

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра антенн и устройств СВЧ

***ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА
И ЭЛЕМЕНТОВ НА ЕГО ОСНОВЕ***

Методические указания к выполнению лабораторной работы №1

Минск БГУИР 2012

УДК 621.372.822-047.37(076.5)

ББК 32.845.7я73

И88

С о с т а в и т е л и:

Ю. Ю. Бобков, Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук,
И.Н. Кижлай, А. В. Кухарев, О. А. Юрцев

Р е ц е н з е н т:

доцент кафедры радиотехнических устройств
учреждения образования «Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники»,
кандидат технических наук К. Л. Горбачев

Исследование прямоугольного волновода и элементов на его ос-
нове : метод. указ. к выполнению лаб. работы №1 / сост. Ю. Ю. Бобков
[и др.]. – Минск : БГУИР, 2012. – 46 с. : ил.
ISBN 978-985-488-809-5.

Приведены подробное описание лабораторной установки, задание и порядок
выполнения лабораторной работы, изложены требования по её выполнению, даны
контрольные вопросы и список рекомендуемой литературы.

УДК 621.372.822-047.37(076.5)

ББК 32.845.7я73

ISBN 978-985-488-809-5

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2012

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

Цель работы:

1. Изучить процесс распространения и основные параметры волн в прямоугольном волноводе.
2. Экспериментально исследовать продольное распределение поля основной волны при различных нагрузках, измерить параметры волны с помощью измерительной волноводной линии.
3. Изучить конструкции, измерить параметры некоторых элементов СВЧ-трактов на основе прямоугольного волновода.

1. Электромагнитные волны в регулярных линиях передачи

1.1. Типы линий передачи электромагнитных волн

Передача электромагнитной энергии от источника к потребителю может осуществляться через свободное пространство или с помощью направляющих систем (линий передачи). Регулярные линии, т. е. линии, у которых в продольном направлении неизменны поперечное сечение и электромагнитные свойства заполняющей среды, можно разделить на две группы – открытые линии и волноводы. В открытых линиях поле направляемой волны не экранировано снаружи и существует в окружающем линию пространстве. Основные типы этих линий: двухпроводная линия (рис. 1, а), полосковая (рис. 1, б), однопроводные (рис. 1, в, г), диэлектрическая (рис. 1, д).

