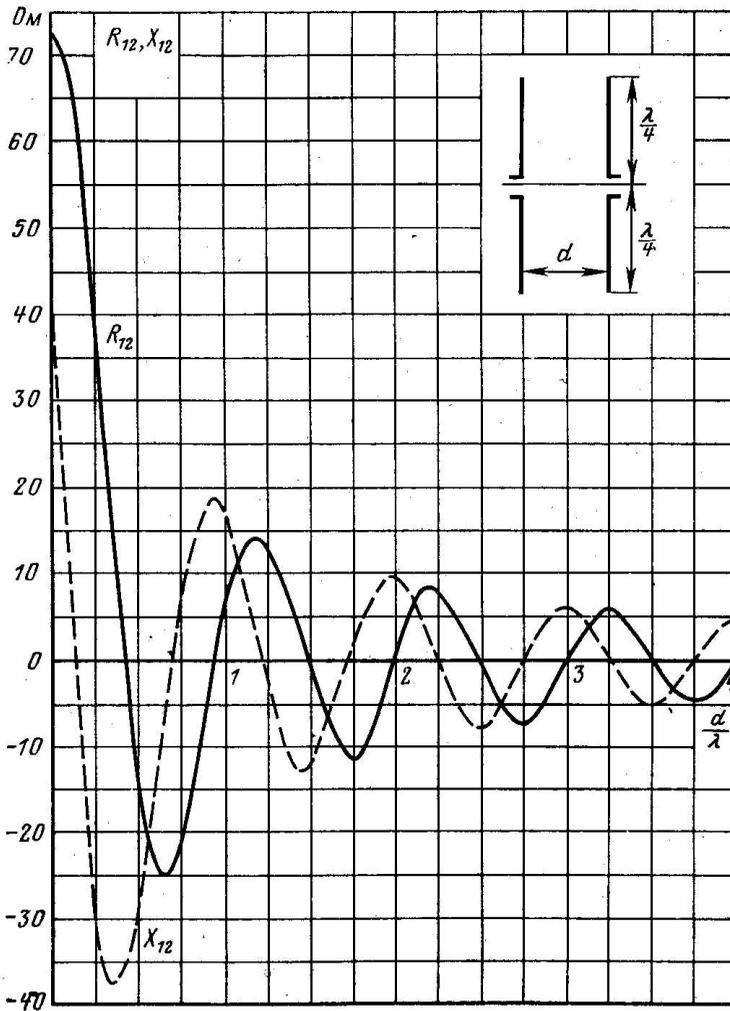


Рис. 8.1. Взаимный импеданс полуволновых вибраторов

Из уравнения (8.7) имеем

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -\frac{R_{12} + iX_{12}}{R_{22} + i(X_{22} + X_{H2})}, \quad (8.8)$$

где  $R_{12}$  и  $X_{12}$  — активная и реактивная составляющие взаимного

сопротивления вибраторов;  $R_{22}$  и  $X_{22}$  — активная и реактивная составляющие собственного сопротивления пассивного вибратора;  $X_{H2}$  — реактивное сопротивление настройки, включаемое в пассивный вибратор и отнесенное к максимуму тока в нем.

В  $R_{22}$  входят активные потери в пассивном вибраторе. Если их не учитывать, то необходимо полагать  $R_{22} = R_{\Sigma 2}$ .

Из (8.8) получаем

$$m = \frac{|I_2|}{|I_1|} = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{22}^2 + (X_{22} + X_{H2})^2}}; \quad (8.9)$$

$$\Delta\Phi = \pi + \operatorname{arctg} \frac{X_{12}}{R_{12}} - \operatorname{arctg} \frac{X_{22} + X_{H2}}{R_{22}}. \quad (8.10)$$

Нормированные амплитудные ДН и КНД такой системы также рассчитываются по формулам (8.2), (8.3) и (8.5), но сопротивление излучения находится как

$$R_{\Sigma C} = R_{\Sigma 1} + m(R_{12} \cos \Delta\Phi - X_{12} \sin \Delta\Phi), \quad (8.11)$$

где  $R_{\Sigma 1}$  — собственное сопротивление излучения активного вибратора, отнесенное к максимуму тока.

Входное сопротивление активного вибратора в системе может быть записано в виде

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}} = Z_{11} + mZ_{12}e^{i\Delta\Phi}. \quad (8.12)$$

После преобразования (8.12) получим

$$R_{\text{вх}} = R_{11} + m(R_{12} \cos \Delta\Phi - X_{12} \sin \Delta\Phi), \quad (8.13)$$

$$X_{\text{вх}} = X_{11} + m(X_{12} \cos \Delta\Phi + R_{12} \sin \Delta\Phi). \quad (8.14)$$

### *Линейные эквидистантные решетки*

Нормированная амплитудная ДН, или множитель направленности линейной эквидистантной ( $d = \text{const}$ ) решетки  $N$  изотропных излучателей при постоянном амплитудном и линейном фазовом распределении возбуждения типа  $I(z) = I_0 \exp[-i(N-1)\Delta\Phi]$  имеет вид

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \left| \frac{\sin[0,5N(kd \cos \theta - \Delta\Phi)]}{N \sin[0,5(kd \cos \theta - \Delta\Phi)]} \right|, \quad (8.15)$$

где  $\Delta\Phi$  — разность фаз между токами соседних излучателей,  $\theta$  — угол между осью решетки и направлением в точку наблюдения, рад.

Направления главных максимумов ДН и боковых лепестков (в радианах) определяются по формулам

$$\theta_{\text{гл}} = \arccos \frac{2q\pi + \Delta\Phi}{kd}, \quad q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; \quad (8.16)$$

$$\theta_q = \arccos \frac{2(q+1)\pi + N\Delta\Phi}{Nkd}, \quad q = \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (8.17)$$

где  $q$  — номер лепестка.

Уровень боковых лепестков по отношению к главному находится как

$$F_q(\theta) \approx \frac{1}{N \sin(q\pi/N + 0,5\pi N)}, \quad (8.18)$$

Практический интерес представляют равноамплитудные линейные эквидистантные решетки с поперечным или продольным расположением симметричных вибраторов. Чтобы сформировать однонаправленную ДН и вдвое увеличить КНД, к решетке продольных вибраторов добавляют такое же количество вибраторов, играющих роль рефлекторов, которые устанавливают на расстоянии  $\lambda/4$  от вибраторов. Множитель направленности системы излучатель — рефлектор при настроенном рефлекторе в этом случае имеет вид

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \cos[0,25\pi(1 - \sin \theta)], \quad (8.19)$$

а если рефлектор выполнен плоским в виде проволочной сетки или сплошного металлического листа, то

$$\bar{f}_{\Sigma}(\theta) = \sin(0,5\pi \sin \theta). \quad (8.20)$$

Сопrotивление излучения многовибраторной антенной решетки рассчитывается как

$$R_{\Sigma C} = R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 2} + \dots + R_{\Sigma i} + \dots + R_{\Sigma N}, \quad (8.21)$$

где

$$R_{\Sigma i} = R_{\Sigma i1} + R_{\Sigma i2} + \dots + R_{\Sigma ii} + \dots + R_{\Sigma iN}. \quad (8.22)$$

В (8.22)  $R_{\Sigma i1}, \dots, R_{\Sigma iN}$  — взаимные сопротивления излучения, обусловленные влиянием каждого из остальных вибраторов решетки на  $i$ -й;  $R_{\Sigma ii}$  — собственное сопротивление излучения уединенного  $i$ -го вибратора решетки, отнесенное к максимуму тока. Значение взаимного сопротивления зависит от расстояния между вибраторами  $d$  и их

осевого смещения  $h$ . Для системы двух вибраторов эти значения приведены в табл. 8.1.

Пользуясь значениями взаимных сопротивлений излучения, можно находить сопротивления излучения не только синфазных вибраторов, но и противофазных. В последнем случае знаки у значений сопротивлений, указанных в табл. 8.1, нужно изменить на противоположные.

Таблица 8.1  
Взаимные сопротивления полуволновых вибраторов

$d/\lambda$	$R_{\Sigma 12}$ , Ом			
	$h/\lambda = 0$	$h/\lambda = 0,5$	$h/\lambda = 1$	$h/\lambda = 1,5$
0	+73,1	+26,4	-4,1	+1,7
0,1	+67,3	+23,5	-4,1	+1,7
0,2	+51,4	+15,7	-4,0	+1,7
0,3	+29,3	+5,2	-3,5	+1,6
0,4	+6,2	-4,9	2,4	+1,4
0,5	-12,5	-11,9	-0,8	+1,1
0,6	-23,3	-14,1	+1,5	+0,5
0,7	-24,9	-11,3	+3,6	-0,4
0,8	-18,5	-4,9	5,1	-1,3
0,9	-7,5	+2,8	+5,3	-2,1
1,0	+4,0	+9,0	+4,1	-2,7
1,1	+12,4	+12,0	+1,5	-2,8
1,2	+15,2	+10,8	-1,6	-2,2
1,3	+12,6	+6,3	-4,5	-1,1
1,4	+6,0	-0,1	-6,3	+0,4
1,5	-1,8	-5,8	-6,2	+2,1
1,6	-8,1	-9,2	-4,3	+3,4
1,7	-10,9	-9,3	-1,2	+4,0
1,8	-9,4	-6,1	+2,4	+3,6
1,9	-4,8	-1,2	+5,1	+2,2
2,0	+1,1	+3,9	+6,3	-0,1
2,1	+6,1	+7,2	+5,4	-1,9
2,2	+8,4	+7,8	+2,9	-3,6
2,3	+7,6	+5,6	-0,5	-4,3
2,4	+4,0	+1,6	-3,6	-3,8
2,5	-0,7	-2,2	-5,4	-2,2



После того как из системы уравнений (8.23) найдены токи во всех вибраторах, можно рассчитать амплитудные ДН антенны по формулам:

в плоскости  $E$ , в которой расположены вибраторы ( $\varphi = 0$ ),

$$f(\theta^E) = \sum_{n=1}^N I_n \frac{\cos(kl_n \cos \theta^E) - \cos kl_n}{(1 - \cos kl_n) \sin \theta^E} \exp(ikd_n \cos \theta^E); \quad (8.24)$$

в плоскости  $H$ , ортогональной плоскости расположения вибраторов ( $\varphi = \pi/2$ ),

$$f(\theta^H) = \sum_{n=1}^N I_n \exp(ikd_n \cos \theta^H), \quad (8.25)$$

где  $\theta$  — угол между осью антенны и направлением в точку наблюдения;  $\varphi$  — полярный угол в плоскости, ортогональной оси антенны и плоскости расположения вибраторов. Начало системы координат находится в центре активного вибратора, поэтому необходимо считать  $d_1 < 0$ .

Если не решать систему (8.23), то для приближенной оценки характеристик излучения директорной антенны полагают  $d_n = d_{cp}$ ,  $2l_n = \lambda/2$ ,  $I_n = I_0 \exp[-i(n-1)\Delta\Phi]$ ,  $\Delta\Phi = \pi/2$ . Тогда нормированные амплитудные ДН антенны можно рассчитать по формулам:

в плоскости  $E$  ( $\varphi = 0$ )

$$\bar{F}(\theta^E) = \frac{\cos(0,5\pi \sin \theta^E)}{\cos \theta^E} \cdot \frac{\sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}}{\lambda} (1 - \cos \theta^E) \right]}{N \sin \left[ \frac{\pi d_{cp}}{\lambda} (1 - \cos \theta^E) \right]}; \quad (8.26)$$

в плоскости  $H$  ( $\varphi = \pi/2$ )

$$\bar{F}(\theta^H) = \frac{\sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}}{\lambda} (1 - \cos \theta^H) \right]}{N \sin \left[ \frac{\pi d_{cp}}{\lambda} (1 - \cos \theta^H) \right]}. \quad (8.27)$$

Ширина ДН антенны (в радианах) определяется по формулам:  
в плоскости  $E$

$$2\theta_{0,5}^E \approx \frac{3,5}{N-1}, \quad (8.28)$$

в плоскости  $H$

$$2\theta_{0,5}^H \approx \frac{3,8}{N-1}. \quad (8.29)$$

КНД в направлении максимума ДН и эффективная площадь директорной антенны рассчитываются по формулам

$$D_0 \approx 5 \left[ 1 + d_{cp} (N-1) / \lambda \right], \quad (8.30)$$

$$S_{эф} = D_0 \lambda^2 / (4\pi). \quad (8.31)$$

Логопериодическая антенна (рис. 8.2), как и директорная, используется в радиосвязи и телевидении на метровых и дециметровых волнах. Ее отличительной особенностью является то, что она может работать в весьма широком диапазоне частот: наибольшая длина волны определяется максимально допустимыми поперечными размерами антенны ( $2l_N \approx \lambda_{max} / 2$ ), а наименьшая длина волны ограничивается точностью выполнения самого короткого вибратора ( $2l_1 \approx \lambda_{min} / 2$ ).

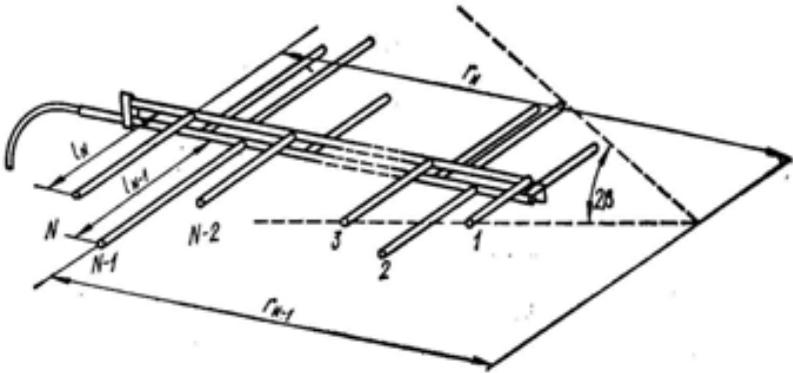


Рис. 8.2. Логопериодическая антенна

Коэффициент подобия (безразмерный период структуры)  $\tau$  связывает длины соседних вибраторов  $2l_{n-1}$  и  $2l_n$ , а также расстояния этих вибраторов  $r_{n-1}$  и  $r_n$  от вершины угла раскрытия полотна антенны  $2\beta$  соотношением

$$\tau = 2l_{n-1} / (2l_n) = r_{n-1} / r_n. \quad (8.32)$$

Зависимость ширины ДН антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях ( $H$  и  $E$ ) от угла  $2\beta$  для антенн с разными значениями  $\tau$  показаны на рис. 8.3.

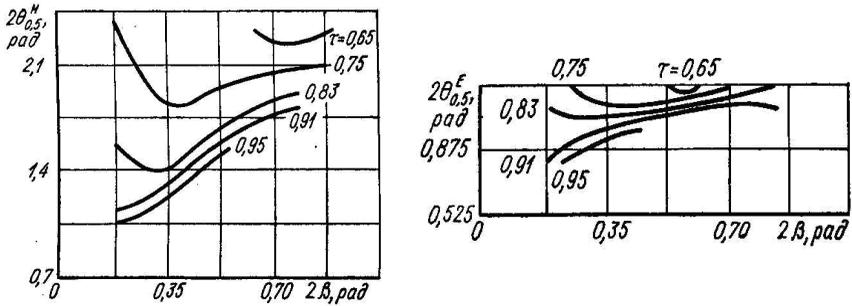


Рис. 8.3. Зависимость ширины ДН логопериодической антенны от угла раскрыва

### Волноводные щелевые антенные решетки

Подобные антенны представляют собой систему щелей, прорезанных в стенках волновода. Чаще всего используются полуволновые резонансные щели на широкой или узкой стенках прямоугольного волновода, в котором распространяется волна основного типа  $H_{10}$ . Возбуждение щели происходит за счет того, что ее пересекают электрические токи, текущие по внутренней поверхности волновода. Волноводные щелевые антенные решетки (ВЩАР) могут быть двух типов — резонансные (режим стоячих волн в волноводе) и нерезонансные (режим бегущих волн в волноводе).

Резонансные ВЩАР выполняются на основе закороченных на одном конце волноводов (рис. 8.4). Если щели поперечные и расстояние между ними равно длине волны в волноводе  $\lambda_b$ , то решетка будет на синфазно связанных с полем волновода щелях (рис. 8.4, а).

На рис. 8.4, б изображена резонансная ВЩАР на переменноразно связанных с полем волновода продольных щелях. В обоих случаях возбуждение всех щелей синфазное, так как во втором случае следует учесть дополнительный фазовый сдвиг на  $\pi$  за счет размещения щелей по разные стороны от осевой линии. Поэтому у обеих решеток направление максимума излучения нормально к широкой стенке волновода.

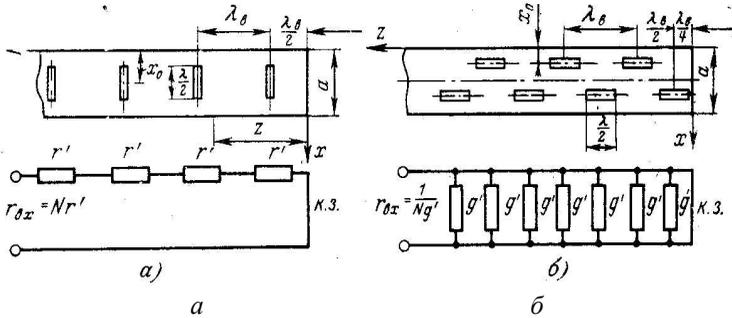


Рис. 8.4. Резонансные волноводные щелевые решетки на синфазно связанных (а), переменnofазно связанных (б) щелях и их схемы замещения

Нормированная амплитудная ДН синфазной антенны с поперечными щелями (рис. 8.4, а) в продольной плоскости описывается выражением

$$\bar{F}(\theta) = \frac{\sin(0,5Nk\lambda_g \sin \theta)}{N \sin(0,5k\lambda_g \sin \theta)}, \quad (8.33)$$

где  $\theta$  — угол между нормалью к широкой стенке волновода и направлением в точку наблюдения;  $N$  — число щелей;  $\lambda_B$  — длина волны в волноводе, рассчитываемая по формуле

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - [\lambda/(2a)]^2}}; \quad (8.34)$$

где  $a$  — размер широкой стенки волновода.

Нормированная амплитудная ДН синфазной антенны с продольными щелями (рис. 8.4, б) в продольной плоскости определяется произведением нормированной амплитудной ДН одиночной щели  $\bar{F}_1(\theta)$  на нормированный множитель системы (решетки)  $\bar{f}_\Sigma(\theta)$ , т.е.

$$\bar{F}(\theta) = \bar{F}_1(\theta) \bar{f}_\Sigma(\theta) = \frac{\cos(0,5\pi \sin \theta)}{\cos \theta} \frac{\sin(0,25Nk\lambda_B \sin \theta)}{N \sin(0,25k\lambda_B \sin \theta)}. \quad (8.35)$$

Щель нарушает режим бегущих волн в волноводе, поскольку приводит к отражению от нее электромагнитной энергии. На эквивалентной схеме волновода щель можно представить в виде некоторого сопротивления, включенного в линию параллельно или последовательно (в зависимости от положения щели). Продольная щель эквива-

лентна параллельно включенному сопротивлению, поперечная — включенному последовательно. При расчете согласования щелевых антенн обычно пользуются понятиями последовательного сопротивления и параллельной проводимости.

