

Министерство образования Российской Федерации
Научно-исследовательский радиофизический институт

Препринт № 492

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ
АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ СИСТЕМ И ВОЛНОВОДНЫХ
СВЧ УСТРОЙСТВ**

Методическая разработка по дисциплине
“Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ” для
проведения практических и лабораторных занятий
студентов ВУЗов

Н. А. Дугин
Е. Н. Мясников

Нижний Новгород 2004

Дугин Н. А., Мясников Е. Н. Исследование параметров антенно-фидерных систем и волноводных СВЧ устройств: методическая разработка // Препринт №492. — Нижний Новгород. 2004. 44 с.

Разработано методическое пособие для проведения практических и лабораторных занятий со студентами на филиале кафедры физики Волжской государственной академии водного транспорта (ВГАВТ) по специальности 2013 “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”.

Приведено краткое изложение основ построения антенно-фидерных систем, принципов действия элементов волноводных СВЧ трактов и методик измерений параметров устройств СВЧ. Коаксиальные СВЧ устройства описаны в отдельной работе; связующие элементы различных трактов рассматриваются в обеих работах.

Целью методического пособия является разработка заданий для выполнения лабораторных работ по разделам “Излучение электромагнитных волн” и “Антенно-фидерные устройства”, входящим в курсы “Основы электродинамики и распространение радиоволн” и “Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ”.

Лабораторная работа выполняется в рамках программы специализации студентов дневного отделения электромеханического факультета ВГАВТ на филиале кафедры физики в Научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ).

Работа выполнена при поддержке гранта Ведущая научная школа “Галактическая и внегалактическая радиоастрономия. Межзвездная среда” (№ НШ – 1423.2003.2) и проекта РФФИ №03.02.16685.

Рецензенты:

канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры физики ВГАВТ Щедрин М. И.
канд. техн. наук, зав. сектором НИРФИ Калинин А. В.

ВВЕДЕНИЕ

Обычно под волноводом понимают полый металлический цилиндр, не содержащий внутреннего провода, с поперечным сечением произвольной формы. Для расчета параметров волн в волноводе требуется решение уравнений электромагнитного поля с учетом граничных условий на поверхности проводника. Оказывается, что волны, распространяющиеся в волноводе, не являются чисто поперечными и могут быть разделены на два класса. В одном из них магнитное поле \vec{H}_\perp является поперечным (TH -мода), а электрическое поле имеет продольную к направлению распространения волны составляющую (эту моду часто называют E -волной), в другом — поперечным является электрическое поле \vec{E}_\perp , а продольную составляющую имеет магнитное поле (это TE -мода, или H -волна). Продольные компоненты этих полей удовлетворяют двумерному уравнению Гельмгольца, решениями которого является набор дискретных мод с различными длинами волн.

Волны в волноводе имеют непрерывный частотный спектр и могут распространяться только при условии, если частота превышает критическую частоту $f > f_{кр}$. Критическая частота тем выше, чем большие значения принимают целые числа n и m , характеризующие тип гармоник полей E_{mn} , (либо H_{mn}), определяющих число узлов, на которых амплитуды данных полей обращаются в нуль. Если вместо частоты использовать в качестве параметра длину волны, то можно сказать, что распространение возможно при условии, когда длина волны в свободном пространстве короче критической длины волны $\lambda < \lambda_{кр} = c/f_{кр}$, здесь $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме. При этом длина волны в волноводе равна $\lambda_b = \lambda/n_b$, и всегда больше λ , т. к. эффективный показатель преломления, определяемый выражением $n_b = \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$, при $\lambda < \lambda_{кр}$ всегда меньше единицы. Для волноводов простой формы, имеющих круговое, либо прямоугольное поперечные сечения, значение $\lambda_{кр}$ имеет порядок наибольшего внутреннего расстояния между стенками.

Фазовая скорость распространяющейся в волноводе волны $v_{\phi} = c/n_{\text{в}}$ зависит от её частоты (длины волны) и всегда больше скорости света c . Групповая скорость $v_{\text{гр}} = v_{\phi} - \lambda \cdot (dv_{\phi}/d\lambda)$ удовлетворяет соотношению $v_{\text{гр}} = c^2/v_{\phi}$ и меньше c , поэтому волновод часто рассматривают в качестве замедляющей системы. Волны, распространяющиеся в волноводе (даже, если его стенки идеально проводящие, а среда заполнения — вакуум), всегда обладают дисперсией, т. е. зависимостью фазовой скорости от частоты волны. Дисперсия тем больше, чем рабочая частота ближе к критической $f \gtrsim f_{\text{кр}}$. Волновое сопротивление волновода, равное отношению поперечных к боковой поверхности компонент электрического и магнитного полей $Z_{\text{в}} = E_{\perp}/H_{\perp}$, различно для разных типов волн и составляет $Z_{\text{в}}^{TE} = Z/n_{\text{в}}$ и $Z_{\text{в}}^{TM} = Z \cdot n_{\text{в}}$ для TE и TM мод соответственно, где $Z = 377/\sqrt{\epsilon\mu}$ (Ом) — волновое сопротивление среды, заполняющей полость волновода.

При выполнении условия $f \gg f_{\text{кр}}$ свойства волновода радикально не отличаются от свойств свободного пространства, и такие направляющие системы обычно называют квазиоптическими, имея в виду, что длина электромагнитной волны λ оказывается много меньше характерных размеров системы, и структура полей определяется дифракционными эффектами. Их обычно применяют для передачи информации в оптико-волоконных линиях связи, где часто используется эффект внутреннего отражения при распространении волн в среде с показателем преломления, большим единицы. В диапазоне СВЧ волноводы применяют только для сантиметрового и более коротковолнового диапазонов длин волн. Отметим, что волноводы конструктивно просто соединяются с рупорами, которые часто используют в качестве облучателей для передающих и приемных антенн в СВЧ диапазоне.

Задачей лабораторной работы является исследование параметров антенно-фидерных систем, выполненных на основе волноводных трактов.

1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ В ВОЛНОВОДАХ

1.1. Расчет электромагнитных полей в волноводах

Рассмотрим прямолинейный волновод с произвольной одно-связной формой поперечного сечения, не зависящей от координаты z . Электромагнитное поле в свободном пространстве подчиняется уравнениям Максвелла

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, & \operatorname{div} \vec{E} &= 0, \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, & \operatorname{div} \vec{H} &= 0. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Граничные условия на поверхности идеального проводника имеют вид $E_\tau = 0$, $H_n = 0$. В монохроматической волне, распространяющейся вдоль координаты z , электрическое и магнитное поля имеют зависимости $\exp\{-i\omega t + ik_z z\}$. Все возможные волны, распространяющиеся в таком волноводе, можно разбить на два типа — в одном из них $H_z = 0$, т.е. распространяется поперечная магнитная ($ТН$ -волна). В этой волне $E_z \neq 0$, поэтому её также называют электрической, или E -волной. Другой тип волн является поперечным электрическим ($ТЕ$), поскольку $H_z \neq 0$, её также называют магнитной, или H -волной.

Для E -волны E_x и E_y — компоненты уравнений Максвелла — запишутся через E_z как

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} - ik_z E_y &= i\omega\mu_0 H_x, & -\frac{\partial E_z}{\partial x} + ik_z E_x &= i\omega\mu_0 H_y, \\ k_z H_y &= \omega\varepsilon_0 E_x, & k_z H_x &= \omega\varepsilon_0 E_y. \end{aligned} \quad (1.2)$$

Из них следует, что поперечные компоненты электрического E_x , E_y и магнитного H_x , H_y полей могут быть выражены через продольную компоненту E_z электрического поля, которая в свою очередь удовлетворяет 2-х мерному уравнению Гельмгольца

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k_\perp^2 E_z = 0, \quad \text{где } k_\perp^2 = \omega^2/c^2 - k_z^2. \quad (1.3)$$

Граничное условие к этому уравнению заключается в обращении в нуль всех тангенциальных составляющих электрического поля $E_z = 0$ на поверхности проводника. Аналогичное уравнение получается и для компоненты $H_z \neq 0$ для волны магнитного типа. Граничное условие для H -волны заключается в обращении в нуль нормальной производной магнитного поля $\partial H_z / \partial n = 0$.

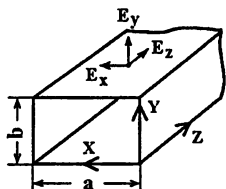


Рис. 1.1. Прямоугольный волновод

Для волновода определенного сечения таким решениям отвечают вполне определенные значения волнового параметра $k_{\perp}^2 = k_x^2 + k_y^2 = \omega^2/c^2 - k_z^2$. На практике наиболее часто встречаются волноводы, имеющие поперечное сечение в виде прямоугольной, либо круглой формы. Рассмотрим волновод (рис. 1.1), сечение которого имеет вид прямоугольника со сторонами a и b . Для волны TE -поляризации z -компонента электрического поля имеет вид

$$E_z = E_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y) \exp(-i\omega t + ik_z z), \quad (1.4)$$

где E_0 — постоянная, а k_x и k_y — компоненты волнового вектора могут принимать только дискретные значения $k_x = \pi m/a$, $k_y = \pi n/b$, где $m, n = 1, 2, \dots$ целые числа, определяющие количество узловых точек для компоненты поля E_z . Заметим, что значения m и n не могут обратиться в нуль, поскольку этому случаю соответствовало бы однородное вдоль оси z электрическое поле, что противоречит граничным условиям. Так как $\omega = ck$ и $k = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}$, то

$$\omega = c \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2 + k_z^2}, \quad (1.5)$$

а поскольку волновое число k_z является произвольным, то ω может принимать непрерывный спектр значений при условии, что

$$\omega > \omega_{mn} = \pi c \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}. \quad (1.6)$$

Волны с заданными значениями m и n называют mn -гармониками, распространяющимися в волноводе, им соответствуют действительные значения волнового числа k . Таким образом волновод пропускает без затухания только волны, частота которых выше некоторой критической частоты $\omega > \omega_{кр} = \omega_{mn}$, значение которой зависит от E_{nm} гармоники поля, при этом длина волны равна

$$\lambda_{в} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega^2/c^2 - m^2\pi^2/a^2 - n^2\pi^2/b^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \lambda^2/\lambda_{кр}^2}}, \quad (1.7)$$

здесь $\lambda = 2\pi c/\omega$ — длина волны в вакууме, $\lambda_{кр} = 2\pi c/\omega_{mn}$. На рис. 1.2 показаны распределения электрического и магнитного полей в поперечном сечении волновода для гармоники E_{11} .