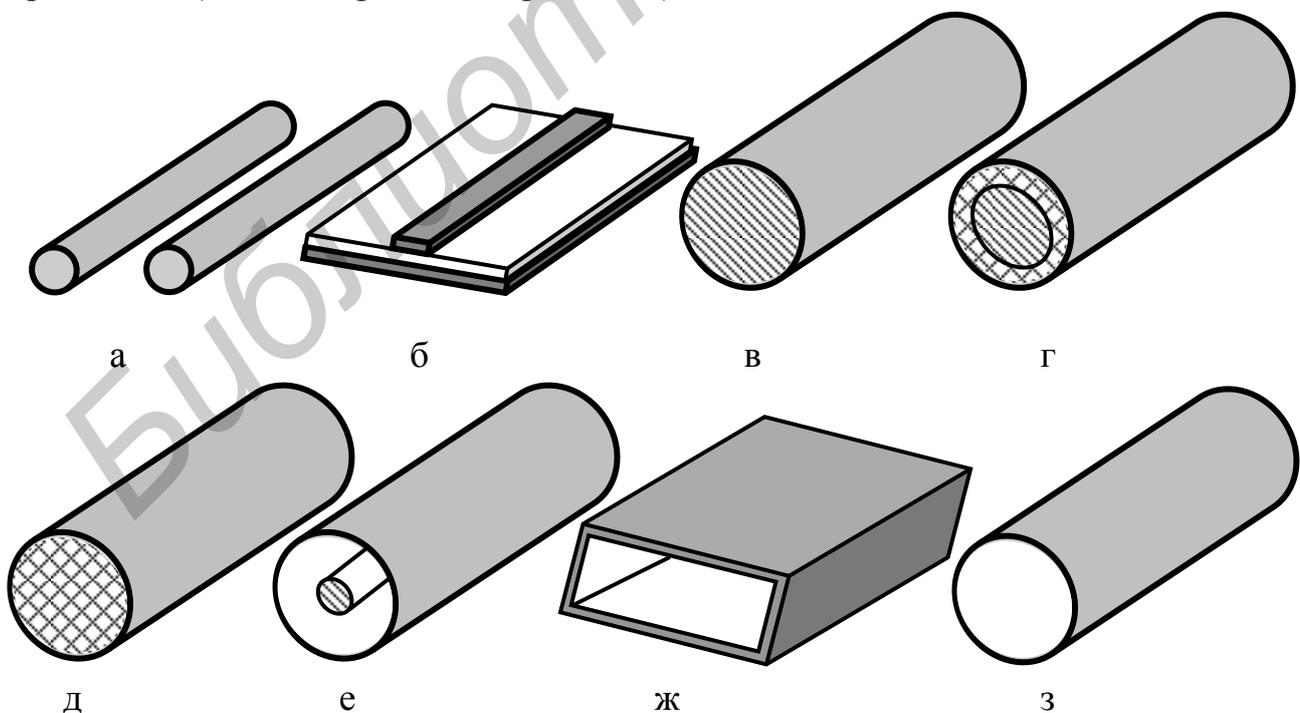


Рис. 1. Линии передачи

К закрытым линиям (волноводам), поперечное сечение которых имеет замкнутый проводящий контур, ограничивающий поперечное распределение поля, относятся коаксиальная линия (рис. 1, е), прямоугольный (рис. 1, ж) и круглый (рис. 1, з) волноводы. Находят применение также П-, Н-образные и эллиптические волноводы.

При выборе того или иного типа линии передачи в каждом конкретном случае необходимо исходить из следующих требований:

- диапазон длин волн (частот), передаваемых линией;
- незначительные паразитные излучения и прием энергии, т. к. возникающие паразитные связи нарушают правильное функционирование радиоаппаратуры и радиосистем в целом;
- минимальные потери энергии для данной структуры поля;
- минимальные амплитудно- и фазочастотные искажения;
- высокая электрическая прочность;
- большая широкополосность, что необходимо для увеличения объема передаваемой информации;
- высокая механическая прочность при возможно малых массе и габаритах;
- простота конструкции и высокая технологичность при изготовлении.

Очевидно, что не существует универсальной линии передачи, удовлетворяющей всем этим требованиям, поэтому каждый из типов линий находит свое конкретное применение. Например, симметричную двухпроводную линию целесообразно применять на метровых и более длинных волнах, коаксиальный круглый волновод – на дециметровых волнах, прямоугольный, круглый и эллиптический волноводы – на сантиметровых и миллиметровых волнах, диэлектрические линии – на миллиметровых и более коротких волнах.

1.2. Классификация волн в линиях передачи

Электромагнитные волны, т. е. совокупность неразрывно связанных переменных во времени и пространстве электрического $\vec{E} = \vec{e}_0 E_m \cos(\omega t - \beta z)$ и магнитного $\vec{H} = \vec{h}_0 H_m \cos(\omega t - \beta z)$ полей, которые могут распространяться вдоль оси регулярной линии z , определяются решением однородных уравнений Максвелла для комплексных амплитуд, удовлетворяющим граничным условиям данной линии передачи:

$$\operatorname{rot} \dot{H} = j\omega \epsilon_a \dot{E}, \quad \operatorname{rot} \dot{E} = -j\omega \mu_a \dot{H}. \quad (1)$$

Здесь \dot{H} – напряженность магнитного поля (А/м);

\dot{E} – напряженность электрического поля (В/м);

$\mu_a = \mu_0 \mu$ – абсолютная магнитная проницаемость среды;

$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Гн/м;

μ – относительная магнитная проницаемость;

$\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды;

$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$;

ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота колебаний.

Уравнения Максвелла сводятся к однородным волновым уравнениям Гельмгольца, в которые входит только один из векторов поля:

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} &= 0; \\ \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} &= 0,\end{aligned}\quad (2)$$

где ∇^2 – трехмерный оператор Лапласа;

$k = \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число среды;

λ – длина волны в среде с параметрами ϵ_a, μ_a .

Уравнения (1), (2) справедливы для любой системы координат, причем в общем случае векторы электрического и магнитного полей могут иметь по три составляющих. Например, при использовании прямоугольной системы координат

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y + \vec{e}_z E_z; \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y + \vec{e}_z H_z,\end{aligned}\quad (3)$$

где $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – единичные векторы (орты).

Если за направление распространения волны выбрать ось z , то составляющие поля E_z и H_z называются *продольными*, а составляющие E_x, E_y и H_x, H_y – *поперечными*.

Решения волновых уравнений для векторов электрического и магнитного полей в произвольной однородной передающей линии могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned}\vec{E} &= E_m(x,y) e^{j\omega t} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}; \\ \vec{H} &= H_m(x,y) e^{j\omega t} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}.\end{aligned}\quad (4)$$

Здесь $E_m(x,y)$ и $H_m(x,y)$ – распределение полей в плоскости фронта волны, не зависящее от координаты z ;

$\gamma = \alpha + j\beta$ – постоянная распространения.