Эквивалентное последовательно включенное сопротивление поперечной полуволновой щели (рис. 8.4, *a*), нормированное на волновое сопротивление волновода с волной  $H_{10}$ , определяется как

$$\bar{R}_1 \cong 0,523 \left( \frac{\lambda_B}{\lambda} \right)^3 \frac{\lambda^2}{ab} \cos^2 \left( \frac{\pi\lambda}{4a} \right) \sin^2 \left( \frac{\pi x_0}{a} \right). \quad (8.36)$$

где  $x_0$  — смещение центра щели относительно узкой стенки волновода.

Эквивалентная параллельно включенная проводимость продольной полуволновой щели (рис. 8.4, *b*), нормированная (умноженная) на волновое сопротивление волновода с волной  $H_{10}$ , рассчитывается по формуле

$$\bar{G}_1 \cong 2,09 \frac{a\lambda_B}{b\lambda} \cos^2 \left( \frac{\pi\lambda}{2\lambda_B} \right) \cos^2 \left( \frac{\pi x_0}{a} \right). \quad (8.37)$$

Нормированные входные сопротивления и проводимости этих решеток соответственно равны

$$\bar{R}_{\text{вх}} = N\bar{R}_1, \quad \bar{G}_{\text{вх}} = N\bar{G}_1. \quad (8.38)$$

На рис. 8.4 они обозначены  $r'$  и  $g'$ .

Для того чтобы в возбуждающем волноводе установился режим бегущих волн, должно выполняться условие

$$\bar{R}_{\text{вх}} = \bar{G}_{\text{вх}} = 1. \quad (8.39)$$

Его выполнения на резонансной частоте добиваются посредством подбора требуемых значений  $\bar{R}_1$  и  $\bar{G}_1$  по формулам (8.36), (8.37).

Полоса пропускания у синфазных резонансных ВЦАР, как и у всех резонансных систем, составляет несколько процентов. Чтобы увеличить диапазонность, применяют несинфазные (нерезонансные) ВЦАР бегущей волны. Нерезонансные ВЦАР от резонансных отличаются тем, что волновод нагружается на свободном конце на согласованную (поглощающую) нагрузку. В отсутствии щелей в волноводе устанавливается режим бегущей волны основного типа  $H_{10}$ . Щели располагаются на таком расстоянии  $d$  одна от другой, которое обеспечивает фазовый набег между двумя соседними щелями, соответствующий бегущей волне, т.е.

$$\Delta\Phi = 2\pi d / \lambda_B \text{ — для синфазно связанных щелей,}$$

$\Delta\Phi = 2\pi d / \lambda_b \pm \pi$  — для переменнoфазно связанных щелей.

При небольшом расфазировании щелей нормированные амплитудные ДН таких антенн рассчитываются по формулам (8.33) и (8.35), а величина смещения главного максимума ДН относительно нормали к широкой стенке волновода (в радианах) определяется с использованием соотношения

$$\delta\theta = \arcsin(\lambda / \lambda_b - q\lambda / d), \quad (8.40)$$

где  $q = 0$  — для синфазно связанных с полем волновода щелей (рис. 8.2, а);  $q = 0,5$  — для переменнoфазно связанных с волноводом щелей (рис. 8.2, б).

КНД волноводно-щелевых антенных решеток оценивается по формуле

$$D_0 \approx 3,2N. \quad (8.41)$$

### *Плоские решетки*

Для получения узких ДН в двух взаимно ортогональных плоскостях используют двумерные (плоские) решетки излучателей, в которых излучатели располагаются в узлах прямоугольной или треугольной сетки (рис. 8.5).

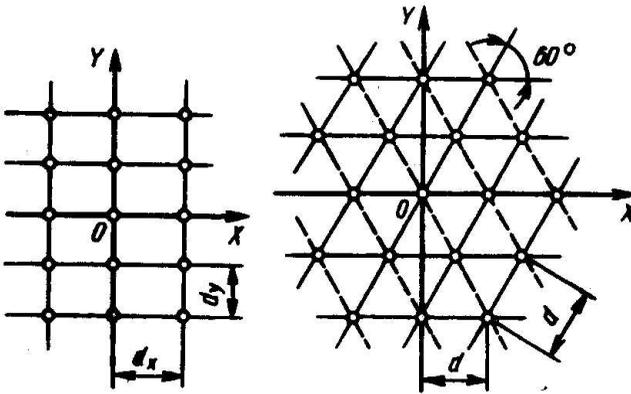


Рис. 8.5. Схемы размещения элементов в плоской ФАР

При расположении изотропных излучателей в узлах прямоугольной сетки условие полного отсутствия побочных главных максимумов при отклонении луча антенны на угол  $\theta_{\max}$  от нормали (ось  $Oz$ ) к ее поверхности будет выполнено, если шаг решетки по осям  $Ox$  и  $Oy$  удовлетворяет неравенствам

$$d_x < \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{x \max}}; \quad d_y < \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{y \max}}, \quad (8.42)$$

где  $\theta_{x \max}$  и  $\theta_{y \max}$  — максимальные углы сканирования в плоскостях  $zOx$  и  $zOy$  соответственно.

Аналогичное условие при расположении изотропных излучателей в узлах треугольной сетки записывается как

$$d < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{\max}}. \quad (8.43)$$

Нормированная амплитудная ДН плоской эквидистантной решетки изотропных излучателей (множитель решетки) при равноамплитудном и линейном фазовом распределении возбуждения определяется по правилу (теореме) перемножения диаграмм (5.40)

$$\bar{f}(\theta) = \frac{\sin[0,5N_x(kd_x \sin \theta_x - \psi_{1x})]}{N_x \sin[0,5(kd_x \sin \theta_x - \psi_{1x})]} \frac{\sin[0,5N_y(kd_y \sin \theta_y - \psi_{1y})]}{N_y \sin[0,5(kd_y \sin \theta_y - \psi_{1y})]}, \quad (8.44)$$

где  $N_x, N_y$  — количество излучателей вдоль осей  $Ox$  и  $Oy$  соответственно;  $\psi_{1x}$  — разность фаз между токами соседних излучателей вдоль оси  $Ox$ ;  $\psi_{1y}$  — разность фаз между токами соседних излучателей вдоль оси  $Oy$ .

Нормированные амплитудные ДН плоской эквидистантной решетки направленных излучателей в виде горизонтальных симметричных вибраторов при равноамплитудном возбуждении рассчитываются по формулам:

в горизонтальной плоскости (плоскость  $E$ )

$$\bar{F}(\theta^E) = \frac{\cos(kl \sin \theta^E) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \theta^E} \frac{\sin[0,5N_y(kd_y \sin \theta^E - \psi_{1y})]}{N_y \sin[0,5(kd_y \sin \theta^E - \psi_{1y})]}; \quad (8.45)$$

в вертикальной плоскости (плоскость  $H$ )

$$\bar{F}(\theta^H) = \frac{\sin[0,5N_x(kd_x \sin \theta^H - \psi_{1x})]}{N_x \sin[0,5(kd_x \sin \theta^H - \psi_{1x})]}. \quad (8.46)$$

При наличии рефлектора выражения (8.45) и (8.46) следует дополнить множителем пары излучатель-рефлектор (8.19) или (8.20).

Ширина ДН синфазной ( $\psi_{1x} = \psi_{1y} = 0$ ) равноамплитудной эквидистантной решетки симметричных вибраторов на уровне 0,5 по мощности и на уровне нулевого излучения в соответствующих плоскостях определяются по формулам (6.59) и (6.60) для ЛНС, в которых  $\theta = \pi/2$ . Направления боковых лепестков и их уровень рассчитываются по формулам (8.17) и (8.18), в которых  $\Delta\Phi = 0$ . Максимальный КНД находится как

$$D_0 = \frac{120}{R_{\Sigma C}} (N_x N_y)^2 (1 - \cos kl)^2, \quad (8.47)$$

где  $R_{\Sigma C}$  — сопротивление излучения антенной решетки, определяемое по формулам (8.21), (8.22).

### Примеры решения задач

1. Найти соотношения между амплитудами и фазами токов в системе, состоящей из расположенных в одной плоскости параллельных полуволновых активного (1) и пассивного (2) вибраторов, если  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Sigma 2} = 40 \text{ Ом}$ ;  $X_{H2} = 0$ ;  $d = 0,15\lambda$ . Потери не учитывать. Определить также сопротивление излучения антенны.

#### Решение

Из графиков рис. 8.1 находим величину активной и реактивной составляющих взаимного сопротивления вибраторов:  $R_{12} \approx 60 \text{ Ом}$ ,  $X_{12} \approx -6 \text{ Ом}$ . Отношение амплитуд и сдвиг фаз токов в вибраторах

определяем по формулам (8.9), (8.10):  $m \approx \sqrt{\frac{60^2 + 6^2}{73^2 + 40^2}} \approx 0,73$ ;

$\Delta\Phi \approx \pi + \arctg \frac{-6}{60} - \arctg \frac{40}{73} \approx 2,5 \text{ рад}$ . По формуле (8.11) получаем

$R_{\Sigma c} \approx 73 + 0,73(60 \cos 2,5 + 6 \sin 2,5) \approx 40 \text{ Ом}$ .

2. Определить сопротивление излучения системы, состоящей из активного полуволнового вибратора (1) и пассивного полуволнового рефлектора (2). Рефлектор настроен с помощью реактивного сопротивления  $X_{H2}$  так, что его ток опережает по фазе ток активного вибратора на угол  $\pi/2$ .

*Решение*

Оптимальное расстояние между активным вибратором и пассивным рефлектором  $0,2 \lambda \leq d \leq 0,25 \lambda$ . Принимаем  $d = 0,225\lambda$ . Определяем с помощью графика рис. 8.1 активную и реактивную составляющие взаимного сопротивления вибратора и рефлектора:  $R_{12} \approx 45 \text{ Ом}$ ,  $X_{12} \approx -24 \text{ Ом}$ .

В соответствии с условием задачи производим настройку рефлектора так, чтобы его ток опережал по фазе ток активного вибратора на угол  $\Delta\Phi = \pi/2$ . Величина фазового сдвига определяется формулой (8.10). Подставив в формулу  $\Delta\Phi = \pi/2$  и известные из теории полуволнового вибратора значения  $R_{22} \approx 73,1 \text{ Ом}$ ,  $X_{22} \approx 42,5 \text{ Ом}$ , получим

$$\frac{\pi}{2} = \pi + \operatorname{arctg} \frac{24}{45} - \operatorname{arctg} \frac{42,5 + X_{н2}}{73,1}. \text{ Решив его, находим}$$

$X_{н2} = 95 \text{ Ом}$ . Отношение амплитуд токов рефлектора и активного вибратора определяем по формуле (8.9):

$$m = \sqrt{\frac{45^2 + 24^2}{73,1^2 + (42,5 + 95)^2}} \approx 0,33.$$

Затем по формуле (8.11) определяем сопротивление излучения активного вибратора с учетом влияния пассивного рефлектора:

$$R_{\Sigma c} = R_{\Sigma 1} + m(R_{12} \cos \Delta\Phi - X_{12} \sin \Delta\Phi) \Big|_{\Delta\Phi = \pi/2} = 73,1 + 0,33 \cdot 24 \approx 81 \text{ Ом}.$$

3. Рассчитать и построить в плоскостях  $E$  и  $H$  в полярной системе координат нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из полуволновых активного (1) и пассивного (2) вибраторов, при следующих данных:  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Sigma 2} = 40 \text{ Ом}$ ;  $X_{н2} = 0$ ;  $d = 0,15\lambda$ . Определить сопротивление излучения антенны.

*Решение*

Из графиков рис. 8.1 находим величину активной и реактивной составляющих взаимного сопротивления вибраторов:  $R_{12} \approx 60 \text{ Ом}$ ,  $X_{12} \approx -6 \text{ Ом}$ . Отношение амплитуд и сдвиг фаз токов в вибраторах определяем по формулам (8.9), (8.10):

$$m = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{\Sigma 2}^2 + (X_{\Sigma 2} + X_{н2})^2}} = \sqrt{\frac{60^2 + 6^2}{73^2 + 40^2}} \approx 0,73;$$

$$\Delta\Phi = \pi + \operatorname{arctg} \frac{X_{12}}{R_{12}} - \operatorname{arctg} \frac{X_{\Sigma 2} + X_{н2}}{R_{\Sigma 2}} = \pi + \operatorname{arctg} \frac{-6}{60} - \operatorname{arctg} \frac{40}{73} \approx 2,5 \text{ рад}.$$

По формулам (8.2) и (8.3) имеем:

$$\begin{aligned}
\bar{F}(\theta) &= \frac{\cos(0,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta} \sqrt{\frac{1+m^2+2m \cos(\Delta\Phi - kd \sin \theta)}{1+m^2+2m \cos(\Delta\Phi - kd)}} = \\
&= \frac{\cos(0,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta} \times \sqrt{\frac{1+0,73^2+2 \cdot 0,73 \cos\left(2,5 - \frac{2\pi}{\lambda} 0,15\lambda \sin \theta\right)}{1+0,73^2+2 \cdot 0,73 \cos\left(2,5 - \frac{2\pi}{\lambda} 0,15\lambda\right)}} \approx \\
&\approx \frac{0,8 \cos(0,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta} \sqrt{1,53+1,46 \cos(2,5 - 0,3\pi \sin \theta)}; \\
\bar{F}(\varphi) &= \sqrt{\frac{1+m^2+2m \cos(\Delta\Phi - kd \sin \varphi)}{1+m^2+2m \cos(\Delta\Phi - kd)}} = \\
&= \sqrt{\frac{1+0,73^2+2 \cdot 0,73 \cos\left(2,5 - \frac{2\pi}{\lambda} 0,15\lambda \sin \varphi\right)}{1+0,73^2+2 \cdot 0,73 \cos\left(2,5 - \frac{2\pi}{\lambda} 0,15\lambda\right)}} \approx \\
&\approx 0,8 \sqrt{1,53+1,46 \cos(2,5 - 0,3\pi \sin \varphi)}.
\end{aligned}$$

Задавая дискретные значения  $\theta$  и  $\varphi$  в пределах от 0 до  $2\pi$ , рассчитываем для них  $\bar{F}(\theta)$ ,  $\bar{F}(\varphi)$  и строим графики ДН. По формуле (8.11) получаем  $R_{\Sigma c} = R_{\Sigma 1} + m(R_{12} \cos \Delta\Phi - X_{12} \sin \Delta\Phi) = 73 + 0,73 \times (60 \cos 2,5 + 6 \sin 2,5) \approx 40$  Ом, т.е. сопротивление излучения данной антенны почти в два раза меньше сопротивления излучения одиночного полуволнового вибратора.

4. Определить сопротивление излучения линейной антенной решетки, состоящей из  $N = 3$  синфазных полуволновых продольных (сосных) вибраторов, ориентированных вдоль прямой линии и расположенных на расстоянии  $d = \lambda/4$  от плоского рефлектора. Принять, что расстояние между вибраторами ничтожно мало, а рефлектор является идеально проводящим и имеет бесконечную протяженность.

*Решение*

Действие рефлектора можно рассматривать как действие фиктивных вибраторов  $1' - 3'$ , представляющих собой зеркальное изображение

реальных вибраторов 1–3. Тогда для вибратора 1 согласно формуле (8.22) можно записать  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 11} + R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 13} + R_{\Sigma 11'} + R_{\Sigma 12'} + R_{\Sigma 13'}$ .

Из табл. 8.1 находим величины вносимых сопротивлений излучения:

$$R_{\Sigma 12} = 26,4 \text{ Ом при } d/\lambda = 0 \text{ и } h/\lambda = 0,5;$$

$$R_{\Sigma 13} = -4,1 \text{ Ом при } d/\lambda = 0 \text{ и } h/\lambda = 1;$$

$$R_{\Sigma 11'} = 12,5 \text{ Ом при } d/\lambda = 0,5 \text{ и } h/\lambda = 0;$$

$$\left. \begin{aligned} R_{\Sigma 12'} &= 11,9 \text{ Ом при } d/\lambda=0,5 \text{ и } h/\lambda=0,5; \\ R_{\Sigma 13'} &= 0,8 \text{ Ом при } d/\lambda = 0,5 \text{ и } h/\lambda = 1. \end{aligned} \right\} \text{ Знаки изменены} \\ \text{на противоположные.}$$

Считая собственное сопротивление излучения вибратора 1 равным  $R_{\Sigma 11} = 73 \text{ Ом}$ , находим  $R_{\Sigma 1} = 120,6 \text{ Ом}$ . Точно такое же сопротивление излучения имеют вибраторы  $1', 3, 3'$ , так как в решетке они расположены симметрично. Сопротивления излучения вибраторов 2 и  $2'$  также одинаковы:  $R_{\Sigma 2} = R_{\Sigma 2'} = R_{\Sigma 22} + 2R_{\Sigma 21} + 2R_{\Sigma 21'} + 2R_{\Sigma 22'} = 73 + 2 \cdot 26,4 + 2 \cdot 11,9 + 2 \cdot 6,25 = 162,1 \text{ Ом}$ . Сопротивление излучения всей антенной решетки составит  $R_{\Sigma c} = 4R_{\Sigma 1} + 2R_{\Sigma 2} = 4 \cdot 120,6 + 2 \cdot 162,1 = 806,6 \text{ Ом}$ .

5. Директорная антенна, имеющая  $N = 15$  вибраторов, настроена в резонанс на частоту  $f = 218 \text{ МГц}$ . Среднее расстояние между соседними вибраторами антенны  $d_{cp} = 14 \text{ см}$ . Определить параметры антенны.

*Решение*

Частоте  $f = 218 \text{ МГц}$  соответствует длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{218 \cdot 10^6} = 1,38 \text{ м}.$$

Полная длина антенны равна  $L_a = (N - 1)d_{cp} = 14 \cdot 14 = 1,96 \text{ м}$ , а

$$\text{волновая} \quad \frac{L_a}{\lambda} = \frac{1,96}{1,38} \approx 1,4.$$

Параметры антенны определяем по формулам (8.28)–(8.31):

$$2\theta_{0,5}^E \approx \frac{3,5}{N-1} = \frac{3,5}{14} = 0,25 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^H \approx \frac{3,8}{N-1} = \frac{3,8}{14} \approx 0,27 \text{ рад};$$

$$D_0 \approx 5 \left( 1 + \frac{L_a}{\lambda} \right) = 5(1 + 1,4) = 12; \quad S_{\phi} = \frac{D_0 \lambda^2}{4\pi} = \frac{12 \cdot 1,38^2}{4\pi} \approx 1,82 \text{ м}^2.$$

6. Синфазная волноводно-щелевая антенная решетка с продольными щелями, прорезанными в широкой стенке волновода сечением  $a \times b = 7,2 \times 3,4$  см, состоит из  $N = 10$  щелей и работает на волне основного типа. Рабочая длина волны  $\lambda = 10$  см. На какое расстояние должны быть смещены щели относительно узкой стенки волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн?