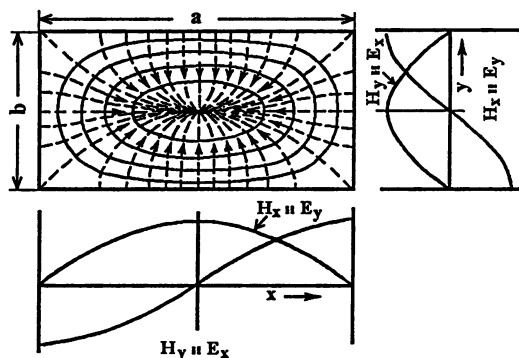


Рис. 1.2. Распределение электрического и магнитного полей в поперечном сечении волновода для гармоники E_{11} . Пунктирные линии — проекции линий электрического поля, сплошные линии — магнитного поля.

Для TE -волн выражение для H_z компоненты магнитного поля имеет вид

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{\pi m x}{a}\right) \cos\left(\frac{\pi n y}{b}\right) \exp(-i\omega t + ik_z z), \quad (1.8)$$

где H_0 — постоянная. Мы видим, что в отличие от волны E -типа, компонента магнитного поля H_z не обращается в нуль на поверхности металла. Практически важным для волн TE -поляризации является случай, когда один из индексов магнитного поля H_{n0} равен нулю, что соответствует однородному по координате y магнитному полю $H_y = \text{const}$. Отметим, что волна данного типа для TM -поляризации не может существовать, в противном случае это бы противоречило граничным условиям для электрического поля. Для волны H_{10} , распространяющейся в волноводе, имеет место минимальная критическая частота, или максимальная длина волны, которую может пропустить волновод заданного поперечного сечения. На рис. 1.3 показано распределение электрического и магнитного полей в поперечном сечении волновода для гармоники H_{10} .

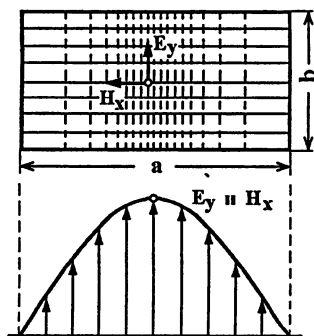


Рис. 1.3. Распределение электрического и магнитного полей в поперечном сечении волновода для гармоники H_{10} .

Волновое сопротивление волновода определяется как отношение поперечных к боковой поверхности металла компонент напряженности электрического и магнитного полей $Z_B = \frac{E_{\perp}}{H_{\perp}}$. Для волн TE и TM типов оно равно соответственно

$$Z_B^{TE} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon\mu}} \frac{1}{\sqrt{1 - \lambda^2/\lambda_{кр}^2}} \quad (\text{Ом}), \quad (1.9)$$

$$Z_B^{TM} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{1 - \lambda^2/\lambda_{кр}^2} \quad (\text{Ом}). \quad (1.10)$$

Здесь ϵ и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей волновод, 377 (Ом) — эффективное волновое сопротивление свободного пространства.

Из соотношений (1.5), (1.6) следует, что фазовая скорость волн, распространяющихся в волноводе, равна

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{k_z} = \frac{c}{\sqrt{1 - \omega_{mn}^2/\omega^2}}. \quad (1.11)$$

Величина v_{ϕ} больше скорости света в вакууме, а при $\omega = \omega_{mn}$ она обращается в бесконечность. Заметим, что скорость распространения энергии электромагнитного поля определяется не фазовой, а групповой скоростью

$$v_{\text{гр}} = \frac{d\omega}{dk_z} = c \sqrt{1 - \frac{\omega_{mn}^2}{\omega^2}}, \quad (1.12)$$

которая всегда меньше скорости света. Фазовая и групповая скорости в волноводе удовлетворяют соотношению $v_{\phi} \cdot v_{\text{гр}} = c^2$, где c — скорость света в вакууме.

Рассмотренные выше типы волноводов являются волноводами с односвязным сечением, в которых в плоскости, ортогональной направлению распространения волны, имеется только одна замкнутая металлическая поверхность. Как было показано, особенностью таких волноводов является наличие граничной частоты ω_{mn} , меньше которой электромагнитные волны не распространяются. Волны в односвязных волноводах не являются поперечными, электрическое (либо магнитное) поле в таких структурах имеет не равную нулю компоненту в направлении распространения волны, а фазовая скорость таких волн больше скорости света в вакууме. Использование односвязных волноводов на практике обычно ограничено случаем достаточно высоких частот, при которых размер волновода не является экстремально большим. Волноводы данной конструкции позволяют пропускать электромагнитное излучение достаточно большой мощности, для этого необходимо, чтобы не возникал пробой между стенками, ортогональными направлению электрического поля.

1.2. Излучение электромагнитных волн рупорной антенной

Для создания направленного излучения радиоволн сантиметрового диапазона часто применяют рупорные антенны. Рупор конструктивно хорошо сочетается с волноводами прямоугольного, либо круглого сечения, являясь как бы их естественным продолжением. Разумеется, что электромагнитная волна будет излучаться в пространство непосредственно из открытого отверстия волновода. Открытый конец волновода можно рассматривать как простейшую антенну СВЧ, но такие излучатели являются слабо направленными. Кроме того, открытый конец волновода отражает заметную часть СВЧ энергии, не излучая её в свободное пространство. Коэффициент отражения открытого волновода равен 0,25–0,3.

Расширение волновода, образующее рупор, улучшает направленность и уменьшает отражение, улучшает согласование волновода с открытым пространством, благодаря чему уменьшаются потери энергии и возрастает мощность излучения. Коэффициент отражения используемых рупоров близок к нулю.

Если волновод расширен по одной из сторон, образуется *секторный E-* или *H-* рупор (рис. 1.4, а, б). Рупор, расширенный по обеим плоскостям, называется *пирамидальным рупором* (рис. 1.4, в).

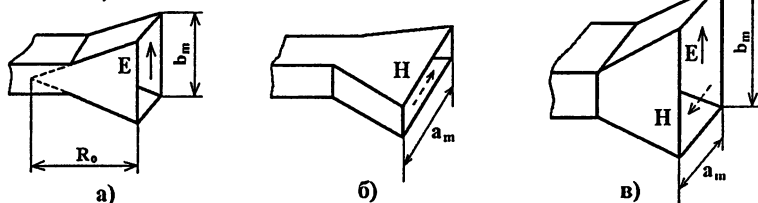


Рис. 1.4. Рупорные антенны: а) — секторный *E*-рупор; б) — секторный *H*-рупор; в) — пирамидальный рупор.

Секторный рупор образует веерообразную (ножевую) диаграмму. Рупор расходящийся в магнитной плоскости (*H*-рупор),

имеет меньше побочного излучения, чем рупор, расходящийся в электрической плоскости (E -рупор), и поэтому предпочтительнее.

Реальный излучатель электромагнитных волн представляет собой антенну, которая излучает не плоскую волну, распространяющуюся только в одном направлении, например z , но также и волны, распространяющиеся в других направлениях. Основные свойства рупорной антенны можно понять, если рассматривать её как постепенно расширяющийся волновод. Имеется несколько видов рупорных антенн: секториальные — расширяющиеся только в одной плоскости вектора \vec{E} либо вектора \vec{H} , и пирамидальные — расширяющиеся сразу в двух плоскостях.

Характеристикой направленности излучения антенны является диаграмма направленности $D(\theta, \varphi)$, которая характеризует зависимость интенсивности излучения от углов θ и φ (напомним, что аксиальный угол θ отсчитывается от направления оси z , а угол φ — в плоскости xy от направления оси x). При возбуждении питающего волновода волной типа TE_{10} , наиболее часто применяются пирамидальные рупорные антенны. Поляризация радиоволн, излучаемых таким рупором, является линейной, направление электрического поля определяется направлением запитывающего волновода вибратора. Наличие рупора на открытом конце волновода позволяет увеличить направленное действие излучения, а также согласовать волновод со свободным пространством. Как и для волн в свободном пространстве волновое сопротивление волновода равно отношению поперечных к направлению распространения компонент электрического и магнитного полей, т. е. определяется выражением

$$\begin{aligned}
 R_{\text{в}} &= \frac{E_x}{H_y} = \frac{\mu_0 \omega}{k} = \mu_0 v_{\text{ф}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{1 - \omega_{\text{кр}}^2 / \omega^2}} = \\
 &= \frac{377}{\sqrt{1 - \omega_{\text{кр}}^2 / \omega^2}} \text{ (Ом)}.
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

Из приведенного выражения следует, что уменьшение параметра $\omega_{кр}/\omega$ приводит к приближению волнового сопротивления рупорной антенны к волновому сопротивлению вакуума $R_{в} = 377$ Ом. Распространение волны в рупоре приводит к согласованию волнового сопротивления антенны с волновым сопротивлением свободного пространства, при этом фазовая скорость волны убывает до фазовой скорости электромагнитной волны в вакууме $v_{ф} = c$. При заданном угле расширения рупора ψ направленное действие получается тем больше, чем больше длина рупора L , причем предельный угол ψ_{\max} определяется по формуле

$$\sin \left\{ \frac{\psi_{\max}}{2} \right\} = \frac{4a_p \lambda}{4a_p^2 + \lambda^2}, \quad (1.14)$$

где a_p — размер рупора в направлении, перпендикулярном линиям электрического поля \vec{E} . Ширина характеристики направленности рупорной антенны в плоскости вектора \vec{H} вычисляется по формуле $\theta_H = 1,2 \cdot \lambda/b_p$ (рад), где b_p — размер рупора в направлении вектора электрического поля. Ширина характеристики направленности в плоскости вектора \vec{E} равна $\theta_E = \lambda/a_p$ (рад).