Величина α (дБ/м) обуславливает затухание волны вдоль оси z , β (рад/м) – фазовая постоянная (характеризует изменение фазы волны вдоль линии). При

чисто мнимой величине $\gamma = j\beta$ волна распространяется вдоль линии без затухания, при чисто действительной величине $\gamma = \alpha$ распространения волны не происходит.

С учетом (3) и (4) волновые уравнения (2) для линии без потерь ($\alpha = 0$) можно записать в виде

$$\begin{aligned}\nabla_{xy}^2 \dot{E} + (k^2 - \beta^2) \dot{E} &= 0; \\ \nabla_{xy}^2 \dot{H} + (k^2 - \beta^2) \dot{H} &= 0,\end{aligned}\tag{5}$$

где $\nabla_{xy}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ – поперечный оператор Лапласа;

$k_{\perp} = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ – поперечное волновое число линии передачи, значение которого определяется из граничных условий и видом поперечного сечения направляющей системы.

Волновые уравнения (5) имеют решения, отличные от нуля, в двух наиболее типичных случаях, которые соответствуют двум классам волн в линиях передачи.

1. $\nabla_{xy}^2 \dot{E} = 0$, $\nabla_{xy}^2 \dot{H} = 0$. Тогда $k_{\perp}^2 = k^2 - \beta^2 = 0$ и, следовательно,

$$\dot{E}_z = 0; \quad \dot{H}_z = 0;$$

фазовая постоянная

$$\beta = k = \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu};$$

фазовая скорость волны не зависит от частоты и равна

$$V_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \mu_a}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}.$$

При $k_{\perp}^2 = 0$ векторы электромагнитного поля \vec{E} и \vec{H} лежат в плоскости поперечного сечения направляющей системы и само поле является поперечным. Волна, не имеющая составляющих \vec{E} и \vec{H} в направлении распространения ($\dot{E}_z = 0$ и $\dot{H}_z = 0$; $E_{\perp} \neq 0$ и $H_{\perp} \neq 0$), называется **поперечной электромагнитной волной** и обозначается символом ТЕМ (Transverse EлектроMagnetic) или волной Т-типа. Для волны типа ТЕМ векторы \vec{E} и \vec{H} (3) можно записать в виде

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y, & \dot{E}_z &= 0, \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y, & \dot{H}_z &= 0.\end{aligned}\tag{6}$$

2. Для второго класса волн $\nabla_{xy}^2 \dot{E} \neq 0$, $\nabla_{xy}^2 \dot{H} \neq 0$. При этом $k_{\perp}^2 = k^2 - \beta^2 \neq 0$ и наиболее простые частные решения получаются, если $\dot{E}_z = 0$ ($\dot{H}_z \neq 0$) или $\dot{H}_z = 0$ ($\dot{E}_z \neq 0$).

Решение волновых уравнений (5), получаемое при $\dot{E}_z = 0$ ($\dot{H}_z \neq 0$), имеет все три составляющие магнитного поля H_x , H_y , H_z ; электрическое поле имеет только две поперечные составляющие E_x и E_y , т. е.

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y, & \dot{E}_z &= 0, \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y + \vec{e}_z H_z.\end{aligned}\tag{7}$$

Волна, описываемая выражениями (7), имеющая поперечные по отношению к оси линии составляющие векторов \vec{E} и \vec{H} и продольную составляющую вектора \vec{H} , называется *магнитной* или *поперечно-электрической* и обозначается как ТЕ (Transverse Electric)-волна (или волна H-типа).

Решение волновых уравнений (5) при $\dot{H}_z = 0$ ($\dot{E}_z \neq 0$) можно представить в виде

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y + \vec{e}_z E_z, \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y, & \dot{H}_z &= 0.\end{aligned}\tag{8}$$

Волна, имеющая поперечные составляющие векторов \vec{E} и \vec{H} и продольную составляющую вектора \vec{E} (8), называется *электрической* или *поперечно-магнитной*, обозначается как ТМ (Transverse Magnetic)-волна (или волна E-типа).

Существование волн ТЕ(H)- и ТМ(E)-типов в линии передачи связано, как указано выше, с выполнением условия $k_{\perp}^2 = k^2 - \beta^2 \neq 0$. При этом если $k_{\perp}^2 > 0$, то $k^2 > k_{\perp}^2$ и постоянная распространения β является вещественной величиной, что соответствует волновому процессу (4) в линии. При $k_{\perp}^2 < 0$, т. е. $k^2 < k_{\perp}^2$, β – чисто мнимая величина и распространения этих типов волн не происходит.