*Решение*

Согласно условию (8.39) и формулам (8.38), (8.37) имеем

$$10 \cdot 2,09 \frac{a\lambda_b}{b\lambda} \cos^2 \frac{\pi\lambda}{2\lambda_b} \cos^2 \frac{\pi x_0}{a} = 1.$$

Подставив в это выражение найденное по формуле (8.34) отношение  $\lambda/\lambda_b = 1,4$ , получим  $10 \cdot 2,09 \cdot \frac{7,2}{3,4} \cdot 1,4 \cdot \cos^2 \left( \frac{\pi}{2 \cdot 1,4} \right) \cos^2 \left( \frac{\pi x_0}{a} \right) = 1$ ,

$$\text{откуда } \cos \frac{\pi x_0}{a} = 0,295; \quad \frac{\pi x_0}{a} = \arccos 0,295 \cong 1,27; \quad x_0 = \frac{1,27a}{\pi} = \frac{1,27 \cdot 7,2}{\pi} \approx 2,91 \text{ см.}$$

7. Рассчитать волноводную щелевую антенную решетку, которая должна работать на волне основного типа, иметь КНД в направлении максимума излучения  $D_0 = 12,6$  и излучать мощность  $P_\Sigma = 50$  кВт. Рабочая длина волны  $\lambda = 2$  см.

*Решение*

Выбираем стандартный волновод с внутренними размерами  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм. Длина волны в волноводе равна

$$\lambda_b = \frac{3,2}{\sqrt{1 - (3,2/4,6)^2}} = \frac{3,2}{0,71} = 4,5 \text{ см.}$$

Характеристическое сопротивление и проводимость волновода равны  $Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = 531 \text{ Ом}; \quad G_c = \frac{1}{Z_c} = 0,188 \cdot 10^{-2} \text{ См.}$  Число

щелей в волноводе находим по формуле (8.41)  $N = \frac{D_0}{3,2} = \frac{12,6}{3,2} \approx 4$ .

Для определенности выберем продольные полуволновые  $2l = \lambda_B / 2$  щели, прорезанные в широкой стенке волновода с интервалом в половину длины волны  $\lambda_B / 2$ . Проводимость одной щели равна

$$G_1 = G_c \frac{1}{N} = \frac{0,188 \cdot 10^{-2}}{4} = 0,47 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

Для согласования щели с волноводом смещаем ее относительно осевой линии на величину  $x_1 = a/2 - x_0$ , определяемую согласно (8.37) из уравнения

$$\bar{G}_1 = 2,09 \frac{a \lambda_B}{b \lambda} \sin^2 \left( \frac{\pi x_1}{a} \right) \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda}{2 \lambda_B} \right).$$

Если число щелей  $N$ , то в согласованном режиме  $\bar{G}_1 = \frac{1}{N}$ . В дан-

ном случае  $\bar{G}_1 = \frac{1}{4} = 0,25$ . Отсюда находим  $x_1$ :

$$\begin{aligned} \sin \left( \frac{\pi x_1}{a} \right) &= \sqrt{\frac{\bar{G}_1}{2,09 \frac{a \lambda_B}{b \lambda} \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda}{2 \lambda_B} \right)}} = \\ &= \sqrt{\frac{0,25 \cdot 10 \cdot 32}{2,09 \cdot 23 \cdot 45 \cos^2 \left( \frac{\pi \cdot 32}{2 \cdot 45} \right)}} = 0,4386; \end{aligned}$$

$$x_1 = \frac{a}{\pi} \arcsin 0,4386 = \frac{23 \cdot 0,454}{3,1416} = 3,3 \text{ мм.}$$

Определим ширину щели  $b$ . Она должна быть меньше  $\lambda_B / 10 = 4,5$  мм, но достаточно большой, чтобы исключить возможность электрического пробоя. Полагая, что вся мощность излучения антенны  $P_\Sigma$  распределяется поровну между щелями, находим значение напряжения в максимуме распределения на каждой щели

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{2P_\Sigma}{NG_1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 50 \cdot 10^3}{4 \cdot 0,47 \cdot 10^{-3}}} = 7,36 \text{ кВ.}$$

При двукратном запасе прочности и пробивной напряженности электрического поля  $E_{\text{проб}} = 30$  кВ/см получим

$$b = \frac{2U_{\max}}{E_{\text{проб}}} = \frac{2 \cdot 7,36}{30} \cong 4,9 \text{ мм.}$$

За счет небольшого сокращения запаса прочности ширину щели можно уменьшить до выбранного выше предела.

Радиус эквивалентного электрического вибратора равен четверти ширины щели  $a_{\text{экв}} = \frac{b}{4} = \frac{4,5}{4} \approx 1,1 \text{ мм.}$

Для определения волнового сопротивления эквивалентного вибратора воспользуемся формулой (6.15)

$$W_{\text{вщ}} = 120 \left( \ln \frac{l}{a_{\text{экв}}} - 1 \right) = 120 \left( \ln \frac{\lambda_{\text{в}}}{4a_{\text{экв}}} - 1 \right) = 120 \left( \ln \frac{45}{4 \cdot 1,1} - 1 \right) \approx 160 \text{ Ом.}$$

Геометрическая длина полуволновой щели с учетом эффекта укорочения — формула (6.30), определяется как

$$2l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2} - 2\Delta l = \frac{\lambda_{\text{в}}}{2} - \frac{13,6\lambda_{\text{в}}}{W_{\text{вщ}}} = \frac{45}{2} - \frac{13,6 \cdot 45}{160} = 18,7 \text{ мм.}$$

Расчет ДН в плоскости, проходящей через продольную ось волновода перпендикулярно его широкой стенке, можно провести по теореме о перемножении диаграмм направленности, рассматривая антенну как решетку  $N$  синфазных эквивалентных полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии  $\lambda_{\text{в}}/2$  друг от друга,

$$\bar{F}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \frac{\sin \frac{N\Delta\Phi}{2}}{N \sin \frac{\Delta\Phi}{2}},$$

где  $\Delta\Phi$  — сдвиг по фазе, обусловленный геометрической разностью хода лучей (волн) от двух соседних щелей, которая равна  $\frac{\lambda_{\text{в}}}{2} \cos \theta$ ;

$\theta$  — угол между осью волновода и направлением в точку наблюдения. Этот сдвиг равен

$$\Delta\Phi = k \left( \frac{\lambda_{\text{в}}}{2} \cos \theta \right) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_{\text{в}}}{2} \cos \theta = \frac{2\pi}{3,2} \cdot \frac{4,5}{2} \cos \theta = 4,42 \cos \theta \text{ рад.}$$

$$\text{Окончательно } \bar{F}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \sin(8,84 \cos \theta)}{\sin \theta \sin(2,21 \cos \theta)}.$$

## Задачи для самостоятельного решения

### *Система из двух вибраторов*

8.1. Рассчитать и построить в плоскостях  $E$  и  $H$  нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из двух параллельных, имеющих общую экваториальную плоскость активных полуволновых вибраторов, возбуждаемых токами с одинаковыми амплитудами и сдвигом фаз  $\Delta\Phi = \pi/2$ . Расстояние между вибраторами  $d = \lambda/2$ .

8.2. Рассчитать и построить в плоскостях  $E$  и  $H$  нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из двух параллельных, имеющих общую экваториальную плоскость активных полуволновых вибраторов, возбуждаемых синфазными ( $\Delta\Phi = 0$ ) токами с одинаковыми амплитудами. Расстояние между вибраторами  $d = \lambda/2$ .

8.3. Рассчитать и построить в плоскостях  $E$  и  $H$  в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов с параметрами:  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Sigma 2} = 30 \text{ Ом}$ ;  $X_{H2} = 0$ ;  $d = 0,1\lambda$ .

8.4. Рассчитать и построить в плоскостях  $E$  и  $H$  в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов с параметрами:  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Sigma 2} = X_{H2} = 0$ ;  $d = 0,2\lambda$ .

8.5. Два симметричных полуволновых вибратора расположены на расстоянии  $d$  друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Оба вибратора возбуждаются равными по амплитуде электрическими токами. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные диаграммы направленности вибраторов в их общих экваториальной и меридиональной плоскостях при  $d = 0,25\lambda$  и  $d = 0,75\lambda$ , считая, что вибраторы возбуждаются синфазно. Сравнить полученные диаграммы.

8.6. Два симметричных полуволновых вибратора расположены на расстоянии  $d$  друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Оба вибратора возбуждаются равными по амплитуде электрическими токами. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные диаграммы направленности вибраторов в их общих

экваториальной и меридиональной плоскостях при  $d = 0,25\lambda$  и  $d = 0,75\lambda$ , считая, что вибраторы возбуждаются противофазно. Сравнить полученные диаграммы.

8.7. Два симметричных полуволновых вибратора расположены на расстоянии  $d$  друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Оба вибратора возбуждаются равными по амплитуде электрическими токами. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные диаграммы направленности вибраторов в их общих экваториальной и меридиональной плоскостях при  $d = 0,25\lambda$  и  $d = 0,75\lambda$ , считая, что вибраторы возбуждаются в квадратуре. Сравнить полученные диаграммы.

8.8. Определить сопротивление излучения и максимальный КНД антенны, состоящей из двух параллельных, имеющих общую экваториальную плоскость активных полуволновых вибраторов, возбуждаемых токами с одинаковыми амплитудами и сдвигом фаз  $\Delta\Phi = \pi/2$ . Расстояние между вибраторами  $d = \lambda/2$ .

8.9. Определить сопротивление излучения и максимальный КНД антенны, состоящей из двух параллельных, имеющих общую экваториальную плоскость активных полуволновых вибраторов, возбуждаемых синфазными ( $\Delta\Phi = 0$ ) токами с одинаковыми амплитудами. Расстояние между вибраторами  $d = \lambda/2$ .

8.10. Антенна, состоящая из двух активных полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии  $d = 0,8\lambda$  друг от друга, возбуждается так, что отношение амплитуд токов в вибраторах  $m = 0,5$ , а сдвиг фаз  $\Delta\Phi = \pi$ . Определить сопротивление излучения и максимальный КНД антенны.

8.11. Определить сопротивление излучения и максимальный КНД антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов с параметрами:  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Sigma 2} = 30 \text{ Ом}$ ;  $X_{\Pi 2} = 0$ ;  $d = 0,1\lambda$ . Вибраторы параллельны и не имеют смещения.

8.12. Определить сопротивление излучения и максимальный КНД антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов с параметрами:  $R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = 73 \text{ Ом}$ ;  $X_{22} = X_{\Pi 2} = 0$ ;  $d = 0,2\lambda$ .

8.13. Рассчитать сопротивление излучения системы двух противофазных полуволновых вибраторов, расположенных параллельно друг другу на расстоянии  $d = 0,7\lambda$  и смещенных относительно оси на расстояние  $h$ , равное: а) 0; б)  $\lambda/2$ ; в)  $\lambda$ ; г)  $3\lambda/2$ . Токи в вибраторах одинаковы. По полученным данным построить график зависимости

сопротивления излучения от относительного смещения вибраторов  $h/\lambda$ .

8.14. Определить сопротивление излучения симметричного волнового вибратора, отнесенное к его току в максимуме, рассматривая этот вибратор как систему, состоящую из двух полуволновых вибраторов.

8.15. Два тонких полуволновых вибратора расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d$  так, что их экваториальные плоскости совпадают. Определить взаимные сопротивления вибраторов при следующих расстояниях между ними:  $d = \lambda/4$ ;  $d = \lambda/2$ .

8.16. Два тонких полуволновых вибратора расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d$  так, что их экваториальные плоскости совпадают. Определить взаимные сопротивления вибраторов при следующих расстояниях между ними:  $d = 3\lambda/4$ ;  $d = \lambda$ .

8.17. Два симметричных полуволновых вибратора расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = 1,1\lambda$  так, что их экваториальные плоскости совпадают. Амплитуда тока на входе активного вибратора в два раза больше амплитуды тока на входе пассивного, а ток активного вибратора опережает по фазе ток пассивного вибратора на угол  $30^\circ$ . Определить полные входные сопротивления вибраторов.

8.18. Антенна однонаправленного излучения состоит из параллельных активного полуволнового вибратора и рефлектора, расположенных друг от друга на расстоянии  $d = 0,25\lambda$ . Их экваториальные плоскости совпадают. Определить входное сопротивление активного вибратора с учетом влияния рефлектора.

8.19. Два активных противофазных полуволновых вибратора расположены параллельно на расстоянии  $d = \lambda/2$ . Центры вибраторов смещены друг относительно друга на расстояние  $h = \lambda/2$ . Определить полные входные сопротивления вибраторов при условии, что амплитуды токов на их входах одинаковы.

8.20. Два активных полуволновых вибратора расположены на расстоянии  $0,75\lambda$  друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Амплитуды и фазы токов обоих вибраторов одинаковы. Определить входное сопротивление каждого из вибраторов.

8.21. Антенна однонаправленного излучения состоит из активного и пассивного полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии  $0,25\lambda$  друг от друга. Определить полные входные сопротивления вибраторов.

8.22. Сопротивление излучения антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов, равно  $R_{\Sigma} = 50 \text{ Ом}$ . Известно, что ток в пассивном вибраторе по фазе опережает ток в активном вибраторе на угол  $\Delta\Phi = 2 \text{ рад}$ . Во сколько раз амплитуда тока в пассивном вибраторе меньше амплитуды тока в активном вибраторе, если расстояние между вибраторами  $d = 0,15\lambda$ ?

8.23. Два одинаковых симметричных вибратора длиной  $2l = 0,8\lambda$  расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = 0,25\lambda$ . Вибраторы возбуждаются синфазными токами, амплитуды которых на входе вибраторов одинаковы и равны  $1 \text{ А}$ . Определить амплитуды напряженности электрического поля:

а) в точке, находящейся в плоскости расположения вибраторов на оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра;

б) в точке, находящейся в плоскости, ортогональной плоскости расположения вибраторов, на второй оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра.

8.24. Два одинаковых симметричных вибратора длиной  $2l = 0,8\lambda$  расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = 0,25\lambda$ . Вибраторы возбуждаются противофазными токами, амплитуды которых на входе вибраторов одинаковы и равны  $1 \text{ А}$ . Определить амплитуды напряженности электрического поля:

а) в точке, находящейся в плоскости расположения вибраторов на оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра;

б) в точке, находящейся в плоскости, ортогональной плоскости расположения вибраторов, на второй оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра.

8.25. Два одинаковых симметричных вибратора длиной  $2l = 0,8\lambda$  расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = 0,25\lambda$ . Вибраторы возбуждаются токами, амплитуды которых на входе вибраторов одинаковы и равны  $1 \text{ А}$ , а сдвиг по фазе между ними составляет  $\Delta\Phi = \pi/2$  (возбуждение в квадратуре). Определить амплитуды напряженности электрического поля:

а) в точке, находящейся в плоскости расположения вибраторов на оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра;

б) в точке, находящейся в плоскости, ортогональной плоскости расположения вибраторов, на второй оси системы и на расстоянии  $r = 1000 \text{ м}$  от ее центра.

8.26. Два синфазных симметричных вибратора расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = \lambda$  так, что их экваториальные

плоскости совпадают. Определить углы, соответствующие тем направлениям в общей экваториальной плоскости вибраторов, в которых их суммарное поле излучения:

- а) равно нулю;
- б) имеет максимальное значение.

Определить максимальную амплитуду напряженности электрического поля вибраторов на расстоянии  $r = 1000$  м от их середины для случая, когда длины вибраторов одинаковы  $2l = 4\lambda/5$ , а амплитуды токов на входе равны 1 А.

8.27. Два синфазных симметричных полуволновых вибратора расположены параллельно друг другу на расстоянии  $d = \lambda/2$  и имеют общую экваториальную плоскость. Определить углы, соответствующие направлениям максимального излучения вибраторов в общей меридиональной плоскости. Определить максимальную амплитуду напряженности суммарного электрического поля излучения вибраторов на расстоянии  $r = 1000$  м от них, считая амплитуды токов на их входных зажимах равными 2 А.

8.28. Два симметричных полуволновых вибратора расположены на расстоянии  $r = 1000$  м друг от друга так, что их оси параллельны друг другу и перпендикулярны прямой, проходящей через центры вибраторов. Один из вибраторов работает в режиме передачи, другой — в режиме приема. Длина волны  $\lambda = 1$  м. Определить мощность, выделяемую в согласованной нагрузке приемного вибратора, если известно, что амплитуда тока на входных зажимах передающего вибратора равна 1 А. Определить действующую длину приемного вибратора и амплитуду ЭДС, наведенной в этом вибраторе электромагнитной волной, излучаемой передающим вибратором.

8.29. Два электрических диполя Герца расположены на расстоянии 0,25 м друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Длина каждого вибратора равна 0,02 м. Вибраторы на частоте 300 МГц возбуждаются синфазными токами, амплитуды которых равны 1 А. Определить максимальную амплитуду напряженности суммарного электрического поля вибраторов на расстоянии 1000 м от них. Указать направление, в котором суммарное излучение этих вибраторов будет максимальным.

8.30. Два элементарных электрических вибратора длиной 0,02 м расположены на расстоянии 0,25 м друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Вибраторы на частоте 300 МГц возбуждаются токами, амплитуды которых равны 1 А, а фазы отличаются на  $90^\circ$ . Определить максимальную амплитуду напряженности суммарного

электрического поля излучения этих вибраторов на расстоянии 1000 м от них. Указать направление, в котором суммарное излучение этих вибраторов будет максимальным.

8.31. Два синфазных полуволновых симметричных электрических вибратора расположены на расстоянии  $1,5\lambda$  друг от друга так, что их экваториальные плоскости совпадают. Определить направления в общей экваториальной плоскости вибраторов, в которых их суммарное поле:

- а) равно нулю;
- б) максимально;
- в) соответствует дифракционным максимумам.

### *Линейные эквидистантные решетки*

8.32. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН линейной эквидистантной решетки, состоящей из  $N = 4$  изотропных излучателей, при равноамплитудном линейно-фазовом распределении возбуждения, если разность фаз между токами соседних излучателей  $\Delta\Phi$  равна: а) 0; б)  $\pi/4$ ; в)  $\pi/2$ . Сравнить полученные ДН между собой. Обратить внимание на то, как смещается главный максимум излучения антенны при изменении  $\Delta\Phi$ .

8.33. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН линейной эквидистантной решетки, состоящей из  $N = 4$  изотропных излучателей, при равноамплитудном линейно-фазовом распределении возбуждения, если разность фаз между токами соседних излучателей  $\Delta\Phi$  равна: а)  $\pi/2$ ; б)  $3\pi/4$ ; в)  $\pi$ . Сравнить полученные ДН между собой. Обратить внимание на то, как смещается главный максимум излучения антенны при изменении  $\Delta\Phi$ .

8.34. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН системы двух ( $N = 2$ ) изотропных излучателей, возбуждаемых токами одинаковой амплитуды, при различных расстояниях между излучателями  $d$  и различном сдвиге фаз между токами возбуждения  $\Delta\Phi$ : а)  $d = \lambda/4$ ,  $\Delta\Phi = \pi/2$ ; б)  $d = \lambda/2$ ,  $\Delta\Phi = \pi$ ; в)  $d = \lambda/4$ ,  $\Delta\Phi = 0$ .