В раскрыте рупора образуется электромагнитное поле со взаимно-перпендикулярными векторами \vec{E} и \vec{H} . Поверхность равных фаз этих векторов не является плоской, а имеет сферическую или цилиндрическую форму, что ухудшает характеристики направленности антенны по сравнению с характеристиками направленности излучающей плоской поверхности.

В рупорных антеннах синфазная поверхность выравнивается с увеличением отношения длины рупора к длине волны l/λ . При некотором отношении l/λ имеет место оптимум. В случае секторного рупора в плоскости E : $\theta_E = \lambda/a_p$. В случае секторного рупора в плоскости H : $\theta_H = 1,2 \cdot \lambda/b_p$ (рад).

Если необходимо получить максимальный коэффициент направленного действия (КНД) от рупора данной длины l , то ис-

пользуют пирамидальные рупоры. В случае пирамидального рупора КНД пропорционален КНД двух секторных рупоров соответствующих раскрывов.

Оптимальный КНД E - и H -рупоров можно рассчитать по формуле

$$\text{КНД}_E = \text{КНД}_H = 4\pi 0,64 S/\lambda_0^2, \quad (1.15)$$

где S — площадь раскрыва рупора; $K_{\text{и}} = Sg/S = 0,64$ — коэффициент использования поверхности раскрыва, учитывающий неравномерность и несинфазность её возбуждения.

Основным недостатком рупорной антенны является громоздкость. Этого принципиального недостатка стараются избежать, применяя линзы, выравнивающие поверхность равных фаз в раскрыве рупора.

Рупорные антенны используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн для формирования относительно широких ДН (примерно $\theta = 10 - 20^\circ$) при небольших КНД (не более 20 дБ). Рупорные антенны применяются как элементы антенных решеток, а также как облучатели зеркальных и линзовых антенн.

2. ОБЪЕКТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА

2.1. Волноводные нагрузки

Устройство, частично или полностью поглощающее или отражающее подводимую к нему высокочастотную мощность, называется *СВЧ нагрузкой* и характеризуется коэффициентом стоячей волны $K_{\text{ст}}$, фазой коэффициента отражения, рабочим диапазоном частот, допустимой мощностью рассеяния, а также геометрическими размерами, типом и волновым сопротивлением волноводного тракта.

Под *рабочим диапазоном частот* понимается интервал частот, в котором заданные параметры и характеристики СВЧ устройств сохраняются в установленных пределах.

Нагрузка СВЧ, у которой $K_{ст}$ меньше или равен заданному значению, близкому к единице, называется *согласованной*.

Нагрузки применяются в качестве эквивалентов антенн, в переключателях и циркуляторах, в балансных смесителях и делителях мощности, в направленных ответвителях и СВЧ мостах и для многих других целей.

Для указанных областей применения нагрузок необходимо, чтобы их $K_{ст}$ в рабочей полосе частот не превышал $1,02 \dots 1,05$ и не изменялся в зависимости от температуры, влажности и старения.

В зависимости от величины поглощаемой мощности обычно различают нагрузки *высокого уровня мощности* (от десятков ватт и выше) и нагрузки *низкого уровня мощности* (до десятков ватт).

Волноводные нагрузки низкого уровня мощности представляют собой, как правило, отрезки короткозамкнутых волноводов с помещенными внутрь поглотителями. В поглотителях происходит преобразование электромагнитной энергии в тепло. В СВЧ диапазоне такое преобразование может происходить на поверхности проводника за счет токов проводимости и в толще диэлектрика с большими потерями. В соответствии с этим *резисторы* бывают двух типов — *пленочные и объемные*.

Поглотитель на основе пленочного резистора представляет собой диэлектрическую пластину (например, из гетинакса, керамики, слюды), покрытую тонким слоем проводящего материала. В качестве последнего используют нихром, платину и другие материалы, наносимые способом распыления металла в вакууме, причем толщина пленки делается меньше глубины проникновения тока в металл.

Уменьшение отражений от пластины достигается приданием ей специальной клиновидной формы (рис. 2.1). Длина клина берется, как правило, больше половины длины волны в волноводе. Для получения максимального поглощения пластина устанавливается в волновод параллельно вектору \vec{E} поглощаемой волны, что и обуславливает наличие в поглощающем слое токов проводимости.

Для получения $K_{ст}$ нагрузки, не превышающего 1,05, затухание электромагнитных волн в поглотителе должно быть не менее 23 дБ. Обеспечение заданной величины затухания осуществляется с помощью нескольких параллельных пластин (см. рис. 2.1, а).

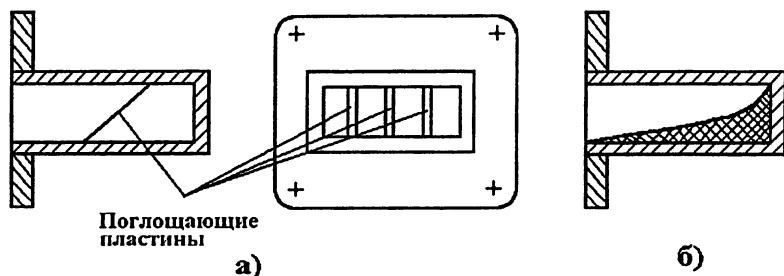


Рис. 2.1. а) — согласованная волноводная нагрузка с поверхностным поглотителем; б) — согласованная волноводная нагрузка с объемным поглотителем

На рис. 2.1, б приведена конструкция волноводной нагрузки с объемным поглотителем, выполненным из ферроэпоксида. Интервал рабочих температур такой нагрузки от -60 до $+150^\circ \text{C}$. Малая длина поглощающего клина достигается благодаря использованию экспоненциального профиля клина в плоскости E .

2.2. Трансформаторы сопротивлений

Четвертьволновый согласующий трансформатор представляет собой отрезок линии передачи длиной $\lambda/4$, включенный между согласуемыми линиями передачи с разными волновыми сопротивлениями или между линией передачи и нагрузкой. Волновое сопротивление трансформатора подбирается таким, чтобы создавались два равных по амплитуде отражения на его входе и выходе. Поскольку длина трансформатора $\neq \lambda/4$, то отражения на его входе компенсируются отражениями, возникающими на его выходе.

Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора, в которой сохраняется приемлемое согласование, зависит от скачка трансформируемых сопротивлений. Чем меньше скачок сопротивлений, тем шире полоса.

Сужение полосы частот при значительных скачках сопротивлений приводит к тому, что, как правило, четвертьволновые трансформаторы применяются для согласования однотипных линий передачи с малым отличием волновых сопротивлений.

Переходы с одного типа волновода на другой (коаксиально-волноводный переход). На практике часто встречаются случаи, когда необходимо соединять линии передачи или устройства, сконструированные на базе отрезков линии, имеющие разные формы сечений и разную структуру электромагнитного поля. *Устройства*, осуществляющие сопряжение волноводов различных видов с преобразованием волны одного типа в другой, также называются *переходами*.

Переходы этого типа создаются по принципу возбуждения одной линии другой с помощью возбуждающих устройств (щелей, отверстий, штырей и др.) или по принципу постепенного изменения структуры поля и создания условий для быстрого затухания трансформируемого типа волны. Хорошее согласование переходов достигается в ограниченном диапазоне частот и при отклонении частоты от расчетной ухудшается за счет нарушения правильной трансформации волн и появления реактивной составляющей входной проводимости перехода. Характеризуются переходы типом, размерами и волновым сопротивлением соединяемых линий передачи, типом волн в линиях, минимальным $K_{ст}$ в рабочей полосе частот, допустимым изменением фазы сигнала, минимальными потерями рабочего типа волны, допустимой мощностью и др.

Одним из наиболее распространенных переходов является коаксиально-волноводный переход, примеры конструкций которого показаны на рис. 2.2. Они применяются для подключения к волноводным устройствам коаксиальных кабелей или других коаксиальных устройств, во вращающихся соединениях и т. д.

Действие этих переходов основано на возбуждении отрезка волновода электрическим или магнитным излучателем, служащим элементом связи между коаксиальным и прямоугольным волноводами. При этом T -волна в коаксиальном волноводе трансформируется в волну типа H_0 в прямоугольном волноводе. Для обеспечения минимального значения $K_{ст}$ перехода в его конструкции предусматриваются согласующие элементы.