Предельным, или критическим, является случай, когда

$$k^2 = k_{\perp}^2 = k_{\text{кр}}^2.\tag{9}$$

Соответствующие этому случаю поперечное волновое число и частота называются *критическими* ($k_{\text{кр}}$, $\omega_{\text{кр}}$) и связаны между собой соотношением

$$k_{\perp} = k_{\text{кр}} = \omega_{\text{кр}} \sqrt{\epsilon_a \mu_a};\tag{10}$$

критическая частота

$$f_{\text{кр}} = \frac{k_{\perp}}{2\pi\sqrt{\epsilon_a \mu_a}}.\tag{11}$$

Критическая частота равна *минимальной* частоте, при которой возможно распространение волн ТЕ- и ТМ-типов в направляющей системе. Критической частоте соответствует критическая длина волны

$$\lambda_{кр} = \frac{2\pi}{k_{кр}} = \frac{1}{f_{кр} \sqrt{\epsilon_a \mu_a}} = \frac{c}{f_{кр}}. \quad (12)$$

Таким образом, условием существования волн типа ТЕ(Н) и ТМ(Е) в линии передачи является

$$f > f_{кр}; \lambda < \lambda_{кр}. \quad (13)$$

Из выражения $\beta = k^2 - k_{кр}^2$ после подстановки $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ и $k_{кр} = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$ можно определить длину волны в направляющей системе (волноводе):

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{кр}}{f}\right)^2}}. \quad (14)$$

Фазовая скорость волны, распространяющейся в линии передачи,

$$V_{\phi} = \lambda_B f = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{кр}}{f}\right)^2}}. \quad (15)$$

При $\epsilon = 1$, $\mu = 1$ (вакуум, воздух) $V_{\phi} > c$ зависит от частоты и определяется также формой поперечного сечения линии. Фазовая скорость определяет скорость перемещения вдоль линии поверхности постоянной фазы и в данном случае не совпадает со скоростью распространения сигнала $V_{гр}$ или энергии $V_{э}$.

Для волн ТЕ(Н)- и ТМ(Е)-типов

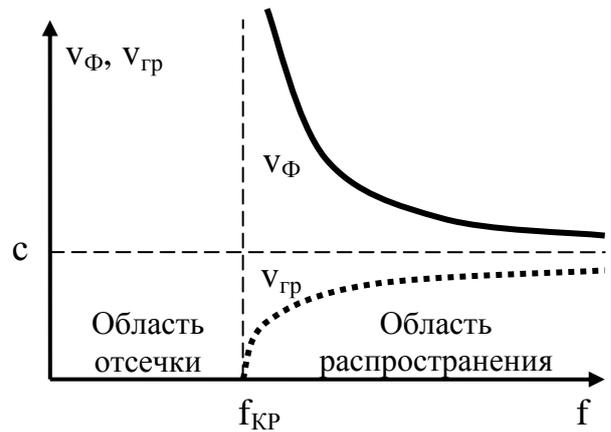


Рис. 2. Дисперсионные характеристики линии передачи ($\epsilon = 1$, $\mu = 1$)

$$V_{гр} = V_{э} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2} = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_{кр}}{f}\right)^2} < c. \quad (16)$$

Из выражений (15), (16) следует $V_{\phi} V_{гр} = c^2$. Зависимость фазовой и групповой скоростей от частоты называется **дисперсией** и представлена на рис. 2.

Анализ возможных решений волновых уравнений (5) показывает, что в линиях передачи могут существовать два класса электромагнитных волн.

К первому классу относятся волны, которые:

- имеют только поперечные составляющие поля;
- не обладают дисперсией;
- не имеют критической частоты и могут поэтому распространяться на всех частотах, включая постоянный ток.

Такие волны называются поперечными электромагнитными (ТЕМ) волнами (см. выше) и могут существовать в свободном пространстве или в многосвязных линиях, т. е. линиях, имеющих не менее двух проводящих поверхностей. К ним относятся двухпроводные, полосковые, коаксиальные и некоторые другие линии передачи.

Второй класс волн в передающих линиях характеризуется:

- наличием не только поперечных, но и продольных составляющих поля;
- существованием дисперсии;
- существованием конечной критической длины волны (критической частоты).