8.35. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН системы двух ( $N = 2$ ) изотропных излучателей, возбуждаемых токами одинаковой амплитуды, при различных расстояниях между излучателями  $d$  и различном сдвиге фаз между токами возбуждения  $\Delta\Phi$ : а)  $d = \lambda/2$ ,  $\Delta\Phi = \pi$ ; б)  $d = \lambda/2$ ,  $\Delta\Phi = 0$ ; в)  $d = \lambda$ ,  $\Delta\Phi = 0$ .

8.36. Определить угол, на который смещается главный максимум излучения линейной равноамплитудной эквидистантной решетки, состоящей из  $N = 17$  изотропных излучателей, при разности фаз между токами соседних излучателей  $\Delta\Phi = \pi/4$  рад и ширине ДН антенны  $2\theta_{0,5} = 0,21$  рад.

8.37. При какой разности фаз  $\Delta\Phi$  между токами соседних излучателей линейной равноамплитудной решетки, состоящей из  $N = 14$  изотропных излучателей, главный максимум излучения сместится на угол  $\delta\theta = \pi/6$  рад относительно нормали к линии расположения излучателей, если ширина ДН антенны  $2\theta_{0,5} = 89$  мрад?

8.38. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН линейной эквидистантной ( $d = 0,4\lambda$ ) синфазной решетки, состоящей из  $N = 6$  изотропных излучателей, при их равноамплитудном возбуждении. Определить ширину ДН антенны на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения, уровень и направление первого бокового лепестка, а также максимальный КНД антенны.

8.39. Ширина ДН линейной равноамплитудной эквидистантной синфазной решетки, состоящей из  $N = 10$  изотропных излучателей, равна  $2\theta_{0,5} = 89$  мрад. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН решетки и определить уровень ее первого и второго боковых лепестков.

8.40. Определить длину волны, на которой работает линейная равноамплитудная эквидистантная ( $d = 1$  м) синфазная решетка изотропных излучателей, имеющая длину  $L = 5$  м, если максимумы двух первых боковых лепестков нормированной амплитудной ДН находятся под углами  $\theta_1 = \pm\pi/6$  рад относительно нормали к линии расположения излучателей. Определить ширину ДН (в радианах) и максимальный КНД антенны.

8.41. Рассчитать сопротивление излучения трех полуволновых синфазных вибраторов, расположенных без сдвига по оси параллельно друг другу на расстоянии полуволны.

8.42. Определить сопротивление излучения линейной эквидистантной ( $d = 0,4\lambda$ ) решетки, состоящей из  $N = 3$  синфазных полуволновых вибраторов.

8.43. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН линейной равноамплитудной эквидистантной синфазной решетки продольных полуволновых вибраторов при числе вибраторов  $N = 8$  и расстоянии между ними  $d$ , равном: а)  $\lambda/2$ ; б)  $3\lambda/4$ ; в)  $\lambda$ . Определить максимальный КНД антенны.

8.44. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН линейной равноамплитудной эквидистантной синфазной решетки поперечных полуволновых вибраторов при числе вибраторов  $N = 8$  и расстоянии между ними  $d$ , равном: а)  $\lambda/2$ ; б)  $3\lambda/4$ ; в)  $\lambda$ . Определить максимальный КНД антенны.

8.45. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН линейной синфазной равноамплитудной эквидистантной решетки продольных полуволновых вибраторов при числе вибраторов  $N = 8$  и расстоянии между ними  $d$ , равном: а)  $\lambda/2$ ; б)  $3\lambda/4$ ; в)  $\lambda$ . Каждый вибратор на расстоянии  $\lambda/4$  от него имеет пассивный настроенный рефлектор. Определить максимальный КНД антенны.

8.46. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН линейной синфазной равноамплитудной эквидистантной решетки продольных полуволновых вибраторов при числе вибраторов  $N = 8$  и расстоянии между ними  $d$ , равном: а)  $\lambda/2$ ; б)  $3\lambda/4$ ; в)  $\lambda$ . Каждый вибратор на расстоянии  $\lambda/4$  от него имеет плоский рефлектор. Определить также максимальный КНД антенны.

8.47. Определить сопротивление излучения линейной эквидистантной ( $d = \lambda/2$ ) антенной решетки, состоящей из  $N = 4$  синфазных продольных полуволновых вибраторов и настроенного рефлектора, при расстоянии между вибраторами и рефлектором, равном  $\lambda/2$ .

8.48. Определить сопротивление излучения линейной эквидистантной ( $d = 0,4\lambda$ ) решетки, состоящей из  $N = 6$  синфазных продольных полуволновых вибраторов.

### *Директорные и логопериодические антенны*

8.49. Директорная антенна имеет четыре директора и работает на частоте  $f = 75$  МГц. Общая длина антенны  $L = 2$  м. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны в плоскостях  $H$  и  $E$ .

8.50. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН директорной антенны в плоскостях  $H$  и  $E$  при среднем расстоянии между соседними вибраторами антенны  $d_{\text{ср}} = \lambda/5$  и ее относительной длине  $L/\lambda$ , равной: а) 3; б) 1.

8.51. Определить в плоскости  $E$  ширину ДН (в радианах) директорной антенны, имеющей соответственно 2, 3, 4, 5, 6 и 10 директоров. По полученным данным построить графическую зависимость  $2\theta_{0,5}^E = f(N)$ , где  $N$  — полное число вибраторов в антенне.

8.52. Определить ширину ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $H$  директорной антенны, эффективная площадь которой равна  $S_{\text{эф}} = 9 \text{ м}^2$ . Длина рабочей волны  $\lambda = 3 \text{ м}$ . Среднее расстояние между вибраторами принять равным  $0,25\lambda$ .

8.53. Директорная антенна, имеющая  $N = 7$  вибраторов, настроена в резонанс на среднюю частоту третьего телевизионного канала  $f = 80 \text{ МГц}$ . Общая длина антенны  $L = 2,4 \text{ м}$ . Определить в плоскостях  $H$  и  $E$  ширину ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности, максимальный КНД и эффективную площадь антенны.

8.54. Ширина ДН на уровне 0,5 по мощности директорной антенны в плоскости  $H$  составляет  $2\theta_{0,5}^H = 0,35 \text{ рад}$ . На какой частоте работает антенна, если ее эффективная площадь  $S_{\text{эф}} = 5,5 \text{ м}^2$ ? Среднее расстояние между вибраторами принять равным  $0,25\lambda$ .

8.55. Определить эффективную площадь и ширину ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $E$  директорной антенны с  $N = 15$  вибраторами при работе на волне длиной  $\lambda = 3 \text{ м}$ . Ширина ДН антенны в плоскости  $H$  составляет  $2\theta_{0,5}^H = 0,525 \text{ рад}$ . Среднее расстояние между вибраторами принять равным  $0,25\lambda$ .

8.56. Определить в главных плоскостях ширину ДН (в радианах) на уровне 0,5 по мощности логопериодической антенны, безразмерный период структуры которой  $\tau = 0,83$ , а угол раскрытия полотна вибраторов  $2\beta = \pi/9 \text{ рад}$ .

8.57. Логопериодическая антенна, угол раскрытия полотна вибраторов которой  $2\beta = 0,525 \text{ рад}$ , в плоскости  $H$  имеет ширину ДН на уровне 0,5 по мощности  $2\theta_{0,5}^H = 1,925 \text{ рад}$ . Определить безразмерный период структуры и ширину ДН в плоскости  $E$ .

8.58. Логопериодическая антенна, безразмерный период структуры которой  $\tau = 0,95$ , в плоскости  $E$  имеет ширину ДН на уровне 0,5 по мощности  $2\theta_{0,5}^E = 0,825 \text{ рад}$ . Определить угол раскрытия полотна вибраторов антенны.

8.59. Логопериодическая антенна, угол раскрытия полотна вибраторов которой  $2\beta = \pi/4 \text{ рад}$ , в плоскости  $H$  имеет ширину ДН на уровне 0,5 по мощности  $2\theta_{0,5}^H = 2,1 \text{ рад}$ . Чему равно отношение размеров плеч соседних вибраторов в антенне?

**Волноводные щелевые антенные решетки**

8.60. Рассчитать и построить в продольной плоскости в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН синфазной волноводной щелевой антенной решетки, если в антенне имеется  $N = 8$  поперечных щелей, прорезанных в волноводе сечением  $a \times b = 5,8 \times 2,5$  см, а длина волны генератора равна  $\lambda = 10$  см.

8.61. Записать выражение для нормированной амплитудной ДН в продольной плоскости синфазной волноводной щелевой антенной решетки, состоящей из  $N = 16$  поперечных щелей, прорезанных в широкой стенке волновода с размером  $a = 1,7$  см, если длина волны в волноводе  $\lambda_{\text{в}} = 3,7$  см.

8.62. Определить эквивалентную нормированную проводимость продольной полуволновой щели, прорезанной в широкой стенке волновода сечением  $a \times b = 2,85 \times 1,26$  см и смещенной на расстояние  $x_1 = 0,5$  см от оси волновода, если длина волны генератора  $\lambda = 3,2$  см.

8.63. Эквивалентная нормированная проводимость продольной полуволновой щели, расположенной на расстоянии 1 см от оси волновода,  $\overline{G}_1 = 0,3$ . На какое расстояние  $x_1$  (в сантиметрах) от оси волновода следует сместить щель, чтобы эквивалентная нормированная проводимость стала  $\overline{G}_1 = 0,2$ ? Размеры волновода:  $a = 7,2$  см;  $b = 3,4$  см.

8.64. Синфазная волноводно-щелевая антенна, имеющая  $N = 20$  продольных полуволновых щелей, работает на волне длиной  $\lambda = 8$  см. На какое расстояние  $x_0$  (в сантиметрах) следует сместить щели относительно узкой стенки волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн? Сечение волновода  $a \times b = 6,1 \times 1$  см.

8.65. Синфазная волноводно-щелевая антенна, имеющая  $N = 10$  продольных полуволновых щелей, работает на волне длиной  $\lambda = 8$  см. На какое расстояние  $x_1$  (в сантиметрах) следует сместить щели относительно оси волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн? Сечение волновода  $a \times b = 6,1 \times 1$  см.

8.66. Определить эквивалентное нормированное последовательное сопротивление поперечной полуволновой щели, сдвинутой с продольной оси волновода сечением  $a \times b = 5,8 \times 2,5$  см на расстояние  $x_2 = 0,8$  см, если длина волны в волноводе равна  $\lambda_{\text{в}} = 10$  см.

8.67. Эквивалентное нормированное последовательное сопротивление поперечной полуволновой щели, расположенной симметрично относительно оси волновода МЭК – 32, равно  $\overline{R}_1 = 0,5$ . На какое расстоя-

ние  $x_1$  (в сантиметрах) от оси волновода следует сместить щель, чтобы ее эквивалентное сопротивление уменьшилось в 1,2 раза?

8.68. Синфазная волноводно-щелевая антенна, имеющая 10 поперечных полуволновых щелей, выполнена на волноводе МЭК-32 и работает на волне длиной  $\lambda = 10$  см. На какое расстояние (в сантиметрах) следует сместить щели относительно узкой стенки волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн?

8.69. Синфазная волноводно-щелевая антенна, имеющая 10 поперечных полуволновых щелей, выполнена на волноводе МЭК-32 и работает на волне длиной  $\lambda = 13$  см. На какое расстояние (в сантиметрах) следует сместить щели относительно узкой стенки волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн?

8.70. Несинфазная волноводно-щелевая антенна, выполненная на волноводе сечением  $a \times b = 2,85 \times 1,26$  см, работает на волне длиной  $\lambda = 3,8$  см. Определить, на какой угол (в радианах) смещается максимум нормированной амплитудной ДН антенны относительно нормали к широкой стенке волновода при:

а) синфазно связанных с полем волновода щелях;

б) переменноразно связанных с полем волновода щелях со сдвигом фаз между соседними щелями, равным  $\Delta\Phi = 3,4$  рад.

8.71. Главный максимум несинфазной волноводно-щелевой антенны, выполненной на волноводе сечением  $a \times b = 5,8 \times 2,5$  см, смещен относительно нормали к широкой стенке волновода на угол  $\delta\theta = 0,1$  рад. На какой частоте работает антенна, если сдвиг фаз между соседними щелями, переменноразно связанными с полем волновода, составляет  $\Delta\Phi = 3,9$  рад?

8.72. Волноводно-щелевая антенна бегущей волны состоит из 7 поперечных полуволновых щелей, расположенных на расстояниях 3 см друг от друга. Полагая возбуждение щелей равноамплитудным, определить угол отклонения (в градусах) максимума ДН от продольной оси волновода, если поперечные размеры волновода  $2,3 \times 1$  см, а длина волны генератора  $\lambda = 3,2$  см.

8.73. Волноводно-щелевая антенна бегущей волны состоит из  $N = 7$  поперечных полуволновых щелей, расположенных на расстояниях 3 см друг от друга. Полагая возбуждение щелей равноамплитудным, определить угол отклонения максимума ДН от продольной оси волновода, если поперечные размеры волновода  $2,3 \times 1$  см, а длина волны генератора  $\lambda = 4$  см. Определить КНД.

### *Плоские решетки*

8.74. Максимальные углы сканирования плоской решетки изотропных излучателей, расположенных по узлам прямоугольной сетки, составляют  $\theta_x^{\max} = \theta_y^{\max} = \pi/10$ . Выбрав шаг решетки по осям  $Ox$  и  $Oy$  исходя из условия полного отсутствия дифракционных максимумов при отклонении луча, рассчитать и построить в прямоугольных координатах в плоскостях расположения излучателей нормированные амплитудные ДН антенны при числе излучателей  $N_x = N_y = 5$ . Разность фаз между токами соседних излучателей составляет  $\psi_{1x} = \psi_{1y} = \pi/20$  рад, длина волны равна  $\lambda = 10$  см.

8.75. Максимальные углы сканирования плоской решетки изотропных излучателей, расположенных по узлам треугольной сетки, составляют  $\theta_x^{\max} = \theta_y^{\max} = \pi/10$ . Выбрав шаг решетки по осям  $Ox$  и  $Oy$  исходя из условия полного отсутствия дифракционных максимумов при отклонении луча, рассчитать и построить в прямоугольных координатах в плоскостях расположения излучателей нормированные амплитудные ДН антенны при числе излучателей  $N_x = N_y = 5$ . Разность фаз между токами соседних излучателей составляет  $\psi_{1x} = \psi_{1y} = \pi/20$  рад, длина волны равна  $\lambda = 10$  см.

8.76. Определить в горизонтальной и вертикальной плоскостях ширину ДН (в радианах) плоской равноамплитудной эквидистантной ( $d = 0,6 \lambda$ ) решетки синфазных полуволновых горизонтальных вибраторов на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения и рассчитать максимальный КНД антенны при условии, что число вибраторов в антенне составляет  $N_x = 4$ ,  $N_y = 6$ , а ее сопротивление излучения равно  $R_{\Sigma c} = 520$  Ом.

8.77. Плоская равноамплитудная эквидистантная ( $d_x = d_y = 3\lambda/4$ ) решетка синфазных вертикальных симметричных вибраторов длиной  $2l = 3\lambda/4$  каждый имеет параметры:  $D_0 = 1425$ ;  $R_{\Sigma c} = 360$  Ом;  $N_x = 2N_y$ . Определить ширину диаграмм направленности (в радианах) антенны на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а также уровень и направления (в радианах) первых боковых лепестков.

8.78. Определить размеры сечения и длину каждого из четырех оптимальных  $H$ -плоскостных идентичных секториальных рупоров, образующих синфазную решетку, если в плоскости  $H$  ширина ДН ан-

тенны составляет  $2\theta_{0,5}^H = 70$  мрад, длина волны равна  $\lambda = 3$  см, а передача энергии от генератора к антенне осуществляется по волноводу сечением  $a \times b = 2,3 \times 1$  см. Чему равен максимальный КНД антенны?

## ОТВЕТЫ К ЗАДАЧАМ

**1. Регулярные линии передачи с T-волной**

- 1.1.  $W_B = 525,9 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 6,34 \text{ пФ/м}$ ;  $L_1 = 1,75 \text{ мкГн/м}$ ;  
 $R_1 = 0,088 \text{ Ом/м}$ ;  $R_s = 0,825 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$ ;  $\alpha_1 \cong 7,28 \cdot 10^{-4} \text{ дБ/м}$ .
- 1.2.  $\varepsilon \cong 4$ ;  $\xi \cong 2$ .
- 1.3.  $d \cong 1,7 \text{ мм}$ ;  $\varepsilon \cong 2,18$ .
- 1.4.  $D \cong 22,3 \text{ м}$ ;  $L_1 = 2 \text{ мкГн/м}$ ;  $C_1 = 5,56 \text{ пФ/м}$ ;  $R_1 = 0,176 \text{ Ом/м}$ .
- 1.5.  $L_1 = 0,33 \text{ мкГн/м}$ ;  $C_1 = 33,3 \text{ пФ/м}$ .
- 1.6.  $D \cong 20,8 \text{ мм}$ .
- 1.7.  $U \cong 1,33 \text{ кВ}$ ;  $I \cong 3 \text{ А}$ .
- 1.8.  $W_B = 636 \text{ Ом}$ ;  $P \cong 78,6 \text{ кВт}$ .
- 1.9.  $P_{\text{перед}} \cong 10,8 \text{ МВт}$ .
- 1.10.  $f \cong 27,88 \text{ МГц}$ .
- 1.11.  $W_B = 244 \text{ Ом}$ ;  $\alpha_1 \cong 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ дБ/м}$ .
- 1.12.  $\lambda \cong 10,8 \text{ см}$ .
- 1.13.  $W_B \cong 77 \text{ Ом}$ ;  $L_1 = 0,379 \text{ мкГн/м}$ ;  $C_1 = 64,5 \text{ пФ/м}$ .
- 1.14.  $L_1 = 0,2 \text{ мкГн/м}$ ;  $C_1 = 55,6 \text{ пФ/м}$ ;  $V_\phi = V_{\text{гр}} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$ .
- 1.15.  $D = 6,66 \text{ см}$ ;  $d = 2,89 \text{ см}$ .
- 1.16.  $f = 11,94 \text{ ГГц}$ ; уменьшится в 1,45 раза.
- 1.17.  $C_1 \cong 98 \text{ пФ/м}$ ;  $L_1 = 0,25 \text{ мкГн/м}$ ;  $R_1 \cong 2,81 \text{ Ом/м}$ ;  
 $V_\phi = 2,02 \cdot 10^8 \text{ м/с}$ ;  $\lambda_b = 6,73 \text{ см}$ .
- 1.18.  $I = 62,72 \text{ А}$ .
- 1.19.  $C_1 = 40 \text{ пФ/м}$ ;  $L_1 = 0,277 \text{ мкГн/м}$ ;  $R_1 = 0,55 \text{ Ом/м}$ ;  
 $W_B = 83 \text{ Ом}$ .
- 1.20.  $P_{\text{перед}} = 1,27 \text{ МВт}$ .
- 1.21.  $C_1 = 100 \text{ пФ/м}$ ;  $L_1 = 0,277 \text{ мкГн/м}$ ;  $R_1 = 0,055 \text{ Ом/м}$ ;  
 $W_B = 52,6 \text{ Ом}$ ;  $\alpha_m = 0,00455 \text{ дБ/м}$ .
- 1.22.  $L_1 = 0,46 \text{ мкГн/м}$ ;  $d \cong 2,3 \text{ мм}$ ;  $\varepsilon \cong 4$ .
- 1.23.  $\lambda \approx 7,3 \text{ см}$ .