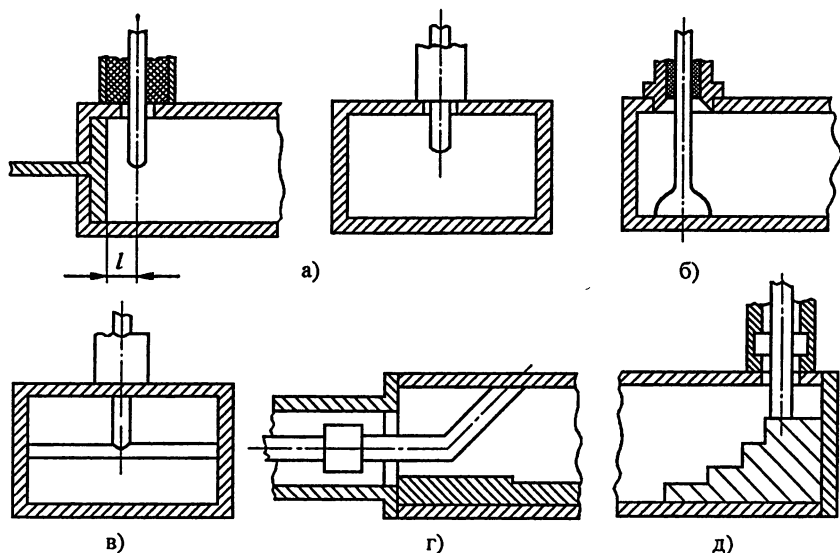


Рис. 2.2. Примеры конструкций коаксиально-волноводных переходов. Согласующие элементы в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий — а), б), в); ступенчатых переходов — г), д)

Эквивалентная схема перехода показана на рис. 2.3. Для согласования перехода необходимо уравнивать активную составляющую сопротивления перехода R_n и волновое сопротивление линии Z_n , а также компенсировать реактивную составляющую сопротивления перехода X_n . В конструкциях переходов согласование осуществляется с помощью выбора места расположения и геометрических размеров возбуждающего устройства и с помо-

щью согласующих элементов в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий (рис. 2.2, а, б, в), ступенчатых переходов (рис. 2.2, г, д) и др.

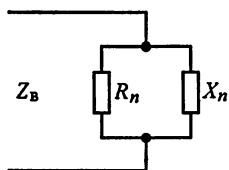


Рис. 2.3. Эквивалентная схема перехода

Следует отметить, что все выше рассмотренные переходы являются *взаимными устройствами*.

2.3. Разветвители

Для распределения ВЧ энергии по волноводным каналам в заданном отношении используют различного рода разветвители.

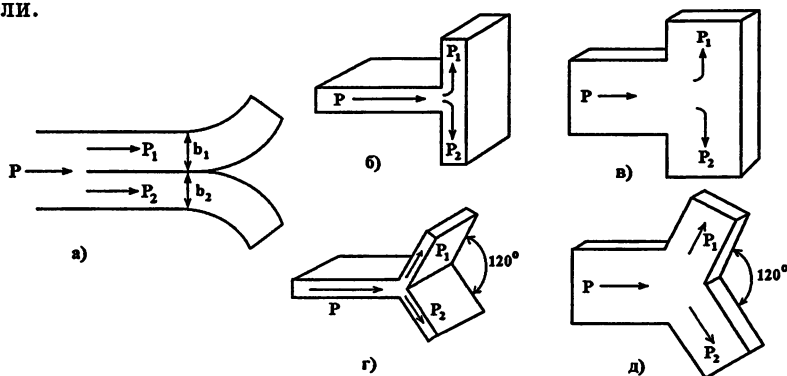


Рис. 2.4. Волноводные разветвители: а) — разветвление с помощью перегородки в волноводе; б) — 90° -градусный *E*-тройник; в) — 90° -градусный *H*-тройник; г) — 120° -градусный *E*-тройник; д) — 120° -градусный *H*-тройник

Простейшая конструкция разветвителя представляет собой отрезок волновода с помещенной параллельно широкой стенке проводящей пластиной (рис. 2.4, а). При этом образуется раз-

ветвление с делением мощности пропорционально высотам вновь образованных волноводов b_1 и b_2 .

Одним из наиболее широко встречающихся видов разветвителей является так называемое T -образное разветвление или *волноводный тройник*. Если плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой лежат силовые линии вектора \vec{E} основного типа волны H_{10} , то такой тройник называется E -тройником (рис. 2.4, б, г), в случае разветвления в плоскости магнитных силовых линий — H -тройником (рис. 2.4, в, д). В зависимости от угла, под которым происходит разветвление волноводов, различают 90-градусные (рис. 2.4, б, в) и 120-градусные тройники (рис. 2.4, г, д).

T -образные разветвители обладают взаимными свойствами: если к плечам 1 и 2 E -тройника подключены противофазные генераторы, то в плече 3 выделится энергия суммарной волны, для выделения энергии в плече 3 H -тройника необходимо подключить к плечам 1 и 2 синфазные генераторы.

Если в E - или H -плечи тройников ввести подвижные короткозамыкающие поршни, то они могут играть роль переменных реактивных сопротивлений, включенных параллельно либо последовательно в тракт.

Направленные ответвители.

Направленными ответвителями (НО) называются восьми-полюсники, предназначенные для направленного ответвления СВЧ энергии. В частности, они могут использоваться для раздельного ответвления из линии передачи энергии либо падающей, либо отраженной волны.

Используются направленные ответвители в схемах измерения коэффициентов отражения, смещения и разделения сигналов, контроля параметров сигналов: мощности, частоты и пр., в схемах переключателей и фазовращателей и т. д.

Линия передачи НО, по которой передается основная мощность, называется первичной или основной, а линия, в которую ответвляется часть мощности, вторичной или вспомогательной. Как правило, НО является устройством взаимным, хотя

существуют и невзаимные направленные ответвители, у которых связь линий передачи осуществляется через намагниченный феррит.

Основными характеристиками НО являются: переходное ослабление, направленность, развязка, $K_{ст}$ первичной и вторичной линий.

Наиболее распространенной конструкцией НО с одним элементом связи является ответвитель Бете, где в качестве элемента связи используется круглое отверстие посередине широкой стенки двух соединенных вместе волноводов.

Направленный ответвитель можно сконструировать на базе ненаправленных элементов связи, какими являются, например, отверстия в узкой стенке прямоугольного волновода, связь через которые осуществляется за счет тангенциальной составляющей магнитного поля. Два таких отверстия, расположенных на расстоянии $l = \lambda_B/4$ друг от друга, обеспечивают направленную связь. Направленность достигается за счет интерференции электромагнитных волн, возбужденных во вторичном волноводе.

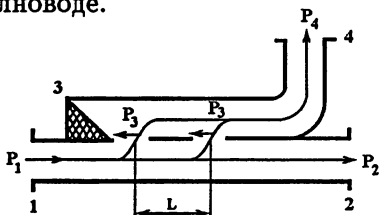


Рис. 2.5. Двухэлементный направленный ответвитель

Рис. 2.5 иллюстрирует принцип работы НО с двумя элементами связи. Пусть волна H_{10} поступает в плечо 1 нижнего волновода. Каждое отверстие связи возбуждает во вспомогательном волноводе две волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. В плечо 3 приходят две волны, фазовый сдвиг между которыми составляет $\Delta\varphi = 2\beta l = \pi$, при этом волны гасятся. В плечо 4 приходят также две волны, фазовый сдвиг между которыми $\Delta\varphi = 0$, при этом волны складываются. Переходное ослабление таких НО велико и составляет величину

не менее 20 дБ, что позволяет их использовать для работы на высоких уровнях мощности.

Мостовые соединения.

Мостовым соединением (или *мостом*) называется восьми-полюсник, в котором волны в выходных плечах равны по величине ($P_2 = P_4 = 0,5P_i$) и имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот.

Мосты являются взаимными устройствами и представляют собой частный случай направленного ответвителя, у которого ответвленная мощность P_4 равна половине передаваемой. Мосты используются в циркуляторах, смесителях, делителях мощности, фазовращателях и др.

Основными характеристиками мостовых соединений являются коэффициент стоячей волны каждого из плеч при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах ($K_{ст}$), неравномерность деления мощности L , развязка и фазовые соотношения волн в выходных плечах.

Если мощность, поступающая на вход моста, не делится поровну между выходными плечами, т.е. $A_{41} \neq A_{21} \neq 3$ дБ, то величина отклонения переходного ослабления моста от 3 дБ характеризует неравномерность деления мощности.

Наиболее широкое распространение получили такие мостовые устройства, как двойные тройники, щелевые мосты, квадратурные мосты, кольцевые мосты и др.

Двойной волноводный тройник (двойной T -мост) (рис. 2.6) образуется путем соединения в единое симметричное устройство разветвителей в плоскости E и в плоскости H (E - и H -тройников).

Рассмотрим основные свойства двойных волноводных T -мостов с учетом свойств E - и H -тройников, полагая, что все плечи

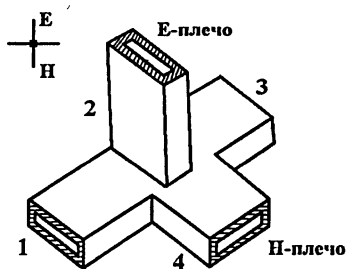


Рис. 2.6. Двойной волноводный тройник

нагружены на согласованные нагрузки и обеспечивают пропускание основной волны H_{10} .