Таблица 1

Первый класс (волны без дисперсии)	Второй класс (волны с дисперсией)
$\nabla_{xy}^2 \dot{E} = 0, \nabla_{xy}^2 \dot{H} = 0$ $\beta = k^2 - k_{кр}^2$ $k_{кр} = 0; f_{кр} = 0; \lambda_{кр} = \infty$ $\beta = k = \frac{2\pi}{\lambda}$ $\lambda_B = \lambda$ $V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \mu_a}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}$ $V_{гр} = V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a \mu_a}}$	$\nabla_{xy}^2 \dot{E} \neq 0, \nabla_{xy}^2 \dot{H} \neq 0$ $\beta = k^2 - k_{кр}^2$ $k_{кр} \neq 0; f_{кр} \neq 0; \lambda_{кр} \neq \infty$ $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B},$ $\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}$ $V_{\phi} = \frac{V}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}$ $V_{гр} = V \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$
$\dot{E}_z = 0$ и $\dot{H}_z = 0$ (волна типа ТЕМ)	$\dot{E}_z = 0$ ($\dot{H}_z \neq 0$) (волна типа ТМ) $\dot{H}_z = 0$ ($\dot{E}_z \neq 0$) (волна типа ТЕ)

К волнам второго класса относятся волны TE(H)- и TM(E)-типов в односвязных, т. е. содержащих только одну проводящую поверхность, линиях передачи: полые прямоугольные, круглые, П- и H-образные волноводы.

К этому классу волн относятся также гибридные волны, векторы \vec{E} и \vec{H} которых имеют отличные от нуля поперечные составляющие и обе продольные $\dot{E}_z \neq 0$ и $\dot{H}_z \neq 0$. Такие волны обозначаются символами EH и HE и могут распространяться в некоторых открытых линиях передачи (цилиндрический диэлектрический волновод, круглая однопроводная линия и др.).

Основные соотношения, характерные для двух классов волн, приведены в табл. 1.

2. Электромагнитные волны в прямоугольном волноводе

2.1. Исходные предпосылки

Прямоугольный волновод (рис. 3) является одним из наиболее распространенных типов линий передачи в миллиметровом, сантиметровом, а также в коротковолновой части дециметрового диапазонов волн. Он позволяет передавать весьма значительные уровни мощности с малым затуханием, является широкополосным и механически прочным. Помимо выполнения функции канализации энергии электромагнитного поля прямоугольный волновод очень широко используется в качестве основы для построения широкого спектра устройств и узлов радиотехнического назначения.

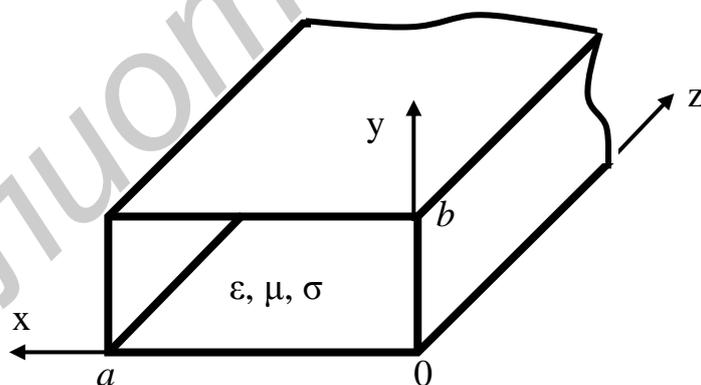


Рис. 3. Прямоугольный волновод

Для практических целей необходимо знать структуру, т. е. картину силовых линий электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях волновода. Весьма важно определить критическую длину волны $\lambda_{кр}$ (критическую частоту $f_{кр}$), длину волны в волноводе λ_v , фазовую и групповую скорости V_ϕ , $V_{гр}$ и другие параметры.

Знание распределения поля позволяет, например, правильно ориентировать элементы связи и возбуждения в волноводе, вычислить максимально допустимую мощность, определить затухание волны и т. д.

Волновод представляет собой полую металлическую (медь, латунь, алюминий) трубу с прямоугольной формой поперечного сечения (см. рис. 3). Размер по широкой стенке всегда обозначается через a , размер по узкой стенке – через b . Данный волновод жестко связан с декартовой системой координат x, y, z , как показано на рисунке. Толщина стенок, если она больше нескольких десятков микрометров, не влияет на распространение волны и выбирается из условия обеспечения механической прочности; ϵ, μ, σ – параметры диэлектрической среды, заполняющей полость волновода.

Для определения поля в волноводе в общем случае необходимо решить два независимых волновых уравнения (5) для продольных составляющих поля E_z и H_z . Остальные (поперечные) составляющие напряженности поля могут быть получены из уравнений Максвелла (1) через продольные составляющие по формулам перехода:

$$\begin{aligned} \dot{E}_x &= -\frac{j}{k_{\perp}^2} \left(\beta \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial x} + \omega \mu_a \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} \right); & \dot{E}_y &= -\frac{j}{k_{\perp}^2} \left(\beta \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial y} + \omega \mu_a \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} \right); \\ \dot{H}_x &= \frac{j}{k_{\perp}^2} \left(\omega \epsilon_a \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} \right); & \dot{H}_y &= -\frac{j}{k_{\perp}^2} \left(\omega \epsilon_a \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial x} - \beta \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

Значения постоянной k_{\perp}^2 определяются из граничных условий на поверхности направляющей системы.