- 1.24.  $D = 6,58$  мм.
- 1.25.  $W_B = 75,2$  Ом;  $f_{\max} \cong 31$  ГГц;  $D \cong 9,9$  мм.
- 1.26.  $V_{\phi} = 1,875 \cdot 10^8$  м/с;  $\xi = 1,6$ .
- 1.27.  $d < 5,79$  см;  $D < 13,3$  см;  $I = 2$  А.
- 1.28.  $d < 3,43$  см;  $D < 9,32$  см.
- 1.29.  $P_{\text{пред}} = 1,875$  МВт.
- 1.30.  $D = 4,6$  мм;  $\alpha_1 = 0,143$  дБ/м.
- 1.31.  $D = 7,2$  мм;  $\alpha_1 = 0,083$  дБ/м.
- 1.32.  $D \cong 4$  мм;  $d \cong 1,13$  мм.
- 1.33.  $\lambda \cong 1,54$  м.
- 1.34.  $W_B = 54,5$  Ом;  $\xi = 1,58$ ;  $\alpha_1 = 0,0695$  дБ/м.
- 1.35.  $W_B = 73,7$  Ом;  $\alpha_1 = 0,042$  дБ/м;  $\xi = 1,53$ .
- 1.36. Во втором фидере затухание в 1,58 раз больше.
- 1.37.  $D \leq 8,39$  см;  $d \leq 1,14$  см.
- 1.38.  $W_B \cong 26$  Ом;  $L_1 = 0,125$  мкГн/м;  $C_1 \cong 184,5$  пФ/м.
- 1.39.  $W_B \cong 88,6$  Ом.
- 1.40.  $W_B \cong 50$  Ом.
- 1.41.  $C_1 \cong 95$  пФ/м;  $L_1 = 0,24$  мкГн/м.
- 1.42.  $\alpha_M = 0,06$  дБ/м.
- 1.43.  $\alpha_M = 0,399$  дБ/м;  $\alpha_d = 0,436$  дБ/м;  $\alpha_1 = 0,835$  дБ/м.
- 1.44.  $\alpha_M = 0,68$  дБ/м;  $\alpha_d = 1,31$  дБ/м;  $\alpha_1 = 1,99$  дБ/м.
- 1.45.  $W_B = 48,4$  Ом;  $C_1 = 217$  пФ/м;  $L_1 \cong 0,5$  мкГн/м;  
 $\alpha_d = 1,38$  дБ/м.
- 1.46.  $C_1 \cong 113$  пФ/м;  $L_1 \cong 0,41$  мкГн/м.
- 1.47.  $W_B \cong 48$  Ом.
- 1.48.  $L_1 = 0,25$  мкГн/м;  $C_1 = 100$  пФ/м.
- 1.49.  $\alpha_M \cong 1,03$  дБ/м;  $P_{\text{пред}} \cong 53,8$  кВт.

## 2. Регулярные волноводные линии передачи

- 2.1.  $H_{10}; H_{20}; H_{01}; H_{11}, E_{11}; H_{21}, E_{21}; H_{30}$ .

- 2.2.  $H_{10}, H_{20}, H_{01}, H_{02}, H_{11}, E_{11}$ .
- 2.3.  $V_{\phi} = 2,34 \cdot 10^8 \text{ м/с}; \lambda_B = 2,78 \text{ см.}$
- 2.4.  $\lambda_{\text{кр}} = 4,8 \text{ см}; f_{\text{кр}} = 6,25 \text{ ГГц}; \lambda_B = 3,84 \text{ см.}$
- 2.5.  $5 \text{ см} < a < 10 \text{ см}; b < 5 \text{ см.}$
- 2.6.  $5,30 \text{ см} < a < 8,38 \text{ см}; \text{ волна } E_{11}.$
- 2.7.  $a = b = 4,9 \text{ см.}$
- 2.8.  $f = 8,82 \text{ ГГц.}$
- 2.9.  $a = 5,1 \text{ см}; \text{ размер } b \text{ может быть определен из условия}$   
 $b \cong 0,45 a = 2,3 \text{ см.}$
- 2.10.  $Z_c = 523,7 \text{ Ом}; V_{\text{гр}} = 2,158 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$
- 2.11. Не будет, поскольку  $\lambda > \lambda_{\text{кр}} = 11,6 \text{ см.}$
- 2.12.  $a = 2,85 \text{ см}; b = 1,26 \text{ см.}$
- 2.13.  $\lambda_B = 2,47 \text{ см.}$
- 2.14.  $\lambda_B \cong 4,09 \text{ см.}$
- 2.15.  $a = 2,31 \text{ см.}$
- 2.16.  $a = 7,56 \text{ см.}$
- 2.17.  $f = 6666 \text{ МГц.}$
- 2.18.  $\lambda = 6 \text{ см}; V_{\phi} = 4,5 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$
- 2.19.  $V_{\phi} = 3,96 \cdot 10^8 \text{ м/с}; \beta = 157 \text{ м}^{-1}; \lambda_B = 4 \text{ см.}$
- 2.20.  $V_{\phi} = 4,17 \cdot 10^8 \text{ м/с}; \beta = 45,2 \text{ м}^{-1}; \lambda_B = 13,9 \text{ см.}$
- 2.21.  $\lambda_{\text{кр}} = 4,57 \text{ см}; V_{\phi} = 3,97 \cdot 10^8 \text{ м/с}; V_{\text{гр}} = 2,26 \cdot 10^8 \text{ м/с};$   
 $\lambda_B = 3,97 \text{ см.}$
- 2.22.  $\lambda_{\text{кр}} = 11,38 \text{ мм}; V_{\phi} = 3,97 \cdot 10^8 \text{ м/с}; V_{\text{гр}} = 2,26 \cdot 10^8 \text{ м/с};$   
 $\lambda_B \cong 10 \text{ мм.}$
- 2.23.  $Z_c \cong 493 \text{ Ом}; W_B \cong 387 \text{ Ом.}$
- 2.24.  $f = 50,2 \text{ ГГц}; W_B = 379 \text{ Ом.}$
- 2.24.  $f = 112 \text{ ГГц}; W_B = 308 \text{ Ом.}$
- 2.26.  $W_B = 340 \text{ Ом.}$
- 2.27.  $a \cong 7,2 \text{ см.}$
- 2.28.  $b \cong 1,26 \text{ см.}$

- 2.29.  $\bar{\sigma}_m \cong 0,108$  дБ/м;  $\eta \cong 0,78$ .
- 2.30.  $\bar{\sigma}_m = 0,105$  дБ/м;  $\eta \cong 0,785$ .
- 2.31.  $P_{\text{перед}}(0) = 1,03$  МВт;  $P_{\text{доп}}(0) = 257,5$  кВт;  
 $P_{\text{перед}}(15) = 20,6$  кВт;  $P_{\text{доп}}(15) = 5,15$  кВт.
- 2.32.  $H_{11}; E_{01}; H_{21}; E_{11}, H_{01}; H_{31}$ .
- 2.33.  $f_{\text{кр}} \cong 3,51$  ГГц;  $V_{\phi} \cong 4,21 \cdot 10^8$  м/с.
- 2.34.  $f = 4,4 \dots 5,74$  ГГц.
- 2.35.  $12,35$  мм  $< a < 15,68$  мм.
- 2.36.  $a \cong 14,4$  мм.
- 2.37.  $V_{\phi} = 4 \cdot 10^8$  м/с;  $V_{\text{гр}} = 2,25 \cdot 10^8$  м/с.
- 2.38.  $\epsilon = 2,37$ .
- 2.39.  $5$  см  $< 2a < 5,47$  см.
- 2.40.  $2a = 4,17$  см.
- 2.41.  $V_{\phi} = 4,67 \cdot 10^8$  м/с;  $V_{\text{гр}} = 1,93 \cdot 10^8$  м/с.
- 2.42.  $\lambda = 3,05$  см.
- 2.43.  $V_{\phi} = 4,66 \cdot 10^8$  м/с;  $\beta = 134,8$  м<sup>-1</sup>;  $\lambda_B = 4,6$  см.
- 2.44.  $H_{11}$ ;  $2a = 0,58$  см.
- 2.45.  $\lambda_{\text{кр}} = 4,02$  см.
- 2.46.  $Z_c^{E_{01}} \cong 218$  Ом.

### 3. Нагруженные фидеры

- 3.1. а)  $Z_{\text{BX}} = 0$ ; б)  $Z_{\text{BX}} = \infty$ ; в)  $Z_{\text{BX}} = \frac{W_B}{2}$ .
- 3.2. а)  $Z_{\text{BX}} = \infty$ ; б)  $Z_{\text{BX}} = 0$ ; в)  $Z_{\text{BX}} = 2W_B$ .
- 3.3.  $l/\lambda_B = 0,125$ .
- 3.4.  $Z_{\text{BX}} = R_{\text{BX}} = 600$  Ом.
- 3.5.  $Z_{\text{BX}} = -i88,9$  Ом.
- 3.6. На  $13,8$  см.
- 3.7.  $Z_{\text{BX}} \approx -i97$  Ом.
- 3.8.  $U_{\text{BX}} = 415$  В.

- 3.9.  $I_{\max} = 0,6 \text{ A}$ ;  $U_{\max} = 30 \text{ В}$ .
- 3.10.  $I(l) = 0,52 \text{ A}$ ;  $U(l) = 587 \text{ В}$ .
- 3.11.  $I_{\text{вх}} \approx 0,062 \text{ A}$ ;  $I_{\max} = 0,123 \text{ A}$ .
- 3.12.  $U_{\text{вх}} = 39,58 \text{ В}$ ;  $I_{\text{вх}} = 0,115 \text{ A}$ .
- 3.13.  $U_{\text{H}} = 61,8 \text{ В}$ .
- 3.14.  $U(l) \cong 324 \text{ В}$ ;  $I(l) = 0,47 \text{ A}$ .
- 3.15.  $I_{\max} = 0,4 \text{ A}$ ;  $I(l) = 0,38 \text{ A}$ .
- 3.16.  $W_{\text{B}} = 235 \text{ Ом}$ .
- 3.17.  $U_{\text{ввых}} = 40 \text{ В}$ ;  $P_{\text{H}} = 2 \text{ Вт}$ .
- 3.18.  $U = 1,41 \text{ кВ}$ ;  $I = 2,83 \text{ A}$ .
- 3.19.  $R_{\text{H}} \approx 300 \text{ Ом}$ .
- 3.20.  $K_{\text{БВ}} = 0,8$ .
- 3.21. а)  $R_{\text{H}} = W_{\text{B}} = 75 \text{ Ом}$ ; б)  $R_{\text{H}} = 150 \text{ Ом}$ ; в)  $R_{\text{H}} = 37,5 \text{ Ом}$ .
- 3.22.  $I_{\text{H}} = 0,42 \text{ A}$ .
- 3.23.  $R_{\text{H}} = 200 \text{ Ом}$ ;  $K_{\text{БВ}} = 0,8$ .
- 3.24.  $I(l) = 3,16 \text{ A}$ ;  $U(l) = 1,9 \text{ кВ}$ .
- 3.25.  $U_{\text{вх}} = 200 \text{ В}$ .
- 3.26.  $U_{\text{H}} = 800 \text{ В}$ .
- 3.27.  $W_{\text{B}} = 120 \text{ Ом}$  (при  $R_{\text{H}} < W_{\text{B}}$ );  $W_{\text{B}} = 67,5 \text{ Ом}$  (при  $R_{\text{H}} > W_{\text{B}}$ ).
- 3.28. Максимальные значения амплитуд тока и напряжения возрастут в 2 раза.
- 3.29.  $P_{\text{H}} \approx 3,2 \text{ кВт}$ .
- 3.30.  $Z_{\text{вх}} = i450 \text{ Ом}$ .
- 3.32. Индуктивный. Емкостной.
- 3.33.  $l = 14,3 \text{ см}$ .
- 3.35.  $K_{\text{БВ}} = 0,61$ ;  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = 37,2 \text{ Ом}$ .
- 3.36.  $W_{\text{B}} = \sqrt{Z_{\text{вх}}^{\text{к3}} Z_{\text{вх}}^{\text{xx}}} \approx 51,4 \text{ Ом}$ .
- 3.37.  $l \approx 19 \text{ см}$ .
- 3.38.  $l \cong 64 \text{ см}$ .

- 3.39.  $C \approx 3,2$  пФ.
- 3.40.  $U_{\text{вх}} = U_{\text{max}} = 2,45$  кВ.
- 3.41. а)  $Z_{\text{вх}} = -i1848$  Ом; б)  $Z_{\text{вх}} = i195$  Ом.
- 3.42.  $P_{\text{H}} = 89$  Вт.
- 3.43.  $P_{\text{перед}} \cong 789$  кВт.
- 3.44.  $P_{\text{перед}} = 6,8$  кВт.
- 3.45.  $P_{\text{r}} = 153$  кВт.
- 3.46.  $P_{\text{A}} = 486$  кВт; возможна.
- 3.47.  $U_{\text{H}} = 143,7$  мкВ.
- 3.48.  $\eta = 0,975$ ;  $P_{\text{II}} \approx 216$  Вт;  $P_{\text{H}} \approx 8,35$  кВт.
- 3.49.  $W_{\text{B}} = 553$  Ом;  $\alpha_1 = 8,2 \cdot 10^{-4}$  дБ/м;  $l = 3670$  м.
- 3.50. а)  $\eta_1 = \eta_{\text{max}} \cong 0,55$ ; б)  $\eta_2 = 0,39$ .
- 3.51.  $P_{\text{H}} \cong 96,5$  Вт.
- 3.52.  $P = 11$  кВт.
- 3.53.  $l = 4,7$  м.
- 3.54. Увеличатся в 4,05 раза.
- 3.55.  $U = 375$  В;  $P = 1,28$  кВт.
- 3.56.  $P = 70$  Вт.
- 3.57.  $\eta = 0,87$ ;  $\eta = 0,76$ .
- 3.58.  $I_{\text{H}} = 1,88$  А.
- 3.59.  $U_{\text{H}} = 891$  В.
- 3.60.  $U_{\text{H}} = 10$  В.
- 3.61.  $\eta = 0,9$ ;  $P_{\text{вх}} = 11,1$  кВт;  $U_{\text{H}} = 3,46$  кВ;  $I_{\text{H}} = 5,77$  А;  
 $U_{\text{вх}} = 3,65$  кВ;  $I_{\text{вх}} = 6,08$  А.
- 3.62.  $P_{\text{H}} = 4,62$  мкВт;  $\eta = 0,924$ .
- 3.63.  $R_{\text{H}} = 540$  Ом;  $\alpha_1 l = 0,266$  дБ;  $I_{\text{вх}} = 1,22$  А;  
 $U_{\text{вх}} = 657$  В;  $I_{\text{H}} = 1,18$  А;  $U_{\text{H}} = 637$  В;
- 3.64.  $\alpha_1 l = 0,266$  дБ;  $P_{\text{H}} = 377$  Вт;  $P_{\text{II}} = 23$  Вт;  $\eta = 0,94$ .
- 3.65.  $P_{\text{вх}} = 7,32$  Вт.

- 3.66.  $P_H = 4,8$  Вт.
- 3.67.  $d = 1,66$  мм;  $D = 3,82$  мм.
- 3.68.  $U_H = 521$  В;  $I_H = 1,74$  А;  $P_H = 452$  Вт;  $\eta = 0,9$ .
- 3.70. а)  $R_H \cong 1500$  или  $280$  Ом; б)  $R_H = \infty$  или  $0$ .
- 3.71. а)  $\eta \approx 0,91$ ; б)  $\eta \approx 0,71$ ;  $\eta \approx 0,92$ .
- 3.72.  $P_{BX} = 12,2$  кВт.
- 3.73.  $Z_{BX} = R_{BX} \cong 638$  кОм.
- 3.74.  $d \approx 4,5$  мм.
- 3.75.  $l \cong 13$  см.
- 3.76.  $d = 3,3$  мм;  $D = 46,5$  мм.
- 3.77.  $d = 5$  мм.
- 3.78. а)  $Z_{BX} = (196 + i140)$  Ом; б)  $Z_{BX} = 400$  Ом;  
в)  $Z_{BX} = 100$  Ом; г)  $Z_{BX} = (196 + i140)$  Ом.
- 3.79.  $Z_H = (35,5 + i 33)$  Ом.
- 3.80.  $Z_{BX} = -i822$  Ом;  $Y_{BX} = i1,2 \cdot 10^{-3}$  См.
- 3.81.  $Z_{BX} = i165$  Ом;  $Y_{BX} = -i6,06 \cdot 10^{-3}$  См.
- 3.82.  $Z_{BX} = (154 + i120,4)$  Ом;  $K_{BB} = 0,75$ .
- 3.83.  $K_{BB} = 0,46$ ;  $Z_{BX} = (127 - i103)$  Ом.
- 3.84.  $R_H = 400$  Ом.
- 3.85.  $R_H = 25$  Ом или  $R_H = 240$  Ом.
- 3.86.  $Z_{BX} = -i65$  Ом;  $Y_{BX} = i0,0155$  См.
- 3.87.  $Z_{BX} = i146$  Ом;  $Y_{BX} = -i0,00685$  См.
- 3.88.  $Z_{BX} = -i310$  Ом;  $Y_{BX} = i0,0033$  См.
- 3.89.  $K_{BB} = 0,46$ ;  
 $Z_{BX} = (378 - i318)$  Ом;  $Y_{BX} = (0,0016 + i0,0013)$  См.
- 3.90.  $Z_H = (780 - i462)$  Ом;  $Y_H = (0,00097 + i0,00057)$  См.
- 3.91.  $Z_{BX} = (0,5 - i0,08)$ .
- 3.92.  $Z_{BX} = (1,02 + i0,75)$ .

#### 4. Согласование фидеров с нагрузкой

4.1.  $W_{\text{тр}} = 424 \text{ Ом}$ .

4.2.  $D_{\text{тр}} = 3,66 \text{ см}$ ;  $D = 12,78 \text{ см}$ .

4.3.  $W_{\text{тр}} = 500 \text{ Ом}$ ;  $l_{\text{тр}} = 2,5 \text{ м}$ .

4.4.  $D = 18,8 \text{ мм}$ .

4.5.  $W_{\text{тр}} = 190 \text{ Ом}$ .

4.6.  $W_{\text{тр}} = 76 \text{ Ом}$ .

4.7.  $W_{\text{тр}} = 100 \text{ Ом}$ ;  $l_{\text{тр}} = 8,3 \text{ см}$ ;  $D_{\text{тр}} = 12,2 \text{ мм}$ .