Сигнал, поданный в E -плечо, делится на две равные части и противофазно проходит в плечи 1 и 3. Согласно принципу взаимности при подаче противофазных сигналов в плечи 1 и 3 вся мощность выделится в E -плече. Сигнал, поданный в H -плечо, делится на две равные части и синфазно проходит в плечи 1 и 3. Справедливо и обратное утверждение — при подаче синфазных сигналов в плечи 1 и 3 суммарный сигнал выделится в H -плече. В случае равенства волновых сопротивлений E - и H -плеч, сигнал, поданный в плечо 1, делится поровну между ними. Аналогичное свойство справедливо и для сигнала, поданного в плечо 3.

Анализируя рассмотренные свойства двойных T -мостов, можно отметить, что между E - и H -плечами так же, как и между плечами 1 и 3, существует взаимная развязка.

2.4. Атенюаторы

Устройства, предназначенные для ослабления и регулировки мощности сигнала, проходящего по СВЧ тракту, называются *аттенюаторами*. Применяются для создания необходимого уровня сигнала в различных приемных и измерительных приборах, для согласования СВЧ устройств и т. д.

К числу основных характеристик аттенюаторов относятся: величина вносимого ослабления, пределы регулировки ослабления, $K_{ст}$ входа и выхода, допустимая мощность рассеяния, точность калибровки ослабления, тип и геометрические размеры основного тракта.

По принципу действия разделяют аттенюаторы предельного типа и поглощающие. По характеру вносимого затухания — переменные и постоянные.

Принцип действия предельных аттенюаторов основан на затухании электромагнитных волн в запредельном волноводе.

Поглощающие аттенюаторы. По принципу действия аналогичны волноводным поглощающим нагрузкам. Простейшими фиксированными аттенюаторами могут служить отрезки волноводов с поглощающей вставкой с плавным изменением её ширины (для увеличения рабочей полосы частот) (рис. 2.7, а).

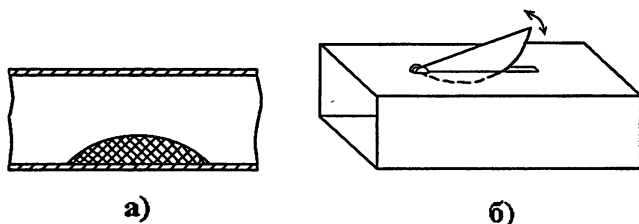


Рис. 2.7. а) — нерегулируемый аттенюатор;
б) — регулируемый аттенюатор

Принцип действия переменных волноводных поглощающих аттенюаторов показан на рис. 2.7, б и 2.8 (приведена конструкция наиболее распространенных аттенюаторов). В этих аттенюаторах используются пластины специальной формы, выполненные из поверхностных поглотителей на основе пленочных резисторов. Пластины помещают параллельно вектору \vec{E} основного типа волны. Регулировка вносимого затухания осуществляется двумя способами:

1) перемещением пластины от узкой стенки волновода (рис. 2.8), где затухание близко к нулю, к центру волновода, где оно максимально, так как напряженность электрического поля и токи проводимости в поверхностном слое также максимальны. Изменение величины затухания в этом случае является функцией распределения напряженности электрического поля в поперечном сечении волновода;

2) введением пластины параллельно вектору \vec{E} через узкую продольную неизлучающую щель в середине широкой стенки волновода (аттенюаторы ножевого типа). Изменение величины затухания достигается изменением глубины погружения пластины (рис. 2.7, б).

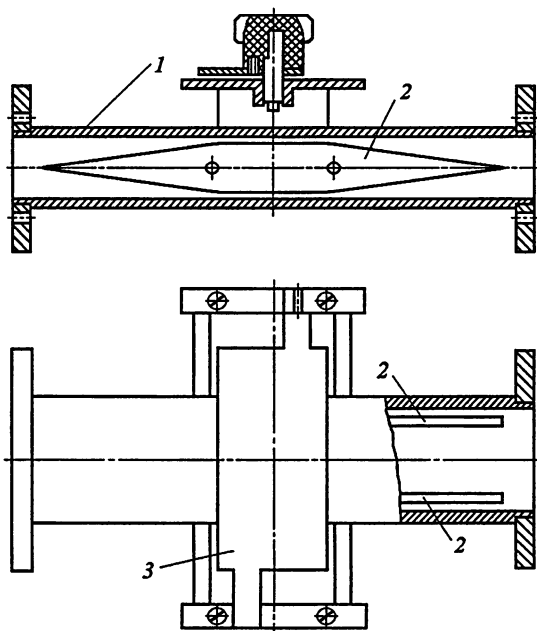


Рис. 2.8. Конструкция переменного поглощающего аттенюатора: 1 — волновод; 2 — поглощающая пластина; 3 — механизм перемещения

Для уменьшения $K_{ст}$ входа аттенюатора пластины изготавливаются с плавными переходами в виде скосов, либо округлений, $K_{ст}$ таких аттенюаторов не превышает величины 1,2 в полосе частот 10–15% f_0 .

2.5. Вентили

Ферритовые вентили. Ферритовым вентиляем принято называть волноводное устройство, величина вносимого затухания которого зависит от направления движения волны через него. Основными параметрами ферритового вентиля являются: затухание волн в прямом направлении, затухание волн в обратном направлении, полоса рабочих частот, допустимый уровень мощности, $K_{ст}$, тип и размеры волноводного тракта.

В волноводах прямоугольного сечения наибольшее распространение получили конструкции вентиляй, в которых используются резонансные свойства ферритов или эффект смещения поля.

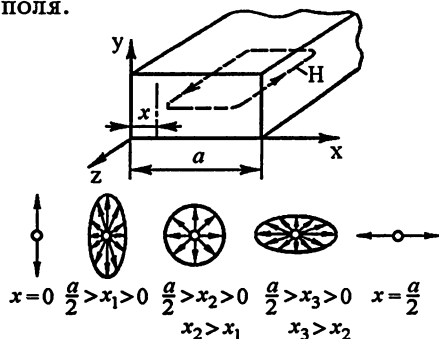


Рис. 2.9. К рассмотрению областей с круговой поляризацией магнитного поля волны H_{10} в различных сечениях прямоугольного волновода

Резонансный вентиль. В прямоугольном волноводе, работающем на волне H_{10} существуют две продольные плоскости $x = \text{const}$ (рис. 2.9), параллельные узкой стенке волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию. Эти плоскости находятся на расстоянии $x = (a/\pi) \arctg(\lambda_b/2a)$ от узких стенок волновода.

Направление вращения вектора \vec{H} в каждом из указанных продольных сечений взаимно противоположно и зависит от направления движения волны по волноводу. Поместим в волноводе в одной из двух указанных плоскостей ферритовую пластинку, намагниченную перпендикулярно широкой стенке волновода (рис. 2.10). Если напряженность

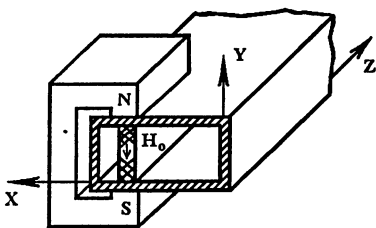


Рис. 2.10. Эскиз конструкции резонансного вентиля

постоянного магнитного поля выбрать равной или близкой к величине $H_{\text{рез}}$, то феррит поглощает мощность волны, создающей правополяризованное высокочастотное магнитное поле. Волна, распространяющаяся вдоль волновода в противоположном направлении, испытывает малое затухание. Серийно выпускаемые

ферритовые вентили обеспечивают в полосе частот $10\text{--}15\% f_0$ затухание в прямом направлении не более $0,5\text{ дБ}$, затухание в обратном направлении 20 дБ и имеют $K_{\text{ст}} = 1,08\text{--}1,1$.

Вентиль на смещении поля. Для получения вентилля, основанного на эффекте смещения поля, к поверхности феррита приклеивается пленка из поглощающего материала (рис. 2.11), в которой происходит поглощение отраженной волны. В этом случае феррит работает в режиме, когда $H_0 < H_{\text{рез}}$ и действительная часть магнитной проницаемости μ_+ имеет достаточно большую величину. При этом происходит вытеснение из феррита поля падающей волны и концентрация в феррите поля отраженной волны. На поверхности феррита напряженность электрического поля падающей волны близка к нулю, а для отраженной волны имеет большое значение. Затухание в вентиле волн обратного направления зависит от параметров поглощающего материала. Преимуществами этого вентилля по сравнению с резонансным являются меньшие значения намагничивающего поля H_0 (что уменьшает габариты и массу устройства) и более широкая полоса рабочих частот, которая достигает $20\text{--}25\% f_0$.

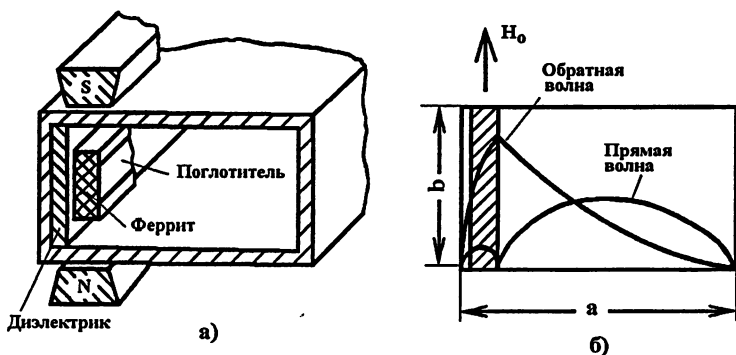


Рис. 2.11. Вентиль со смещением поля: а) — эскиз конструкции; б) — распределение напряженности электрического поля

Вентиль, основанный на эффекте Фарадея (рис. 2.12), представляет собой круглый волновод, вдоль оси которого распо-

ложен тонкий ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем H_0 . Напряженность магнитного поля H_0 значительно ниже резонансной величины $H_{рез}$. На входе вентиля расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа H_{11} с поляризацией, показанной на рис. 2.12, а, поглощающая пластина создает минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентиля. За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентиля поворачивается на 45° (при соответствующем подборе длины и диаметра ферритового стержня). Плоскость поляризации волны обратного направления поворачивается в ту же сторону еще на 45° . В результате электрическое поле отраженной волны оказывается параллельно плоскости поглощающей пластины. Отраженная волна практически полностью поглощается.