2.2. Волны типа Н в прямоугольном волноводе

Для волн типа Н(ТЕ) в волноводе $\dot{E}_z = 0, \dot{H}_z \neq 0$ волновое уравнение (5) для продольной составляющей поля H_z записывается в виде

$$\nabla_{xy}^2 \dot{H}_z + k_{\perp}^2 \dot{H}_z = 0. \quad (18)$$

Решая это уравнение с учетом граничных условий на идеально проводящих стенках волновода

$$\begin{aligned} \dot{E}_x &= 0 \text{ при } y = 0, y = b; \\ \dot{E}_y &= 0 \text{ при } x = 0, x = a, \end{aligned} \quad (19)$$

получаем значения поперечного волнового числа k_{\perp} и продольной составляющей поля \dot{H}_z , которые полностью определяют поле в волноводе:

$$k_{\perp} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}; \quad (20)$$

$$\dot{H}_z = \dot{H}_m \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}. \quad (21)$$

Подставив (20) и (21) в формулы перехода (17), получим выражения для всех составляющих поля волны Н-типа:

$$\begin{aligned} \dot{E}_x &= -\frac{j\omega\mu_a}{k_{\perp}^2} \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} = \frac{j\omega\mu_a}{k_{\perp}^2} \frac{n\pi}{b} \dot{H}_m \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{E}_y &= \frac{j\omega\mu_a}{k_{\perp}^2} \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} = -\frac{j\omega\mu_a}{k_{\perp}^2} \frac{m\pi}{a} \dot{H}_m \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_x &= -\frac{j\beta}{k_{\perp}^2} \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial x} = \frac{\beta}{k_{\perp}^2} \frac{m\pi}{a} \dot{H}_m \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_y &= -\frac{j\beta}{k_{\perp}^2} \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial y} = \frac{\beta}{k_{\perp}^2} \frac{n\pi}{b} \dot{H}_m \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{E}_z &= 0. \end{aligned} \quad (22)$$

В выражениях (20)–(22) \dot{H}_m – максимальная амплитуда составляющей поля \dot{H}_z в плоскости поперечного сечения волновода, определяемая условиями возбуждения волновода, $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – целые положительные числа, при которых существуют решения волнового уравнения (18). Различные значения чисел m и n определяют тип исследуемого поля, поэтому к обозначению типа поля добавляются два индекса – H_{mn} (TE_{mn}). **Физически индекс m показывает число стоячих полуволн, укладываемых на стороне a (по оси x), а n – число стоячих полуволн, укладываемых на стороне b волновода.**

В общем случае в волноводе может существовать бесконечное множество волн типа H_{mn} , однако по крайней мере одно из чисел m и n должно быть отличным от нуля, т. к. при $m = 0$ и $n = 0$ поле в волноводе не существует (20)–(22).

Условием распространения волн в волноводе является чисто вещественный характер величины продольного волнового числа β (4), которое выполняется,

если $k^2 > k_{\perp}^2$ ($\beta^2 = k^2 - k_{\perp}^2$) т. е. $k = \frac{2\pi}{\lambda} > \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ или

$$\lambda < \frac{2ab}{\sqrt{(mb)^2 + (na)^2}}.$$

Если $k^2 < k_{\perp}^2$, т.е. $\lambda > \frac{2ab}{\sqrt{(mb)^2 + (na)^2}}$, распространения волны не происходит.

Равенство $k^2 = k_{\perp}^2$ определяет критическую длину волны:

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2ab}{\sqrt{(mb)^2 + (na)^2}}. \quad (23)$$

Критическая длина волны – это максимальная длина волны в свободном пространстве, которая может распространяться в волноводе.

Далее могут быть определены:

- длина волны в волноводе

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}}; \quad (24)$$

- фазовая скорость

$$V_{\text{ф}} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{V}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}}; \quad (25)$$

- групповая скорость (скорость переноса энергии)

$$V_{\text{гр}} = \frac{d\omega}{d\beta} = V \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}; \quad (26)$$

- характеристическое сопротивление волновода

$$Z_{\text{с}} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}}, \quad (27)$$

где $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}}$ – волновое сопротивление среды,

$V = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}$ – скорость волны в среде, заполняющей волновод.