4.8.  $b_{\text{тр}} = 1,84 \text{ см}$ ;  $W_{\text{тр}} = 196 \text{ Ом}$ .

4.9.  $l_{\text{тр}} = 16 \text{ мм}$ ;  $b_1 = 0,25/b_2$ .

4.10.  $\lambda = 8,82 \text{ см}$ .

4.11.  $W_{\text{тр}} = 192 \text{ Ом}$ .

4.12.  $b_{\text{тр}} = 10,76 \text{ мм}$ ;  $l_{\text{тр}} = 9,94 \text{ мм}$ .

4.13.  $f = 3000 \text{ МГц}$ .

4.14.  $B_C = 1,43 \cdot 10^{-4} \text{ См}$ .

4.15.  $\Delta b = 6 \text{ мм}$ .

4.16.  $f = 2540 \text{ МГц}$ .

4.17.  $B_L = 1,08 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ .

4.18.  $\Delta a = 18 \text{ мм}$ .

4.19.  $b = 1,5 \text{ см}$ .

4.20.  $f = 3700 \text{ МГц}$ .

4.21.  $B_L = 2,49 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ .

4.22.  $\Delta a = 5 \text{ см}$ .

4.23.  $K_{\text{БВ}} = 0,5$ .

4.24.  $\Delta l = 3,3 \text{ мм}$ ;  $\Delta a = 12,5 \text{ мм}$ .

4.25.  $X_L = 1600 \text{ Ом}$ .

4.26.  $d = 4,8 \text{ мм}$ .

4.27.  $l_1 = 0,424\lambda_{\text{в}}$ ;  $l_2 = 0,08\lambda_{\text{в}}$  и  $l_1 = 0,066\lambda_{\text{в}}$ ;  $l_2 = 0,043\lambda_{\text{в}}$ .

- 4.28.  $l_2 = 34,8 \text{ см.}$
- 4.29.  $l_2 = 0,93 \text{ м; } l_1 = 1,06 \text{ м.}$
- 4.30.  $l_2 = 2,24 \text{ м; } d = 4 \text{ мм.}$
- 4.31.  $l_1 = 0,564 \text{ м; } l_2 = 1,3 \text{ м и } l_1 = 1,04 \text{ м; } l_2 = 0,3 \text{ м.}$
- 4.32.  $l_1 = 4,23 \text{ см; } l_2 = 5,67 \text{ см.}$
- 4.33.  $Z_{\text{вх}} = (43 + i17,5) \text{ Ом; } Y_{\text{вх}} = (2 - i0,816) 10^{-2} \text{ См.}$
- 4.34.  $L = 4,78 \text{ мкГн; } l_1 = 2,18 \text{ м; } l_2 = 2,62 \text{ м.}$
- 4.35.  $l_1 = 0,176\lambda_{\text{в}}; l_2 = 0,093\lambda_{\text{в}}.$
- 4.36.  $l_2 = 0,183\lambda_{\text{в}}; l_1 = 0,308\lambda_{\text{в}}$   
 $l_2 = 0,317\lambda_{\text{в}}; l_1 = 0,093\lambda_{\text{в}}.$
- 4.37.  $\Delta l = 1,27 \text{ м; } l_2 = 1,98 \text{ м и } \Delta l = 5,22 \text{ м; } l_2 = 4,52 \text{ м.}$
- 4.38.  $U_{\text{min}} = 40 \text{ В; } l_1 = 0,517\lambda_{\text{в}}.$
- 4.39.  $l_2 = 4,22 \text{ см.}$
- 4.40.  $l_1 = 0,25 \text{ м; } l_2 = 0,125 \text{ м.}$
- 4.41.  $l_1 = 5,5 \text{ м; } l_2 = 7 \text{ м.}$
- 4.42.  $l_1 = 0,12 \text{ м; } l_2 = 0,193 \text{ м.}$
- 4.43.  $l_1 = 56,3 \text{ см; } l_2 = 30,3 \text{ см.}$
- 4.44.  $l_{\text{тп}} = 2,01 \text{ м.}$
- 4.45.  $b_0 = 0,4 \text{ м}^{-1}.$
- 4.46.  $R_{\text{вх}} = 270 \text{ Ом.}$
- 4.47.  $D = 10,8 \text{ см.}$
- 4.48.  $d \cong 4 \text{ мм.}$
- 4.49.  $d \cong 5,9 \text{ мм.}$
- 4.50.  $W_{\text{тп1}} = 57,8 \text{ Ом; } W_{\text{тп2}} = 77,5 \text{ Ом; } 2a_1 = 6,1 \text{ мм;}$   
 $2a_2 = 4,4 \text{ мм.}$
- 4.51.  $R_2 / R_1 = 4.$
- 4.52.  $W_{\text{тп2}} / W_{\text{тп1}} = 1,58.$
- 4.53.  $R_{\text{н}} \approx 190 \text{ Ом.}$
- 4.54.  $W_{\text{тп1}} = 47 \text{ Ом; } W_{\text{тп2}} = 64 \text{ Ом.}$

## 5. Характеристики и параметры антенн

5.1.  $E = 3,77 \cdot 10^{-3}$  В/м;  $H = 1 \cdot 10^{-5}$  А/м.

5.2.  $P_{\Sigma} = 0,158$  Вт;  $R_{\Sigma} = 0,316$  Ом.

5.3.  $E = 18,8 \cdot 10^{-3}$  В/м;  $H = 5 \cdot 10^{-5}$  А/м.

5.4.  $E_{\theta} = 13,3$  мВ/м;  $H_{\varphi} = 35,3$  мкА/м;  $R_{\Sigma} = 0,32$  Ом.

5.5.  $I_0 = 0,628$  А.

5.6.  $\frac{2\pi S_p}{\lambda} = l$ .

5.7.  $E = 3,77 \cdot 10^{-3}$  В/м;  $H = 1 \cdot 10^{-5}$  А/м.

5.8.  $E_{\varphi} = 106$  мВ/м;  $H_{\theta} = 281$  мкА/м.

5.9.  $d_p \approx 10$  см.

5.10.  $E_{\varphi} = 23,6$  мВ/м;  $H_{\theta} = 62,5$  мкА/м;  $G_{\Sigma} = 8,9 \cdot 10^{-6}$  См.

5.11.  $U_{\text{вт}} = 2356$  В.

5.12.  $U_{\text{м}} = 188,5$  В.

5.13.  $E_{\theta} = E_{\varphi} = 133$  мВ/м;  $H_{\theta} = H_{\varphi} = 353$  мкА/м.

5.14.  $2\theta_{0,5} \approx 2,29$  рад.

5.15.  $\gamma_3 = \pi/4$ ;  $K_3 = 0,414$ .

5.16.  $\gamma_3 = 0,55$  рад;  $K_3 = 0,38$ .

5.17.  $m = 1,12$ ;  $\psi = 1,33$  рад.

5.18.  $D_0 = 1,875$ . В 1,25 раза.

5.19.  $D_{\theta} = D_{\varphi} = 1,07$ ;  $D_0 = 2,14$ .

5.20.  $D_{\theta} \cong 1,01$ ;  $D_{\varphi} = 1,13$ ;  $D = 2,14$ .

5.21.  $D_0 \approx 5,56$ .

5.22.  $2\theta_{0,5}^H = 50$  мрад.

5.23.  $\frac{\Delta f}{f_{\text{ср}}} = 50\%$ ;  $K_{\Pi} = 1,67$ .

5.24.  $r = 90$  м.

- 5.25.  $r = 42,7$  м.  
 5.26.  $r \approx 35,2$  м.  
 5.27.  $\varepsilon = 75$  мкВ.  
 5.28.  $\varepsilon_{\max} = 3,5$  мВ.  
 5.29.  $\varepsilon = 1,3$  мВ.  
 5.30.  $\gamma = 0,75$ .  
 5.31.  $P = 2,28$  мВт.  
 5.32.  $P = 10,52 \cdot 10^{-9}$  мкВт.  
 5.33.  $P_{\max} = 107,4$  мкВт.  
 5.34.  $T = 36$  °К.  
 5.35.  $5,7 \cdot 10^{-6}$   
 5.36.  $G_{\text{пр}} = 10,53$ .

## 6. Линейные антенны

- 6.2. а)  $l_{\text{эф}} = 0,131\lambda$ ; б)  $l_{\text{эф}} = \lambda/\pi$ ; в)  $l_{\text{эф}} = 0,5\lambda$ .  
 6.3.  $l_{\text{эф}} = 12,73$  м.  
 6.4.  $l_{\text{эф}} = 3,18$  м.  
 6.5.  $U_{\text{н}} = 186$  мкВ.  
 6.6.  $U_{\text{н}} = 700$  мкВ.  
 6.7.  $U = 17,4$  мкВ.  
 6.8.  $U = 466$  мкВ.  
 6.9.  $U = 354$  мкВ;  $P = 3,5 \cdot 10^{-11}$  Вт.  
 6.10.  $P_{\text{н}} = 1,73 \cdot 10^{-10}$  Вт.  
 6.11.  $P_{\max} = 6,9 \cdot 10^{-10}$  Вт;  $S_{\text{эф}} = 52,2$  м<sup>2</sup>.  
 6.12.  $P_{\max} = 1,3 \cdot 10^{-10}$  Вт.  
 6.13.  $P_{\max} = 0,69$  мВт;  $S_{\text{эф}} = 52,2$  м<sup>2</sup>.  
 6.14.  $S_{\text{эф}} \approx 0,15\lambda^2$ ; в 1,2 раза.  
 6.15.  $P_{\max} = 1,28 \cdot 10^{-6}$  Вт;  $l_{\text{эф}} = 0,32$  м;  $\varepsilon_{\max} = 0,02$  В.

6.16. а)  $l_{\text{эф}} \approx 0,077\lambda$ ;  $R_{\Sigma\text{BX}} \approx 4,7 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Sigma\text{max}} = 0,97 \text{ Ом}$ ;

б)  $l_{\text{эф}} \approx 0,132\lambda$ ;  $R_{\Sigma\text{BX}} \approx 14 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Sigma\text{max}} \approx 7 \text{ Ом}$ ;

в)  $l_{\text{эф}} \approx 0,318\lambda$ ;  $R_{\Sigma\text{BX}} \approx 81 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Sigma\text{max}} \approx 81 \text{ Ом}$ .

6.17.  $2l \approx 94,7 \text{ см}$ .

6.18.  $f = 1,635 \text{ ГГц}$ .

6.19.  $2l \approx 3,22 \text{ м}$ .

6.20.  $f = 13,65 \text{ МГц}$ .

6.21.  $2a \approx 5,4 \text{ мм}$ .

6.22.  $\lambda_0 = 2,17 \text{ м}$ ,  $\xi \approx 1,06$ ;  $\lambda_0 = 2,08 \text{ м}$ ,  $\xi \approx 1,03$ .

6.23.  $\lambda_0 = 2,17 \text{ м}$ ,  $\xi \approx 1,06$ ;  $\lambda_{\text{min}} = 1,8 \text{ м}$ ,  $\lambda_{\text{max}} = 3 \text{ м}$ .

6.24.  $Z_{\text{BX}} = (198 + i53,4) \text{ Ом}$ .

6.28.  $2a = 1,8 \text{ мм}$ .

6.31.  $P_{\Sigma} = 4,5 \text{ Вт}$ .

6.32.  $I_{\text{ax}} = 0,1 \text{ А}$ .

6.33.  $P_{\Sigma\text{BX}} = 850 \text{ Вт}$ ;  $U = 2400 \text{ В}$ .

6.34.  $P_{\Sigma\text{BX}} = 175 \text{ Ом}$ .

6.35.  $D_0 = 1,9$ .

6.37.  $P_{\text{max}} = 1,73 \cdot 10^{-10} \text{ Вт}$ .

6.38.  $E = 0,184 \text{ В/м}$ .

6.39.  $E = 0,044 \text{ В/м}$ ;  $E = 0,161 \text{ В/м}$ .

6.40.  $E = 31,4 \text{ мВ/м}$ .

6.41. а)  $\mathcal{E} = 400 \text{ мкВ}$ ; б)  $\mathcal{E} = 200 \text{ мкВ}$ .

6.42.  $l_{\text{эф}} = 15,9 \text{ м}$ .

6.43.  $R_{\Sigma} = 36,6 \text{ Ом}$ .

6.44.  $l_{\text{эф1}} = 30 \text{ м}$ ;  $R_{\Sigma\text{BX1}} = 29,5 \text{ Ом}$ ;  $l_{\text{эф2}} = 26 \text{ м}$ ;  $R_{\Sigma\text{BX2}} = 1,1 \text{ Ом}$ ;  
 $\lambda_0 = 200 \text{ м}$ .

6.45. а)  $l_{\text{эф}} = 16,54 \text{ м}$ ; б)  $l_{\text{эф}} = 12,73 \text{ м}$ ; в)  $l_{\text{эф}} = 10,05 \text{ м}$ .

6.46.  $l_{\text{эф}} \cong 41,3 \text{ м}$ .

6.47.  $l_{\text{эф}} = 123 \text{ м}$ ;  $R_{\Sigma\text{max}} \approx 132,7 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Sigma\text{BX}} = 384,2 \text{ Ом}$ .

- 6.48.  $R_{\Sigma_{\text{BX}}} = 3,5 \text{ Ом}$ .
- 6.49.  $l_{\text{эф}} = 26,38 \text{ м}$ ;  $R_{\Sigma_{\text{BX}}} = 6,96 \text{ Ом}$ ;  $\eta = 0,41$ .
- 6.51.  $I_{\text{BX}} \approx 31,6 \text{ А}$ .
- 6.52.  $P_{\Sigma} \approx 9,52 \text{ кВт}$ .
- 6.53.  $I = 8,5 \text{ А}$ ;  $U = 2,5 \text{ кВ}$ .
- 6.54.  $W_{\text{B}} = 585 \text{ Ом}$ .
- 6.55.  $R_{\text{BX}} = 1600 \text{ Ом}$ .
- 6.56.  $R_{\text{BX}} = 24 \text{ Ом}$ ;  $X_{\text{BX}} = -i217 \text{ Ом}$ ;  $\eta = 0,81$ .
- 6.57.  $Z_{\text{BX}} = (35,5 - i19,8) \text{ Ом}$ .
- 6.58. а)  $Z_{\text{BX}} = (6,4 - i500) \text{ Ом}$ ; б)  $Z_{\text{BX}} = R_{\text{BX}} = 36,6 \text{ Ом}$ ;  
в)  $Z_{\text{BX}} = (63,2 + i162,5) \text{ Ом}$ ; г)  $Z_{\text{BX}} = \infty$ ;  
д)  $Z_{\text{BX}} = (84,3 + i162,5) \text{ Ом}$ .
- 6.59.  $L = 127,5 \text{ мкГн}$ ;  $R_{\Sigma_{\text{max}}} \cong 3,48 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Sigma_{\text{BX}}} = 6,95 \text{ Ом}$ ;  
 $\eta = 0,59$ .
- 6.60.  $\lambda_0 = 560 \text{ м}$ ;  $l_{\text{эф}} = 89,5 \text{ м}$ ;  $Z_{\text{BX}} = R_{\text{BX}} = 43,1 \text{ Ом}$ ;  
 $\eta = 0,85$ .
- 6.61.  $E = 11,2 \text{ мВ/м}$ ;  $H = 29,8 \text{ мкА/м}$ .
- 6.62.  $U_{\text{BX}} = 210 \text{ мкВ}$ .
- 6.63.  $W_{\text{B}} = 318 \text{ Ом}$ ;  $X_{\text{BX}} = i56 \text{ Ом}$ .
- 6.64. В 1,15 раза.
- 6.65.  $2a = 1,12 \text{ м}$ .
- 6.66.  $W_{\text{B}} = 300 \text{ Ом}$ ;  $2a_{\text{эKB}} = 0,466 \text{ м}$ ;  $2a = 0,66 \text{ м}$ .
- 6.67.  $b \approx 0,7 \text{ см}$ .
- 6.68. а)  $2l = 36,6 \text{ см}$ ; б)  $2l = 37,3 \text{ см}$ .
- 6.69. а)  $Z_{\text{BX}} = (7,6 \cdot 10^{-3} + i11,7) \text{ Ом}$ ; б)  $R_{\text{BX}} = 490 \text{ Ом}$ ;  
в)  $R_{\text{BX}} = 7,2 \text{ Ом}$ .
- 6.70.  $L = 1,9 \text{ м}$ ;  $F_1 = 0,21$ .
- 6.71.  $D_0^{\text{опт}} = 72$ ;  $\theta_0^{\text{опт}} \approx 0,335 \text{ рад}$ .
- 6.72.  $2\theta_{0,5} \approx 129 \text{ мрад}$ ;  $\nu \approx 0,89$ .
- 6.73.  $\delta\theta_1 \approx 24 \text{ мрад}$ .

- 6.74.  $\delta\theta_3 \approx 14,3$  мрад.
- 6.75.  $2\theta_{0,5} = 78^\circ$ ;  $D_0 = 18$ ;  $R_{\text{вх}} = 140$  Ом.
- 6.76.  $2\theta_{0,5} = 26^\circ$ ;  $D_0 = 60$ ;  $R_{\text{вх}} \approx 140$  Ом.
- 6.77.  $2\theta_{0,5} = 30^\circ$ ;  $D_0 = 30$ .
- 6.78.  $2a_{\text{опт}} \approx 4,6$  см;  $L_{\text{опт}} \approx 38,5$  см;  $D_0 \approx 30,8$ .
- 6.79.  $D_0 \approx 33,3$ ;  $G_0 \approx 31,6$ .
- 6.80.  $2a_{\text{max}} \approx 4,6$  см;  $2a_{\text{min}} \approx 2,9$  см;  $L_{\text{опт}} \approx 83,4$  см;  
 $D_0 \approx 66,6$ .
- 6.81.  $D_0 \approx 66,6$ ;  $G_0 \approx 62$ .