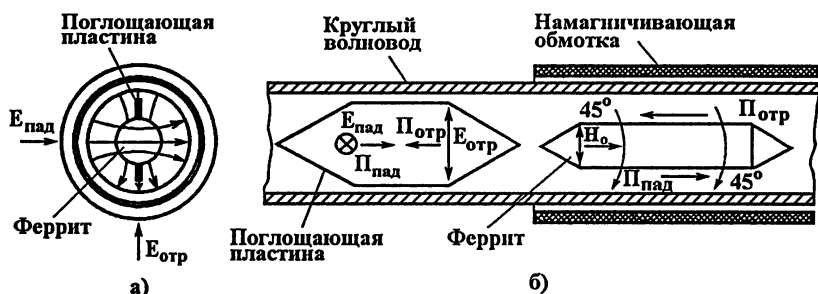


Рис. 2.12. Вентиль на эффекте Фарадея: а) — элементы конструкции; б) — распределение электрического поля на входе вентиля

Достоинством ферритовых устройств, основанных на использовании эффекта Фарадея, является малая величина намагничивающего поля H_0 . Полоса рабочих частот таких устройств составляет $15\text{--}20\% f_0$. Недостатки: сложность и громоздкость конструкции.

2.6. Волноводные фильтры

Основные виды фильтров и их параметры. Фильтром называют устройство, обладающее избирательными свойствами по отношению к сигналам разных частот. Основным назначением фильтров является подавление одних частотных составляющих некоторого сложного сигнала и обеспечение хорошей передачи других, или разделение сигналов по частоте в многоканальных системах.

По взаимному расположению полос пропускания (где затухание фильтров мало) и заграждения (где затухание велико) фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), т. е. фильтры, пропускающие частоты ниже заданной и подавляющие сигналы на других частотах, фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы вне этой полосы, полосовые фильтры (ПФ), пропускающие сигналы в пределах заданной полосы и подавляющие сигналы вне этой полосы, режекторные фильтры (РФ), подавляющие сигналы на частотах в пределах заданной полосы.

Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 2.13.

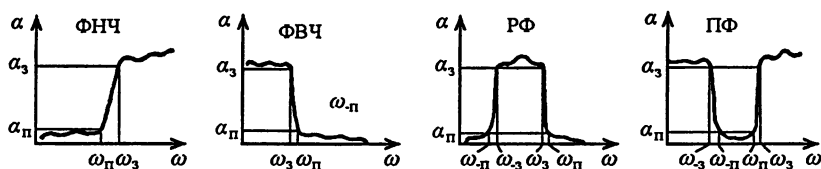


Рис. 2.13. Частотные характеристики фильтров

К числу основных параметров фильтров относятся: полоса пропускания, полоса заграждения, средняя частота, коэффициент затухания в полосе пропускания, коэффициент затухания в полосе заграждения, крутизна частотной характеристики, коэффициент отражения от входа и выхода, форма и размеры сечения линии передачи, в которую включается фильтр.

При рассмотрении конструкций фильтров на основе прямоугольных волноводов необходимо иметь в виду то, что волноводы обладают свойствами фильтров верхних частот, так как не пропускают частоты ниже критической. Однако волноводы позволяют также реализовать и ФНЧ, но для этого необходимо изготавливать их рифлеными (рис. 2.14, а) (с канавками в широкой стенке) или вафельными (рис. 2.14, б) (с продольными и поперечными канавками в широкой стенке).

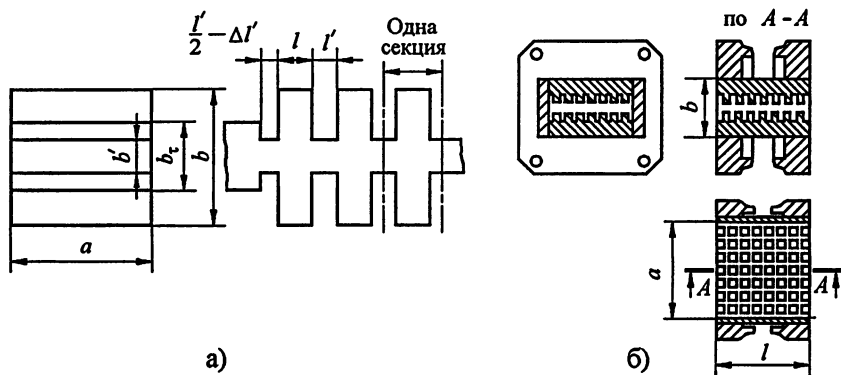


Рис. 2.14. Фильтры нижних частот на основе прямоугольного волновода: а) — рифленый; б) — вафельный

Фильтры верхних частот на основе прямоугольного волновода выполняются в виде суженного волновода, критическая частота которого равна граничной.

3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

Состав лабораторной установки

В состав лабораторной установки для исследования частотных характеристик коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) и ослабления элементов волноводных СВЧ трактов входят:

- измеритель КСВН панорамный Р2-61;

- перестраиваемый аттенюатор Д5-1;
- постоянный аттенюатор 10–15 дБ (волноводная вставка, сечение 23 × 10 мм);
- вентиль ЭВВС-101А;
- пирамидальный рупор;
- перестраиваемый узкополосный фильтр.

В состав измерителя панорамного Р2-61 входят:

- генератор качающейся частоты (ГКЧ) 61, предназначенный для генерирования ВЧ сигнала с изменяющейся частотой;
- индикатор КСВН и ослабления Я2Р-67, предназначенный для наблюдения на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) частотных характеристик КСВН и ослабления и проведения отсчета измеряемых величин по шкалам отсчетного устройства;
- комбинированный приборный комплект, который включает два направленных детектора (“отраженная” и “падающая”), согласованную нагрузку (СН), коаксиально-волноводный переход (КВП) и комплект соединительных кабелей. КВП предназначен для подсоединения волноводного измерительного тракта к коаксиальному выходу ГКЧ. Направленный детектор выделяет сигнал СВЧ, распространяющийся только в одном направлении.

Из узлов и блоков собираются необходимые схемы измерения.

Основные технические характеристики измерителя Р2-61:

- диапазон рабочих частот от 8,24 до 12,05 ГГц;
- сечение волноводного тракта 23 × 10 мм;
- пределы измерения КСВН 1,05–5,00;
- пределы измерения ослабления 0–35 дБ;
- на экране ЭЛТ высвечиваются две частотные метки, максимальная амплитуда не менее 5 мм;
- питание от сети переменного тока 220 в, 50 Гц;
- время прогрева 15 мин–1 час.

При работе с измерителем можно пользоваться Техническим описанием (ТО) и Инструкцией по эксплуатации (ИЭ, 1.403.044 ТО).

Принцип действия прибора-измерителя

Работа измерителя основана на принципе рефлектометра — отдельного выделения сигналов, пропорциональных мощности падающей от генератора волны и волны, отраженной от измеряемого объекта при измерении КСВН или прошедшей через измеряемый объект при измерении ослабления.

Сигналы, пропорциональные падающей и отраженной мощностям, снимаются с детекторных головок, встроенных во вторичных трактах направленных детекторов.

Уровень напряжения на выходе детекторной головки направленного детектора отраженной волны при квадратичном детектировании пропорционален квадрату коэффициента отражения Γ измеряемой нагрузки на частоте измерения. Шкалы индикатора проградуированы непосредственно в значениях КСВН и ослабления.

КСВН рассчитывается по формуле

$$K_{\text{свн}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (3.1)$$

Величина КСВН в ряде случаев выражается в децибеллах. При этом расчет ведется для значения коэффициента отражения по соотношению

$$\Gamma = 20 \lg \left(\frac{K_{\text{свн}} - 1}{K_{\text{свн}} + 1} \right) \text{ [дБ]}; \quad (3.2)$$

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Задание 4.1. Техника безопасности при проведении лабораторной работы

Ознакомиться с правилами по технике безопасности при работе на установках с напряжением до 1000 в и инструкцией по ТБ при работе с измерителем Р2-61 (по ТО).

ВНИМАНИЕ!

1. ЗАПРЕЩАЕТСЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ ПРИБОРА БЕЗ ЕГО ЗАЗЕМЛЕНИЯ.
2. ПРИ СБОРКЕ И РАЗБОРКЕ СВЧ КАНАЛА ТУМБЛЕР СВЧ ГЕНЕРАТОРА ДОЛЖЕН БЫТЬ ВЫКЛЮЧЕН.
3. ОТКРЫТЫЕ КОНЦЫ НАПРАВЛЕННЫХ ДЕТЕКТОРОВ ДОЛЖНЫ БЫТЬ НАГРУЖЕНЫ СН.

Задание 4.2. Калибровка прибора

Соединить ГКЧ, индикатор и СВЧ узлы согласно структурной схеме рис. 4.1.

Провести подготовку прибора к работе (п. 9 Инструкции по эксплуатации. Примечание: регулировки на задней панели блоков не требуют установки по описанию).