Низшим типом магнитной волны в прямоугольном волноводе является волна H_{10} .

2.3. Волны E-типа в волноводе

Волны типа E ($\dot{H}_z = 0$ и $\dot{E}_z \neq 0$) в прямоугольном волноводе описываются решениями волнового уравнения (5) для продольной составляющей \dot{E}_z :

$$\nabla_{xy}^2 \dot{E}_z + k_{\perp}^2 \dot{E}_z = 0, \quad (28)$$

при граничных условиях

$$\dot{E}_z = 0 \text{ при } x = 0, a; \quad y = 0, b. \quad (29)$$

Эти решения имеют вид

$$k_{\perp} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}; \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_z &= E_m \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{E}_x &= \frac{j\beta}{k_{\perp}^2} \frac{m\pi}{a} E_m \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{E}_y &= \frac{j\beta}{k_{\perp}^2} \frac{n\pi}{b} E_m \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_x &= \frac{j\omega\epsilon_a}{k_{\perp}^2} \frac{n\pi}{b} E_m \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_y &= -\frac{j\omega\epsilon_a}{k_{\perp}^2} \frac{m\pi}{a} E_m \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}. \\ Z_c &= Z_o \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}. \end{aligned} \quad (31)$$

Поскольку выражения (20) и (30) для H и E волн совпадают, то значения $\lambda_{кр}$, λ_v , V_{ϕ} , $V_{гр}$ волн E -типа определяются прежними соотношениями (23)–(26), полученными для волн типа H . Из выражений (31) для составляющих поля E -волны следует также, что в случае равенства нулю индексов m или n все составляющие поля обращаются в нуль. Поэтому простейшей волной электрического типа в прямоугольном волноводе является волна E_{11} .

2.4. Основная волна в прямоугольном волноводе

Из вышесказанного следует, что по однородному волноводу в принципе может распространяться бесконечное число типов независимых одна от другой волн H_{mn} и E_{mn} . Каждому типу волны соответствует своя критическая длина волны $\lambda_{крmn}$ (23), определяемая значениями m и n и размерами a и b волновода. Условием распространения является неравенство $\lambda < \lambda_{крmn}$. Волна, для которой $\lambda_{кр}$ имеет наибольшую величину, называется *низшей волной* рассматриваемого волновода. При заданных размерах a и b волновода $\lambda_{кр}$ тем больше, чем меньше величина чисел m и n . Поскольку для E -волны нулевые значения этих чисел невозможны, то *низшей волной* в прямоугольном волноводе при $a > b$ является волна типа H_{10} .

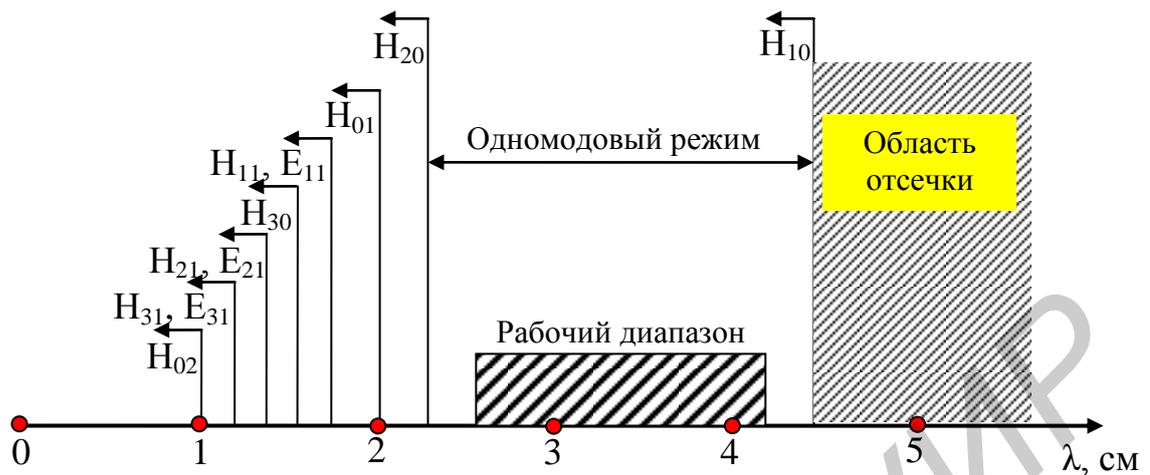


Рис. 4. Критические длины волн (волновод 23×10 мм)

На рис. 4 изображена шкала длин волн, на которую нанесены вычисленные по (23) значения критических длин волн для волновода с поперечным сечением 23×10 мм. Из рисунка видно, что в диапазоне волн от $\lambda = 46$ мм до $\lambda = 23$ мм в волноводе может существовать только один тип волны – H_{10} , при $\lambda < 23$ мм кроме волны H_{10} может распространяться волна H_{20} и т. д.