## 7. Апертурные антенны

- 7.1.  $D_0 = 2,6$ ;  $S_{\text{эфф}} = 1,8$  см<sup>2</sup>.
- 7.2.  $2\theta_{0,5}^H = 1,16$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 5,34$  рад;  $D_0 \approx 1,7$ .
- 7.3.  $b = 3,4$  см.
- 7.4. В 1,51 раза.
- 7.5.  $a/\lambda = 0,59$ ;  $b/\lambda = 0,25$ .
- 7.6.  $D_0 \approx 4,37$ .
- 7.7.  $2\theta_{0,5}^H = 2,16$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 1,61$  рад;  $D_0 \approx 4,67$ .
- 7.8.  $2a \approx 6$  см.
- 7.9.  $\lambda \approx 5,4$  см.
- 7.10. В 1,34 раза.
- 7.11.  $2\theta_{0,5}^H = 2,08$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 1,56$  рад.
- 7.12.  $D_0 \approx 7,1$ ;  $2\theta_{0,5}^E = 1,31$  рад.
- 7.13.  $S_{\text{эфф}} = 3645$  см<sup>2</sup>;  $D_0 = 5100$ .
- 7.14.  $D_0 = 7,7$ .
- 7.15.  $2\theta_{0,5}^E = 2,78$ ;  $2\theta_{0,5}^H = 0,467$ .
- 7.16.  $a_p = 73,5$  см;  $b_p = 3,4$  см;  $L_{\text{онм}}^E = 179$  см.
- 7.17.  $S_p = 33,75$  см<sup>2</sup>,  $L_{\text{опт}}^H = 78$  см.

$$7.18. 2\theta_{0,5}^H \approx 0,29 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E \approx 2,85 \text{ рад}; \quad D_0 \approx 12,1.$$

$$7.19. a_p = 43 \text{ см}; \quad \lambda = 6,85 \text{ см}; \quad 2\theta_{0,5}^H = 0,222 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^H = 1,8 \text{ рад}.$$

$$7.20. 2\theta_{0,5}^H = 0,198 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E = 3,4 \text{ рад}; \quad D_0 \approx 14,8.$$

$$7.21. a_p = 12 \text{ см}; \quad b = 1 \text{ см}; \quad L_{\text{онт}}^H = 16 \text{ см}.$$

$$7.23. 2\theta_{0,5}^H = 18^\circ; \quad D_0 = 11.$$

$$7.24. 2\theta_{0,5}^H = 11^\circ; \quad D_0 = 18.$$

$$7.25. a_p = 2,3 \text{ см}; \quad \epsilon_p \approx 14,7 \text{ см}; \quad L_{\text{онм}}^E \approx 36 \text{ см}.$$

$$7.26. a_p \approx 7,2 \text{ см}; \quad \epsilon_p \approx 34,7 \text{ см}; \quad L_{\text{онм}}^E \approx 60,2 \text{ см}.$$

$$7.27. b_p = 8 \text{ см}; \quad L_{\text{онт}}^E = 10,7 \text{ см}.$$

$$7.28. b_p = 22 \text{ см}; \quad L_{\text{онт}}^E = 48,4 \text{ см}.$$

$$7.29. 2\theta_{0,5}^E = 12,2^\circ; \quad 2\theta_{0,5}^H = 95,2^\circ.$$

$$7.30. 2\theta_{0,5}^H = 1,475 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E = 0,221 \text{ рад}; \quad D_0 \approx 27.$$

$$7.31. \lambda = 3,24 \text{ см}; \quad 2\theta_{0,5}^H = 1,66 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E = 0,132 \text{ рад}.$$

$$7.32. 2\theta_{0,5}^H = 1,22 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E = 0,115 \text{ рад}; \quad D_0 \approx 62,8.$$

$$7.33. a_p / b_p = 1,5.$$

$$7.34. a_p \approx 42,6 \text{ см}; \quad \epsilon_p \approx 34,1 \text{ см}; \quad L_{\text{онм}}^E \approx 60,5 \text{ см}.$$

$$7.35. a_p \approx 16,5 \text{ см}; \quad \epsilon_p \approx 13,2 \text{ см}; \quad L_{\text{онм}}^E \approx 30,25 \text{ см}.$$

$$7.36. 2\theta_{0,5}^H = 22^\circ; \quad 2\theta_{0,5}^E = 14,6^\circ.$$

$$7.37. b_p = 24,9 \text{ см}; \quad a_p = 31,2 \text{ см}; \quad D_0 = 59,5.$$

$$7.38. b_p = 26,3 \text{ см}; \quad a_p = 32,9 \text{ см}; \quad D_0 = 64,1.$$

$$7.39. 2\theta_{0,5}^E = 18,1^\circ; \quad 2\theta_{0,5}^H = 22,2^\circ.$$

$$7.40. a_p = 4,7 \text{ см}; \quad b_p = 7 \text{ см}.$$

$$7.41. a_p = 8,08 \text{ см}; \quad b_p = 5,39 \text{ см}.$$

$$7.42. 2\theta_{0,5}^H = 0,256 \text{ рад}; \quad 2\theta_{0,5}^E = 0,212 \text{ рад}; \quad D_0 \approx 149.$$

- 7.43.  $\lambda = 1,8$  см;  $2\theta_{0,5}^H = 98$  мрад;  $2\theta_{0,5}^E = 82$  мрад.
- 7.44. В плоскости  $H$  больше в 1,5 раза.
- 7.45.  $2\theta_{0,5}^H = 0,386$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 0,256$  рад.
- 7.46.  $a_p = 8,1$  см;  $b_p = 5,4$  см.
- 7.47.  $D_0 = 14,5$ ;  $S_{\text{эф}} = 165$  см<sup>2</sup>.
- 7.48.  $2\theta_{0,5}^H = 87,5$  мрад;  $2\theta_{0,5}^E = 73$  мрад;  $D_0 \approx 1256$ .
- 7.49.  $2\theta_p \cong 41^\circ$ ;  $d_p = 28,1$  см.
- 7.50.  $D_0 = 61,8$ ;  $2\theta_{0,5}^E = 17^\circ$ ;  $2\theta_{0,5}^H = 20^\circ$ .
- 7.51.  $2\theta_{0,5}^H = 8,75^\circ$ ;  $2\theta_{0,5}^E = 7,5^\circ$ ;  $D_0 = 320$ .
- 7.52.  $L_{\text{онт}} = 60,6$  см,  $d_p = 21$  см.
- 7.53. Увеличить в 10 раз.
- 7.54.  $2\theta_{0,5}^H \approx 0,568$  рад;  $2\theta_{0,5}^E \approx 0,476$  рад;  $D_0 \approx 24,3$ .
- 7.55.  $d_p \approx 21$  см;  $L_{\text{онт}} \approx 60,8$  см.
- 7.56.  $d_p \approx 28,2$  см; удлинить на 33 см.
- 7.57.  $\lambda \approx 10$  см;  $2\theta_{0,5}^H \approx 0,389$  рад;  $2\theta_{0,5}^E \approx 0,332$  рад.
- 7.58.  $D_0 \approx 19,8$ ;  $S_{\text{эф}} = 228$  см<sup>2</sup>.
- 7.59.  $2\theta_{0,5}^H \approx 102$  мрад;  $2\theta_{0,5}^E \approx 87$  мрад;  $D_0 \approx 730$ .
- 7.60.  $d_p \approx 2,2$  м;  $f_a \approx 1,2$  м.
- 7.61.  $2\psi_{p1} = 254^\circ$ ;  $2\psi_{p2} = 180^\circ$ ;  $2\psi_{p3} = 87^\circ$ .
- 7.62.  $2a_p = 224$  см;  $f_a \cong 93,4$  см.
- 7.63.  $D_0 = 12000$ ;  $2\theta_{0,5}^E \cong 33$  мрад;  $\bar{F}(\theta) = 0,5\Lambda_2(125,8\sin\theta)$ .
- 7.64.  $d_p \approx 85,3$  см;  $f_a \approx 50,5$  см.
- 7.66.  $2\psi_p = 136^\circ$ .
- 7.66.  $D_0 = 4950$ .
- 7.67.  $2\psi_p = 70^\circ$ .
- 7.68.  $D_0 \approx 550$ ;  $2\theta_{0,5}^E \cong 7,5^\circ$ ;  $2\theta_{0,5}^H \cong 6,9^\circ$ .
- 7.69.  $f_a = 72$  см;  $2\psi_p \approx 130^\circ$ ;  $2\theta_{0,5}^H \approx 3,8^\circ$ ;

$$2\theta_{0,5}^E \approx 4,1^\circ; D_0 \approx 1780.$$

$$7.70. f_a / \lambda \approx 10; 2\theta_{0,5}^H \approx 60 \text{ мрад}; D_0 \approx 2200.$$

$$7.71. D_0 = 21400; 2\theta_{0,5}^E = 1^\circ 32'; 2\theta_{0,5}^H = 1^\circ 16'.$$

$$7.72. d_p = 128 \text{ см}; f_a = 55 \text{ см}; 2\theta_{0,5} \cong 1,6^\circ.$$

7.73. КНД уменьшится в 2,1 раза. В плоскости  $E$  ширина ДН увеличится в 1,5 раза. В плоскости  $H$  ширина ДН увеличится в 1,3 раза.

$$7.74. 2a_p = 344 \text{ см}; f_a = 155 \text{ см}, 2\theta_{0,5}^E = 2,17^\circ.$$

$$7.75. 2a_p = 228 \text{ см}; f_a = 95 \text{ см}.$$

$$7.76. K_{\text{БВ}} = 0,885.$$

7.77. В 2,71 раза.

$$7.78. \delta\theta = 2,3 \text{ град}$$

$$7.79. \delta\theta = 0,116 \text{ рад}.$$

$$7.80. \Delta x \approx 8,5 \text{ см}.$$

$$7.81. \delta\theta \cong 2^\circ.$$

$$7.82. \Delta x \cong 6 \text{ см}.$$

$$7.83. \Delta z \leq 0,188 \text{ см}; \Delta z \leq 0,125 \text{ см}.$$

$$7.84. d_k = 23,8 \text{ см}; z_k = 0,5 \text{ см}.$$

$$7.85. f_a = 1,425 \text{ м}; d_p = 2,85 \text{ м}; 2\psi_p = 1,852 \text{ рад};$$

$$2\theta_{0,5}^H \approx 0,101 \text{ рад}; 2\theta_{0,5}^E \approx 0,109 \text{ рад}; D_0 \approx 775.$$

$$7.86. 2\theta_{0,5}^H \approx 24 \text{ мрад}; 2\theta_{0,5}^E \approx 36 \text{ мрад}.$$

$$7.87. a_p \approx 0,295 \text{ м}; d_p \approx 2,06 \text{ м}.$$

$$7.88. d_1 = 2 \text{ м}; f_{a1} \approx 0,7 \text{ м}; d_2 \approx 0,3 \text{ м}; f_{a2} \approx 0,31 \text{ м}.$$

$$7.89. 2\theta_{0,5}^H = 76,2 \text{ мрад}; 2\theta_{0,5}^E = 17,8 \text{ мрад}; D_0 \approx 8340.$$

$$7.90. d_p / \lambda \approx 10,4; a_p / \lambda \approx 25,43; D_0 \approx 2645$$

$$7.91. D_0 \approx 3125 .$$

$$7.92. K_{\text{БВ}} \approx 0,47.$$

7.93. Примерно в 2,36 раза .

$$7.94. G_0 \approx 0,985; \eta \approx 0,99; D_0 = 995$$

- 7.95.  $h \approx 8,2$  см;  $2\psi_p \approx 0,81$  рад; уменьшится в 1,3 раза.
- 7.96.  $h = 0,2$  м;  $2\psi_p \approx 0,792$  рад;  $D_0 \approx 2355$ ;  $\eta = 0,985$   
 $\Delta r \leq 6,25$  мм;  $\Delta z \leq 25$  мм;
- 7.97.  $G_0 \approx 890$ ;  $\eta = 0,895$ .
- 7.98.  $h = 5,8$  см;  $f_a = 263$  см;  $D_0 \approx 662$  (с линзой);  
 $D_0 \approx 405$  (без линзы).
- 7.99.  $\delta\theta \approx 0,11$  рад.
- 7.100.  $h \approx 6,7$  см.
- 7.101.  $h = 17,1$  см;  $Z_1 = 13,4$  см.
- 7.102.  $\Delta f / f_{cp} = 2,5\%$ .
- 7.103.  $D_0 \approx 2360$ ;  $\Delta f / f_{cp} = 11,6\%$ ;  $K_{БВ} = 0,75$ .
- 7.104.  $a_1 = 2,3$  см.
- 7.105.  $h = 10$  см;  $f_a = 188,5$  см;  $N = 13$ ;  $D_0 = 25,3$   
(с линзой);  $D_0 = 19,9$  (без линзы).
- 7.106.  $h = 0,61$  м;  $2\psi_p \approx 1,41$  рад;  $\Delta f / f_{cp} = 6,46\%$ ; толщина  
уменьшится примерно в 2,44 раза, ширина полосы  
рабочих частот увеличится в 1,6 раза.
- 7.107.  $h \approx 0,94$  м;  $h \approx 0,22$  м;  $q = 3$ ; примерно в 2,7 раза.
- 7.108.  $D_0 \approx 3760$ ;  $\Delta r \leq 2,53$  см;  $\Delta z \leq 9,5$  см;  $\Delta a_1 \leq 0,7$  мм.
- 7.109.  $\Delta f \approx 680$  МГц.
- 7.110.  $D_0 \approx 5,3 \cdot 10^3$ ;  $\Delta f / f_{cp} \approx 1,3\%$ ;  $K_{БВ} = 0,6$ .

## 8. Антенные решетки

- 8.8.  $R_{\Sigma c} = 146,2$  Ом;  $D_c = 3,28$ .
- 8.9.  $R_{\Sigma c} = 121,2$  Ом;  $D_c = 3,95$ .
- 8.10.  $R_{\Sigma c} = 72,9$  Ом;  $D_c = 3,7$ .
- 8.11.  $R_{\Sigma c} = 15,7$  Ом.
- 8.12.  $R_{\Sigma c} \approx 42,3$  Ом.
- 8.13. а)  $R_{\Sigma c} = 195,8$  Ом; б)  $R_{\Sigma c} = 168,6$  Ом;  
в)  $R_{\Sigma c} = 138,8$  Ом; г)  $R_{\Sigma c} = 146,8$  Ом.

- 8.14.  $R_{\Sigma c} = 199 \text{ Ом}$ .
- 8.22. В 1,25 раза.
- 8.23. а)  $E_1 = 0,26 \text{ В/м}$ ; б)  $E_2 = 0,368 \text{ В/м}$ .
- 8.24. а)  $E_1 = 0,26 \text{ В/м}$ ; б)  $E_2 = 0$ .
- 8.25. а)  $E_1 = 0,368 \text{ В/м}$ ; б)  $E_2 = 0,26 \text{ В/м}$ .
- 8.26.  $\varphi_0 = 60^\circ; 120^\circ; 240^\circ; 300^\circ; \varphi_{\max} = 0^\circ; 90^\circ; 180^\circ; 270^\circ$ ;  
 $E_{\max} = 0,368 \text{ В/м}$ .
- 8.27.  $\theta_{\max} = 35^\circ; 145^\circ; 215^\circ; 325^\circ$ ;  $E_{\max} = 0,073 \text{ В/м}$ .
- 8.28.  $P_{np} = 0,65 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}$ ;  $l_{\text{эф}} = 0,316 \text{ м}$ ;  $\varepsilon = 0,02 \text{ В}$ .
- 8.36.  $\theta_{\text{гл}} = \frac{\pi}{6} \text{ рад}$ .
- 8.38.  $2\theta_{0,5} \approx 0,37 \text{ рад}$ ;  $2\theta_0 \approx 0,83 \text{ рад}$ ;  $F_1 = 0,236$ ;  
 $\theta_1 \approx 0,625 \text{ рад}$ ;  $D_0 = 275$ .
- 8.39.  $F_1 \approx 0,22$ ;  $F_2 \approx 0,14$ .
- 8.40.  $\lambda = 2 \text{ м}$ ;  $2\theta_{0,5} \approx 0,3 \text{ рад}$ .
- 8.41.  $R_{\Sigma c} = 177 \text{ Ом}$ .
- 8.42.  $R_{\Sigma c} = 391 \text{ Ом}$ .
- 8.43. а)  $D_0 = 8,5$ ; б)  $D_0 = 12$ ; в)  $D_0 = 15$ .
- 8.47.  $R_{\Sigma c} = 776,6 \text{ Ом}$ .
- 8.48.  $R_{\Sigma c} = 413,6 \text{ Ом}$ .
- 8.51.  $2\theta_{0,5}^E \approx 1,17; 0,875; 0,7; 0,584; 0,5; 0,318 \text{ (рад)}$
- 8.52.  $2\theta_{0,5}^H \approx 0,63 \text{ рад}$ .
- 8.53.  $2\theta_{0,5}^H \approx 0,634 \text{ рад}$ ;  $2\theta_{0,5}^E \approx 0,584 \text{ рад}$ ;  
 $D_0 \approx 8,2$ ;  $S_{\text{эф}} = 9,2 \text{ м}^2$ .
- 8.54.  $f \approx 228 \text{ МГц}$ .
- 8.55.  $S_{\text{эф}} \approx 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$ ;  $2\theta_{0,5}^E \approx 0,27 \text{ рад}$ .
- 8.56.  $2\theta_{0,5}^H \approx 1,4 \text{ рад}$ ;  $2\theta_{0,5}^E \approx 1,05 \text{ рад}$ .

8.57.  $\tau = 1,17$ ;  $2\theta_{0,5}^E = 1,2$  рад.

8.58.  $2\beta = 0,26$  рад.

8.59.  $\tau = 0,75$ .

8.61.  $\bar{F}(\theta) = \frac{\sin(23,8\pi \sin \theta)}{16 \sin(1,49\pi \sin \theta)}$ .

8.65.  $\bar{G}_1 = 0,11$ .

8.66.  $x_1 = 0,81$  см.

8.67.  $x_0 \approx 2,78$  см.

8.68.  $x_1 = 0,39$  см.

8.69.  $\bar{R}_1 = 0,8$ .

8.70.  $x_1 = 0,96$  см.

8.71.  $x_0 = 2,8$  см.

8.72.  $x_0 \approx 3,3$  см.

8.73. а)  $\delta\theta = 0,84$  рад; б)  $\delta\theta \approx 0,4$  рад.

8.74.  $f \approx 3000$  МГц.

8.75.  $\theta_{\max} = 46^\circ$ .

8.76.  $\theta_{\max} = 60^\circ$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Устройства СВЧ и антенны: Учебник для вузов/ Д.И. Воскресенский и др. – М.: Радиотехника, 2006. – 375с.
2. Устройства СВЧ и антенны: Учебное пособие для вузов / Е. И. Нефёдов. – М.: Академия, 2009. – 384 с.
3. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1994. – 592с.
4. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003. – 632с.
5. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1988. — 432 с.
6. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию). С.-Петербург, 2001. – 250с.
7. Техническая электродинамика: учебное пособие для вузов/ Е. И. Нефёдов. – М.: Академия, 2008. – 416 с.
8. Техническая электродинамика: Учебное пособие для вузов/ Ю.В. Пименов и др. – М.: Радио и связь, 2002. – 536 с.
9. Сверхширокополосные микроволновые устройства / под ред. А. П. Креницкого, В. П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.
10. Антенны УКВ/ под ред. Г.З. Айзенберга. Ч.1. – М.: Связь, 1977. – 384с.
11. Антенны УКВ/ под ред. Г.З. Айзенберга. Ч.2. – М.: Связь, 1977. – 288с.
12. Сборник задач по курсу «Электродинамика и распространение радиоволн» / Под ред. С.И. Баскакова. — М.: Высшая школа, 1981. — 208 с.
13. Коростелев Г.Н. Задачник по электродинамике СВЧ. — Саратов: СГУ, 1974. — 42 с.
14. Драбкин А.Л., Кислов А.Г., Ногин И.И., Цыган Н.Я. Задачник по курсу антенно-фидерных устройств. — Ленинград: ЛВИКА им. Можайского, 1964. — 50 с.
15. Белоцерковский Г.Б. Задачи и расчеты по курсу «Основы радиотехники и антенны». — М.: Машиностроение, 1966. — 199 с.
16. Шипков Г.А. Задачник по антенно-фидерным устройствам. — М.: Высшая школа, 1966. — 180 с.
17. Хмель В.Ф. Антенны и устройства СВЧ: Сборник задач. — Киев: Выща школа, 1976. — 216 с.
18. Хмель В.Ф., Чаплин А.Ф., Шумлянский И.И. Антенны и устройства СВЧ: Сборник задач. — Киев: Выща школа, 1990. — 232 с.

19. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике. — М.: Связь, 1976. — 144 с.
20. Гошин Г.Г., Райбер А.В. Электронная версия обобщенных диаграмм Вольперта-Смита // Материалы Всероссийской конф. «Излучение и рассеяние ЭМВ». — Таганрог: ТРТУ, 2001. — С. 215–216.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

**Справочные данные,  
используемые при решении задач**

Таблица П.1.

Свойства некоторых металлов и сплавов, используемых на  
сверхвысоких частотах

Металл (сплав)	Плотность, г/см <sup>3</sup>	Температура плавления, °С	Удельная проводимость при температуре 20 °С, См/м
Серебро	10,5	960,5	$6,28 \cdot 10^7$
Медь (отожженная)	8,92	1083	$5,80 \cdot 10^7$
Золото	19,3	1063,5	$4,10 \cdot 10^7$
Алюминий	2,702	657	$3,72 \cdot 10^7$
Вольфрам	19,3	3370	$1,81 \cdot 10^7$
Латунь (Cu=60%, Zn=40%)	8,5	930	$1,65 \cdot 10^7$
Никель	8,8	1455	$1,28 \cdot 10^7$
Железо	7,86	1535	$1,00 \cdot 10^7$
Нихром	—	1385	$9,99 \cdot 10^7$
Платина	21,4	1773,5	$9,97 \cdot 10^7$
Олово	7,3	232	$6,54 \cdot 10^7$

**Примечание.** В качестве проводника на сверхвысоких частотах применяется так же графит, имеющий удельную проводимость  $1,25 \cdot 10$  См/м. Температура плавления графита равна 3572°С.

Таблица П.2  
Свойства диэлектриков на СВЧ

Диэлектрик	Частота $f = 1 \text{ ГГц}$ ( $\lambda = 30 \text{ см}$ )		Частота $f = 3 \text{ ГГц}$ ( $\lambda = 10 \text{ см}$ )		Частота $f = 10 \text{ ГГц}$ ( $\lambda = 3 \text{ см}$ )	
	$\epsilon$	$\text{tg}\delta$	$\epsilon$	$\text{tg}\delta$	$\epsilon$	$\text{tg}\delta$
	Полиэтилен	2,1	0,00015	—	—	—
Полиэтилен	2,25	0,0002	2,25	0,0004	—	—
Полистирол	2,55	0,00045	2,55	0,0005	2,25	0,0005
Пенистый полистирол	—	0,0009	1,05	0,00003	2,55	0,0007
Экспанон	2,4	0,006	—	—	—	—
Совениг	3,47	0,0036	—	—	—	—
Микалекс	7	0,00054	6,91	0,0036	—	—
Стеатит	6,25	—	6,25	0,00055	—	—
Плавленый кварц	—	0,0003	3,8	0,0001	3,8	0,0001
Слюда мусковит	5,4	0,005	5,4	0,0003	5,4	0,0003
Слюда флогопит	5	—	—	—	—	—
Плексиглас	—	—	—	—	2,61	0,0084
Текстолит	—	—	—	—	3,67	0,060
Эбонит	—	—	—	—	2,67	0,006
Фторопласт – 4	2	0,0002	—	—	2,08	0,00037
Керамика стеатитовая	5,5	0,0015	5,2	—	5,2	0,003
Керамика форстеритовая	5,9	0,0005	5,8	—	5,8	0,0001
Стекло С49-2	—	—	—	—	5,2	0,009
Стекло С38-1	—	—	—	—	4,2	0,0029
Стекло С48-1	—	—	—	—	4,9	0,0065
Вода	—	—	77	0,15	59	0,46

Таблица П.3  
 Электрические характеристики коаксиальных кабелей с изоляцией  
 из стабилизированного полиэтилена

Марка кабеля	Волновое сопротивление $\Omega$	Погонная емкость, $\text{пФ/м}$	Максимальное погонное затухание ( $\text{дБ/м}$ ) на различных частотах, $\text{МГц}$				
			10	100	1000	3000	10 000
РК-50-2-11	50±2	115	0,05	0,18	0,62	1,35	—
РК-50-2-13	50±2	115	0,05	0,18	0,68	1,40	—
РК-50-3-11	50±2	110	0,04	0,13	0,60	1,30	—
РК-50-3-13	50±2	110	0,03	0,13	0,1	1,40	—
РК-50-4-11	50±2	110	0,03	0,10	0,50	1,20	3,0
РК-50-4-13	50±2	110	0,03	0,10	0,51	1,30	3,0
РК-50-7-11	50±2	115	0,02	0,08	0,42	0,7	—
РК-50-7-15	50±2	115	0,02	0,08	0,43	0,7	—
РК-50-7-12	50±2	115	0,02	0,09	0,50	1,10	2,3
РК-50-7-16	50±2	115	0,02	0,09	0,50	1,15	2,3
РК-50-11-11	50±2	115	0,018	0,06	0,26	0,5	—
РК-50-11-13	50±2	115	0,018	0,06	0,29	0,52	—
РК-75-4-11	75±3	72	0,032	0,10	0,45	1,0	—
РК-75-4-15	75±3	76	0,032	0,10	0,45	1,0	—
РК-75-4-12	75±3	76	0,021	0,105	0,60	1,5	—
РК-75-4-16	75±3	76	0,021	0,105	0,60	1,2	—
РК-75-7-11	75±3	75	0,02	0,07	0,30	1,0	—
РК-75-7-15	75±3	76	0,02	0,07	0,34	1,0	—
РК-75-7-12	75±3	78	0,03	0,10	0,4	0,9	—
РК-75-7-16	75±3	76	0,029	0,09	0,4	1,0	—
РК-75-7-18	75±3	69	0,06	0,22	0,81	1,5	—
РК-100-7-11	100±5	57	0,025	0,75	0,10	0,54	—
РК-100-7-13	100±5	57	0,025	0,88	0,32	0,6	—

Таблица П.4  
 Электрические характеристики коаксиальных кабелей со сплошной изоляцией из фторопласта

Марка кабеля	Волновое сопротивление, Ом	Потонная емкость, Пф/м	Максимальное погонное затухание ( $\Delta B/\mu$ ) на различных частотах, МГц				
			10	100	1000	3000	10 000
ПК-50-2-21	50±2	105	0,052	0,016	0,63	1,2	—
ПК-50-3-21	50±2	106	0,022	0,1	0,6	1,2	—
ПК-50-4-21	50±2	106	0,03	0,08	0,5	1,1	2,4
ПК-50-7-21	50±2	106	0,021	0,06	0,4	1,0	—
ПК-50-11-21	52,5±2,5	106	0,02	0,06	0,32	0,6	—
ПКФ-6	75±3	101	—	—	—	—	—
ПК-75-2-21	75±3	70	0,05	0,15	0,6	1,2	—
ПК-75-3-21	75±3	70	0,04	0,10	0,5	1,1	—
ПК-75-4-21	75±3	70	0,028	0,07	0,4	1,0	—
ПК-75-4-22	75±3	70	0,023	0,07	0,4	1,0	—
ПК-75-7-21	75±3	70	0,02	0,055	0,34	0,8	—
ПК-75-7-22	75±3	70	0,02	0,06	0,36	0,62	—
ПК-100-7-21	100±5	50	0,021	0,062	0,35	0,8	—

Таблица П.5.  
Значения коэффициентов  $r_A$  и  $r_B$  при  $t/d=0,025$

$b/d$	$r_B$	$r_A$	$b/d$	$r_B$	$r_A$
1	5,13	$1,04 \cdot 10^{-1}$	5	14,57	$1,79 \cdot 10^{-4}$
1,5	6,43	$4,52 \cdot 10^{-2}$	5,5	15,67	$8,14 \cdot 10^{-5}$
2	7,67	$2,02 \cdot 10^{-2}$	6	16,77	$3,71 \cdot 10^{-5}$
2,5	8,87	$9,13 \cdot 10^{-3}$	6,5	17,86	$1,69 \cdot 10^{-5}$
3	10,04	$4,15 \cdot 10^{-3}$	7	18,95	$7,72 \cdot 10^{-6}$
3,5	11,19	$1,89 \cdot 10^{-3}$	7,5	20,03	$3,52 \cdot 10^{-6}$
4	12,33	$8,60 \cdot 10^{-4}$	8	21,11	$1,60 \cdot 10^{-6}$
4,5	13,45	$3,92 \cdot 10^{-4}$	8,5	22,19	$7,31 \cdot 10^{-7}$

Таблица П.6.  
Значения коэффициентов  $r_A$  и  $r_B$  при  $t/d=0,05$

$b/d$	$r_B$	$r_A$	$b/d$	$r_B$	$r_A$
1	5,89	$1,34 \cdot 10^{-1}$	5	16,59	$1,96 \cdot 10^{-4}$
1,5	7,37	$4,95 \cdot 10^{-2}$	5,5	17,85	$8,93 \cdot 10^{-5}$
2	8,77	$2,21 \cdot 10^{-2}$	6	19,10	$4,07 \cdot 10^{-5}$
2,5	10,13	$1,00 \cdot 10^{-2}$	6,5	20,34	$1,86 \cdot 10^{-5}$
3	11,46	$4,55 \cdot 10^{-3}$	7	21,57	$8,47 \cdot 10^{-6}$
3,5	12,76	$2,07 \cdot 10^{-3}$	7,5	22,80	$3,86 \cdot 10^{-6}$
4	14,05	$8,60 \cdot 10^{-4}$	8	24,03	$1,76 \cdot 10^{-6}$
4,5	15,33	$9,43 \cdot 10^{-4}$	8,5	25,25	$8,02 \cdot 10^{-7}$

Таблица П.7.  
Значение коэффициентов  $r_c$  для различных отношений  $b/d$

$b/d$	1	1,2	1,4	1,6	2,0	3,0	4,0
$r_c$	0,890	0,920	0,945	0,948	0,980	0,990	0,991

Таблица П.8.  
 Конструктивные и электрические данные стандартных  
 прямоугольных волноводов

Тип волновода	Диапазон рабочих частот, ГГц		Внутренние размеры, мм		Максимальное погонное затухание на частоте $f=1,5 f_{кр}$	
	От	До	Ширина	Высота	Затухание дБ/м	Частота ГГц
МЭК-5	0,41	0,62	457,2	228,6	0,00141	0,49
МЭК-6	0,49	0,75	381,0	190,6	0,00186	0,59
МЭК-8	0,6	0,98	292,1	146,1	0,00278	0,77
МЭК-9	0,76	1,15	247,65	123,8	0,00351	0,91
МЭК-12	0,96	1,46	195,58	97,79	0,00506	1,15
МЭК-14	1,14	1,73	165,10	82,55	0,00653	1,36
МЭК-18	1,45	2,20	129,54	64,77	0,00936	1,64
МЭК-22	1,72	2,61	109,22	54,61	0,0121	2,06
МЭК-26	2,17	3,30	86,36	43,18	0,0173	2,61
МЭК-32	2,60	3,95	72,14	34,04	0,0236	3,12
МЭК-40	3,22	4,90	58,17	29,083	0,0311	3,87
МЭК-48	3,94	5,99	47,55	22,149	0,0443	4,73
МЭК-58	4,64	7,05	40,39	20,193	0,0539	5,57
МЭК-70	5,38	8,18	34,85	15,799	0,0720	6,46
МЭК-81	6,58	10,0	28,499	12,624	0,0993	7,89
МЭК-100	8,20	12,5	22,860	10,160	0,127	9,84
МЭК-120	9,84	15,0	19,050	9,525	0,166	11,8
МЭК-140	11,9	18,0	15,799	7,899	0,220	14,2
МЭК-180	14,5	22,0	12,954	6,477	0,298	17,4
МЭК-220	17,6	26,7	10,668	4,318	0,463	21,1
МЭК-260	21,7	33,0	8,636	4,318	0,544	26,1
МЭК-320	26,4	40,1	7,112	3,556	0,729	31,6
МЭК-400	33,0	50,1	5,690	2,845	1,02	39,5
МЭК-500	39,3	59,7	4,775	2,388	1,33	47,1
МЭК-620	49,9	75,8	3,759	1,180	1,90	59,9
МЭК-740	60,5	92,0	3,099	1,550	2,54	72,6
МЭК-900	73,8	112,0	2,540	1,270	3,43	88,6
МЭК-1200	92,3	140,0	2,032	1,016	4,78	111,0

*Примечание.* МЭК - сокращенное название Международной электрической комиссии, разработавшей данный стандарт волноводов. Содержащееся в обозначении типа волновода число показывает приблизительно среднюю частоту рабочего диапазона в сотнях мегагерц.

Таблица П.9.  
Значения корней функций Бесселя  $J_m(x)$

$m$	$n$			
	1	2	3	4
0	2,405	5,520	8,654	11,792
1	3,832	7,016	10,173	13,324
2	5,136	8,417	11,620	14,796
3	6,380	9,761	13,015	16,223
4	7,588	11,065	14,373	17,616

Таблица П.10.  
Значение корней производных функций Бесселя  $J'_m(x)$

$m$	$n$		
	1	2	3
0	3,832	7,016	10,174
1	1,841	5,331	8,536
2	3,054	6,705	9,965
3	4,200	8,017	11,403
4	5,317	9,284	12,626

Таблица П.11.  
Критические длины волн круглого волновода

Тип волны	$H_{11}$	$E_{01}$	$H_{21}$	$E_{11}$	$H_{01}$	$H_{31}$
$\lambda_{кр}$	$3,41a$	$2,61a$	$2,06a$	$1,64a$	$1,64a$	$1,50a$

Таблица П.12.

Характеристики излучения прямоугольной и круглой апертур		Множитель направленности и значение КИП ( $v$ )	$\Delta$	$n$	$2\theta_{0,5}$ град	УБЛ, дБ	КИП
$\xi, u$	Амплитудное распределение						
$\xi^2 \sin \theta$ (прямоугольная апертура)	1	$\sin u/u$	-	-	50,8 $\lambda/L$	-13,3	1
	$1-(1-\Delta)\xi^2$	$\frac{3}{2+\Delta} \left[ \Delta \frac{\sin u}{u} - 2(1-\Delta) \frac{\cos u}{u^2} + 2(1-\Delta) \frac{\sin u}{u^3} \right];$	0,5	-	55,6 $\lambda/L$	-17,1	0,97
	$\Delta + (1-\Delta) \cos \frac{\pi \xi^2}{2}$	$v = \frac{5}{3} \frac{(2+\Delta)^2}{8+4\Delta+3\Delta^2}$	0,316	-	57,3 $\lambda/L$	-19	0,935
$\xi^2 R/R; u = kR \sin \theta$ (круглая апертура)	1	$v = \left[ \frac{2}{\pi} (1-\Delta) + \Delta \right]^2 \left[ \frac{(1-\Delta)^2}{2} + \frac{4}{\pi} \Delta(1-\Delta) + \Delta^2 \right]^{-1}$	0,1	-	62,5 $\lambda/L$	-21	0,872
			0	-	65,9 $\lambda/L$	-21,3	0,833
			0,5	-	55,6 $\lambda/L$	-17,6	0,966
			0,316	-	58,4 $\lambda/L$	-20	0,935
$\xi^2 R/R; u = kR \sin \theta$ (круглая апертура)	1	$v = \left[ \frac{2}{\pi} (1-\Delta) + \Delta \right]^2 \left[ \frac{(1-\Delta)^2}{2} + \frac{4}{\pi} \Delta(1-\Delta) + \Delta^2 \right]^{-1}$	0,1	-	63 $\lambda/L$	-22,4	0,874
			0	-	67 $\lambda/L$	-22,9	0,811
			-	-	58,5 $\lambda/L$	-17,6	1,0
			0,5	-	62,5 $\lambda/L$	-20,6	0,964
$\xi^2 R/R; u = kR \sin \theta$ (круглая апертура)	$v = \frac{2}{1+\Delta} \left[ \Delta \Lambda_1(u) + \frac{1}{2} (1-\Delta) \Lambda_2(u) \right], \quad v = 3(1+\Delta)^2 / 4(1+\Delta + \Delta^2)$	$\Lambda_1(u)$	0,316	-	65,3 $\lambda/L$	-22,4	0,917
			0,1	-	69,9 $\lambda/L$	-24,2	0,818
			0	1	72,8 $\lambda/L$	-24,6	0,75
			0	2	84,2 $\lambda/L$	-30,6	0,555
$(1-\xi^2)^n$	$\Lambda_{n+1}(u), \quad v = \frac{2n+1}{(n+1)^2}$	$\Lambda_{n+1}(u), \quad v = \frac{2n+1}{(n+1)^2}$	0	3	94,5 $\lambda/L$	-36	0,438
			0	4	105,4 $\lambda/L$	-40,9	0,36

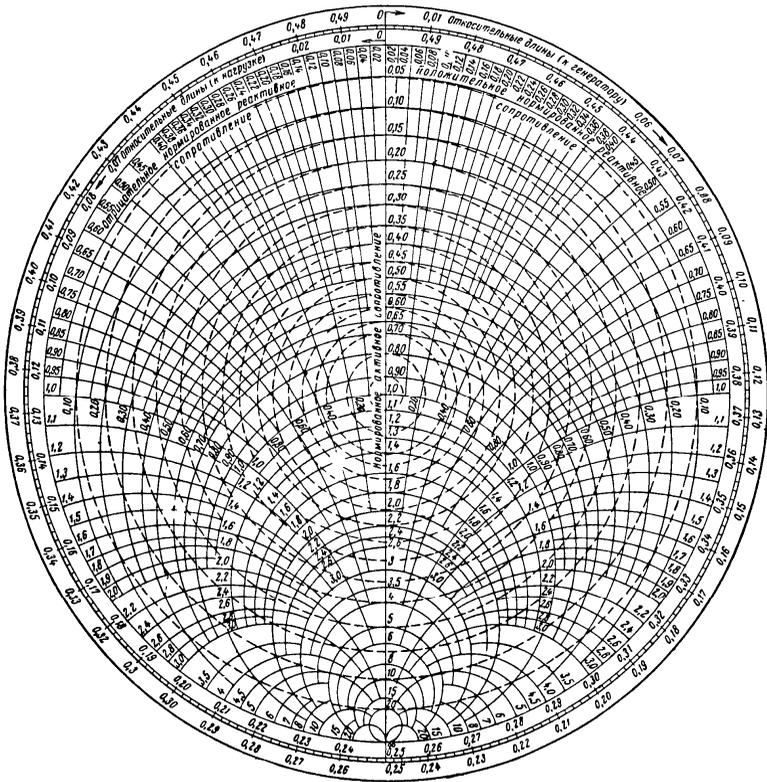


Рис. П.13. Круговая диаграмма Вольперта - Смита.