4.2.1. Исходное положение органов управления

Индикатора:

- переключатель "ПРЕДЕЛЫ" — "ПАД";
- ручки "КАЛИБР", "ПАД", "МЕТКА" — крайнее левое;
- ручка "ОТСЧЕТ" — положение, соответствующее значению "2 mV" по шкале "mV" индикатора;
- кнопка "∩" — нажата;
- кнопки "КОРРЕК", "ЛОГ", "−10 дБ" — отжаты;
- тумблер "СМЕЩЕНИЕ" — в верхнем положении (+);
- регулятор "КОНТР. УРОВЕНЬ" — крайнее левое положение.

Генератора:

- переключатель "АМ" — "ВНУТР";
- переключатель "ВР. ПЕРЕСТРОЙКИ S" — 0,08;
- переключатель "РЕЖИМ ПЕРЕСТРОЙКИ" — $F_1 - F_2$;
- переключатель "ВНЕШ" — "АМ";
- ручка " $F_1 F_0$ " — крайнее левое;
- ручка " $F_2 \Delta F$ " — крайнее правое;

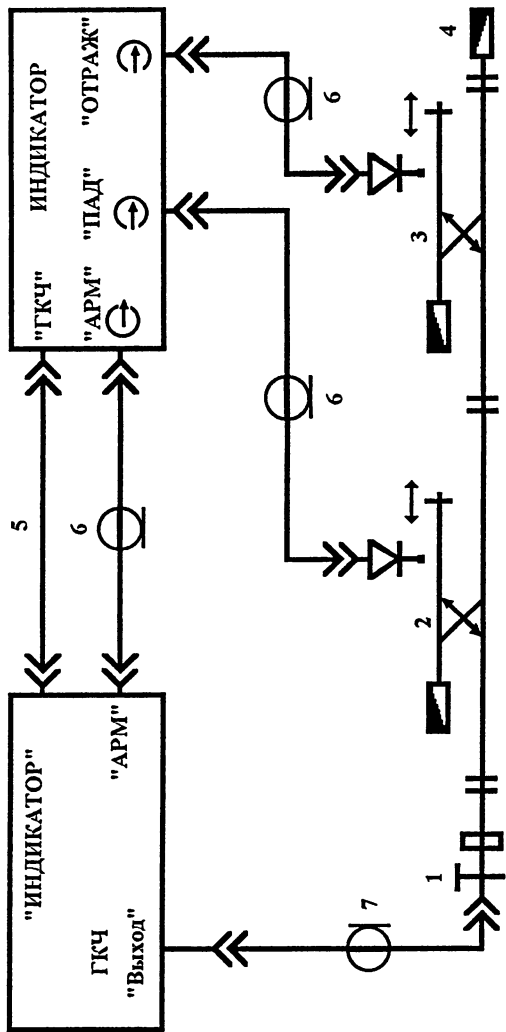


Рис. 1. Схема калибровки прибора:

- 1 — переход коаксиально-волноводный;
- 2 — детектор направленный "Падающая";
- 3 — детектор направленный "Отраженная";
- 4 — согласованная нагрузка "СН";
- 5 — кабель;
- 6 — кабель соединительный К-9;
- 7 — кабель соединительный ВЧ

- ручки “М1”, “М2”, “АМПЛИТУДА М1, М2” — среднее;
- ручка “УРОВЕНЬ” — крайнее правое;
- переключатель отсчетный — любое;
- тумблер “СВЧ” — нижнее (выключено).

Положение остальных органов управления — произвольное.

4.2.2. Провести калибровку прибора (п.10.1 ИЭ)

а) *Предварительная регулировка измерителя:*

- включить блоки прибора и дать прогреться не менее 15 минут;
- нажать кнопку “ $F_1 F_0$ ” переключателя отсчетного и ручкой “ $F_1 F_0$ ” установить на табло ГКЧ нижнюю полосу качания 8,4 ГГц;
- нажать кнопку “ $F_2 \Delta F$ ” переключателя отсчетного и ручкой “ $F_2 \Delta F$ ” установить на табло ГКЧ верхнюю полосу качания 9,5 ГГц.

б) *Установка уровня мощности ГКЧ:*

- поставить тумблер “СВЧ” в верхнее положение (включено);
- установить ручкой “ОТСЧЕТ” визир по шкале “mV” на “2 mV”; совместить ручками “УРОВЕНЬ” в ГКЧ и “ПАД” в индикаторе линию падающей мощности, наблюдаемой на экране ЭЛТ, с линией электронного визира; получить ровную линию без выбросов.

в) *Регулировка амплитуды и положения частотных меток:*

- убедиться, поворачивая поочередно ручки “АМПЛИТУДА М1, М2” и “МЕТКА”, в возможности регулирования амплитуды меток в пределах 0–5 мм, после чего установить удобную для работы амплитуду (2–3) мм;
- совместить ручками “М1” и “М2” метки с началом и концом наблюдаемой на экране ЭЛТ линии развертки.

г) *Калибровка прибора в полосе частот:*

- установить ручкой “ОТСЧЕТ” визир на отметку “0” по верхней шкале “dB”;

- установить переключатель “ПРЕДЕЛЫ” в положение “0”;
- совместить ручкой “КАЛИБР” наблюдаемую на экране линию калибровки с отсчетной линией так, чтобы отсчетная линия проходила по середине линии калибровки;
- измерить и зафиксировать в протоколе (отчете) измеренной величину неравномерности линии калибровки. Для этого ручкой “ОТСЧЕТ” совместить линию электронного визира с максимальными отклонениями линии калибровки в обе стороны. Отклонения линии калибровки, отсчитанные по верхней шкале индикатора, не должны превышать $\pm 0,3$ дБ в рабочем диапазоне частот. (Примечание: коррекция неравномерности не проводится.)

Задание 4.3. Проведение измерений параметров элементов волноводного тракта

4.3.1. Измерение КСВН

Провести измерения КСВН (п.10.2.2 ИЭ) в выбранной полосе частот для следующих элементов волноводных трактов:

- откалиброванной согласованной нагрузки с $K_{стU} = 1,06$;
- переменного аттенюатора Д5-1 для трех положений регулятора — среднего и двух крайних, при установленной СН на свободном конце волновода;
- постоянного аттенюатора 10–15 дБ при установленной СН на свободном конце волновода;
- вентиля ЭВВС-101А при прямом и обратном подключении с установленной СН на свободном конце волновода;
- переменного узкополосного фильтра;
- пирамидального рупора при направлении его раскрыва в свободное пространство или на радиопоглощающий материал (РПМ).

Последовательность действий при измерениях КСВН (п.10.2.2 ИЭ):

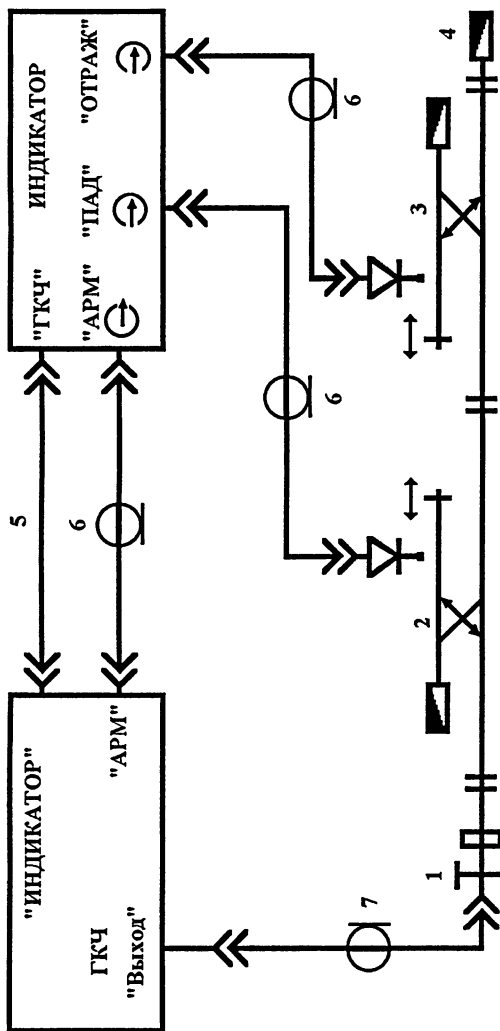


Рис. 2. Схема измерения КСВН:

- 1 — переход коаксиально-волноводный;
- 2 — детектор направленный "Падающая";
- 3 — детектор направленный "Отраженная";
- 4 — согласованная нагрузка "СН";
- 5 — кабель;
- 6 — кабель соединительный К-9;
- 7 — кабель соединительный ВЧ

- соединить ГКЧ, индикатор и СВЧ узлы (с СН в конце тракта) согласно структурной схеме рис. 4.2;
- установить переключателем “ВР. ПЕРЕСТРОЙКИ S” желаемый период перестройки (оптимальный — 0,08);
- переключатель “ПРЕДЕЛЫ” поставить в положение, в котором характеристика КСВН располагается вблизи середины экрана;
- совместить ручкой “ОТСЧЕТ” линию электронного визира на экране с интересующей точкой на характеристике КСВН и по шкале КСВН отсчетного устройства индикатора отсчитать измеренное значение;
- для определения частоты, соответствующей интересующей точке наблюдаемой характеристике КСВН, нажать кнопку “M1”, ручкой “M1” совместить частотную метку с этой точкой и по табло ГКЧ отсчитать значение частоты.

Зафиксировать в протоколе измерений:

- полученное значение КСВН откалиброванной согласованной нагрузки с $K_{сгУ} = 1,06$; сравнить его с паспортным значением;
 - полученное значение КСВН переменного аттенюатора Д5-1 при трех положениях регулятора; сравнением с КСВН СН определить величины КСВН аттенюатора;
 - полученное значение КСВН постоянного аттенюатора вставки 10–15 дБ; сравнением с КСВН СН определить величину КСВН постоянного аттенюатора;
 - полученные значения КСВН вентиля ЭВВС-101А; сравнением с КСВН СН определить величину КСВН вентиля в двух положениях;
 - полученное значение КСВН перестраиваемого фильтра в выбранной полосе частот, рассчитать величину полосы пропускания фильтра;
 - полученное значение КСВН пирамидального рупора.
- Фиксируются в протоколе максимальные и минимальные значения КСВН и соответствующие им частоты в выбранной полосе,

график зависимости КСВН от частоты в выбранной полосе (копировать с экрана ЭЛТ).

4.3.2. Измерение ослабления

Провести измерения ослабления в выбранной полосе частот для следующих элементов волноводных трактов:

- переменного аттенюатора Д5-1 для трех положений регулятора — среднего и двух крайних;
- постоянного аттенюатора 10–15 дБ;
- вентиля ЭВВС-101А при прямом и обратном подключении;
- перестраиваемого фильтра в выбранной полосе частот.

Последовательность действий при измерениях ослабления (п.10.2.2 ИЭ):

- соединить ГКЧ и индикатор согласно структурной схеме рис. 4.3 и между направленными детекторами подсоединить измеряемый объект (СВЧ узлы);
- произвести действия по измерению, аналогичные действиям при измерении КСВН; измеряемое значение ослабления определяется как алгебраическая сумма (с учетом знака) величины ослабления, соответствующего положению переключателя “ПРЕДЕЛЫ” со знаком минус и величины, отсчитанной по шкале “дВ”.

Зафиксировать в протоколе измерений:

- полученное значение ослабления переменного аттенюатора Д5-1 при трех положениях регулятора; сравнением с показаниями шкалы регулятора определить величины погрешности шкалы аттенюатора;
- полученное значение ослабления постоянного аттенюатора 10–15 дБ; определить точное значение ослабления постоянного аттенюатора;
- полученные значения ослабления вентиля ЭВВС-101А; определить величину ослабления сигнала вентилем в прямом и обратном направлениях;

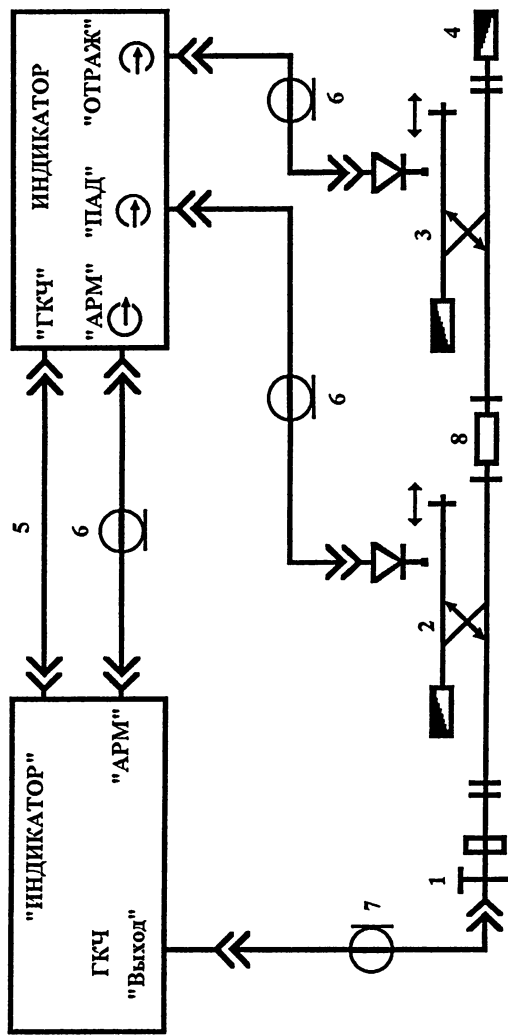


Рис. 3. Схема измерения ослабления:

- 1 — переход коаксиально-волноводный;
- 2 — детектор направленный "Падающая";
- 3 — детектор направленный "Отраженная";
- 4 — согласованная нагрузка "СН";
- 5 — кабель;
- 6 — кабель соединительный К-9;
- 7 — кабель соединительный ВЧ;
- 8 — измеряемый объект

- полученное значение ослабления перестраиваемого фильтра в выбранной полосе частот, рассчитать величину полосы пропускания фильтра.

Фиксируются в протоколе максимальные и минимальные значения ослабления и соответствующие им частоты в выбранной полосе, график зависимости ослабления от частоты в выбранной полосе (копировать с экрана ЭЛТ).

Требования к отчету исполнителя о проделанной работе

Отчет должен содержать:

1. Формулировку цели и задач, поставленных при выполнении лабораторной работы.
2. Краткое описание методики и блок-схемы установки, использованной для проведения измерений.
3. Таблицы параметров исследованных элементов волноводных трактов и рупорной антенны, выданных преподавателем для проведения измерений. Значения КСВН приводятся в децибеллах и относительных единицах, расчеты проводятся по формулам (3.1), (3.2).
4. Графики зависимостей КСВН и ослабления от частоты.
5. Выводы по работе, включающие описание устройства и принципа действия исследованных элементов СВЧ трактов.

5. ВОПРОСЫ

1. Покажите, что поле волны H_{10} прямоугольного волновода можно рассматривать как результат падения плоской волны на границу $x = 0$, какой поляризации по вектору \vec{E} (перпендикулярной или параллельной к плоскости падения) соответствует данное поле.

2. Покажите, что в пространстве между двумя параллельными проводящими плоскостями могут существовать волны типа E_{0n} . Нарисуйте распределение силовых линий электрического и магнитного полей для волны E_{01} . Почему такая волна не может существовать в прямоугольном волноводе?
3. Нарисуйте распределения электрического и магнитного полей в поперечном сечении прямоугольного волновода для гармоник: H_{11} , E_{12} , E_{21} .
4. Длина волны в волноводе в два раза превышает критическую длину волны $\lambda = 2\lambda_{кр}$. Во сколько раз частота превышает критическую частоту?
5. Расстояние между ближайшими узлами стоячей волны типа TE_{11} в прямоугольном волноводе с размерами поперечного сечения a , b равно l . Определите частоту ω волны.
6. За какое время радиоимпульс на частоте ω пройдет отрезок линии передач длины l , если: а) это импульс волны TE_{11} , распространяющейся в прямоугольном незаполненном волноводе с поперечными стенками a и b , б) импульс TEM волны в коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с проницаемостью ϵ .
7. Используя соотношение $\omega^2 = \omega_{кр}^2 + c^2 k_z^2$ докажите, что фазовая и групповая скорости волны, распространяющейся в волноводе, удовлетворяют соотношению $v_f \cdot v_{гр} = c^2$, где c — скорость света в вакууме.
8. Что такое согласованная нагрузка в СВЧ тракте? Назначение и основные параметры СВЧ нагрузок.
9. Перечислите типы переходов с одного типа СВЧ тракта на другой.
10. Что такое СВЧ разветвители? Перечислите основные типы разветвителей.

11. Назначение СВЧ аттенюаторов. Сформулируйте основные принципы действия аттенюаторов.
12. Что такое СВЧ вентиль? Объясните принцип действия ферритовых вентилях.
13. Перечислите основные типы СВЧ фильтров. Объясните назначение фильтров.
14. Объясните принцип работы приборов для измерения КСВН и ослабления СВЧ устройств.

ОСНОВНАЯ РЕКОМЕНДОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. — М.: Радио и связь, 1988.
2. Никольский В. В. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1978.
3. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 1. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.
4. Конструкции СВЧ устройств и экранов / Под ред., А. М. Чернушенко. — М.: Радио и связь, 1983.
5. Техническое описание и инструкция по эксплуатации измерителя панорамного Р2-61.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Электромагнитные волны в волноводах	5
1.1. Расчет электромагнитных полей в волноводах ...	5
1.2. Излучение электромагнитных волн рупорной антенной	10
2. Объекты исследования и дополнительные СВЧ устройства	13
2.1. Волноводные нагрузки	13
2.2. Трансформаторы сопротивлений	15
2.3. Разветвители	18
2.4. Аттenuаторы	22
2.5. Вентили	24
2.6. Волноводные фильтры	28
3. Измерение параметров элементов волноводных трактов	29
4. Экспериментальная часть	31
Задание 4.1. Техника безопасности при проведении лабораторной работы	31
Задание 4.2. Калибровка прибора	32
4.2.1. Исходное положение органов управления .	32
4.2.2. Провести калибровку прибора (п.10.1 ИЭ)	34
Задание 4.3. Проведение измерений параметров элементов волноводного тракта	35
4.3.1. Измерение КСВН	35
4.3.2. Измерение ослабления	38
5. Вопросы	40
Литература	42

**Дугин Николай Александрович
Мясников Евгений Николаевич**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ СИСТЕМ И
ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ**

**Методическая разработка по дисциплине “Антенно-фидерные
системы и устройства СВЧ” для проведения практических и
лабораторных занятий студентов ВУЗов**

Подписано в печать 17. 05. 2004 г. Формат 60 × 84/16.
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 2,9 усл. п. л.
Тираж 50. Заказ 5542

**Отпечатано в НИРФИ
Нижний Новгород, ул. Большая Печерская, 25**