При практическом использовании волновода в качестве передающей линии передача мощности вдоль линии должна осуществляться бегущими волнами только одного типа, т. к. передача сигнала на нескольких типах волн одной частоты ω с различными значениями λ_v , V_ϕ , V_{gr} приводит к значительным искажениям этого сигнала в нагрузке. Осуществить такой **одноволновой (одномодовый)** режим удобнее и эффективнее всего, используя низший тип волны H_{10} .

Существуют и другие причины, в силу которых в подавляющем большинстве волноводных устройств используется волна H_{10} :

- максимальный рабочий диапазон частот в одномодовом режиме;
- минимальные размеры поперечного сечения волновода в этом диапазоне частот;
- наименьшее затухание в сравнении с другими типами волн;
- максимальная электрическая прочность и т.д.

Таким образом, требования, предъявленные к линиям передачи (см. подразд. 1.1), наилучшим образом удовлетворяются при работе волновода на волне H_{10} , которая называется основной волной.

Условием работы волновода на одном, основном типе волны (см. рис. 4), или **условием одномодового режима** является

$$\lambda_{кр20} < \lambda < \lambda_{кр10} \quad \text{или} \quad a < \lambda < 2a. \quad (32)$$

Однако при значениях λ , близких к $\lambda_{\text{кр}10} = 2a$, волновод может пропускать очень малую мощность (см. далее) и резко возрастает коэффициент затухания основной волны. С другой стороны, если λ приближается к $\lambda_{\text{кр}20} = a$, уменьшается затухание высших типов волн, возникающих на нерегулярностях в реальном тракте. Поэтому на практике вместо условий (32) используются условия

$$1,05a < \lambda < 1,6a. \quad (33)$$

Размер волновода b также влияет на электрическую прочность волновода, и затухание в его стенках и выбирается немного меньше $a/2$. Окончательный выбор размеров поперечного сечения следует производить в соответствии с существующим стандартом.

2.5. Структура поля волн Е- и Н-типа

Структура поля – это расположение и форма силовых линий электрического и магнитного полей в волноводе. Силовая линия является пространственной кривой, касательная к которой совпадает по направлению с вектором \mathbf{E} или \mathbf{H} в рассматриваемой точке внутри волновода. Обычно картина силовых линий строится для фиксированного момента времени. При ее построении нужно учитывать, что линии вектора \mathbf{H} образуют замкнутые кривые ($\text{div} \mathbf{H} = 0$), а линии \mathbf{E} либо оканчиваются на поверхности идеально проводящих стенок (при этом линии \mathbf{E} перпендикулярны стенкам), либо также образуют замкнутые петли. Линии \mathbf{H} у поверхности стенок ориентированы по касательным к ним. Густота силовых линий пропорциональна величине вектора. Векторные линии \mathbf{E} , лежащие в плоскости рисунка, принято изображать сплошными, векторные линии \mathbf{H} – штриховыми. Линии \mathbf{E} и \mathbf{H} , перпендикулярные плоскости рисунка, представляются точками, если направлены на наблюдателя, и крестиками, если направлены от наблюдателя.

Наиболее простая структура поля соответствует основному типу волны H_{10} . Из выражений (22) для комплексных амплитуд составляющих поля при $m = 1$, $n = 0$, $\dot{E}_z = 0$ следует:

$$\begin{aligned} \dot{E}_y &= - \frac{j\omega\mu_a a}{\pi} \dot{H}_m \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_x &= \frac{j\beta a}{\pi} \dot{H}_m \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}; \\ \dot{H}_z &= \dot{H}_m \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}; \\ \dot{E}_x &= 0, \quad \dot{E}_z = 0, \quad \dot{H}_y = 0 \end{aligned} \quad (34)$$

или для мгновенных значений составляющих поля

$$\begin{aligned}
 E_y &= \frac{\omega\mu_a a}{\pi} H_m \sin \frac{\pi x}{a} \sin(\omega t - \beta z); \\
 H_x &= \frac{\beta a}{\pi} H_m \sin \frac{\pi x}{a} \sin(\omega t - \beta z); \\
 H_z &= H_m \cos \frac{\pi x}{a} \sin(\omega t - \beta z).
 \end{aligned}
 \tag{35}$$

Эпюры полей, т. е. зависимости E_y , H_x , H_z от координат для некоторого момента времени, построенные в соответствии с (35), показаны на рис. 5, а, б.

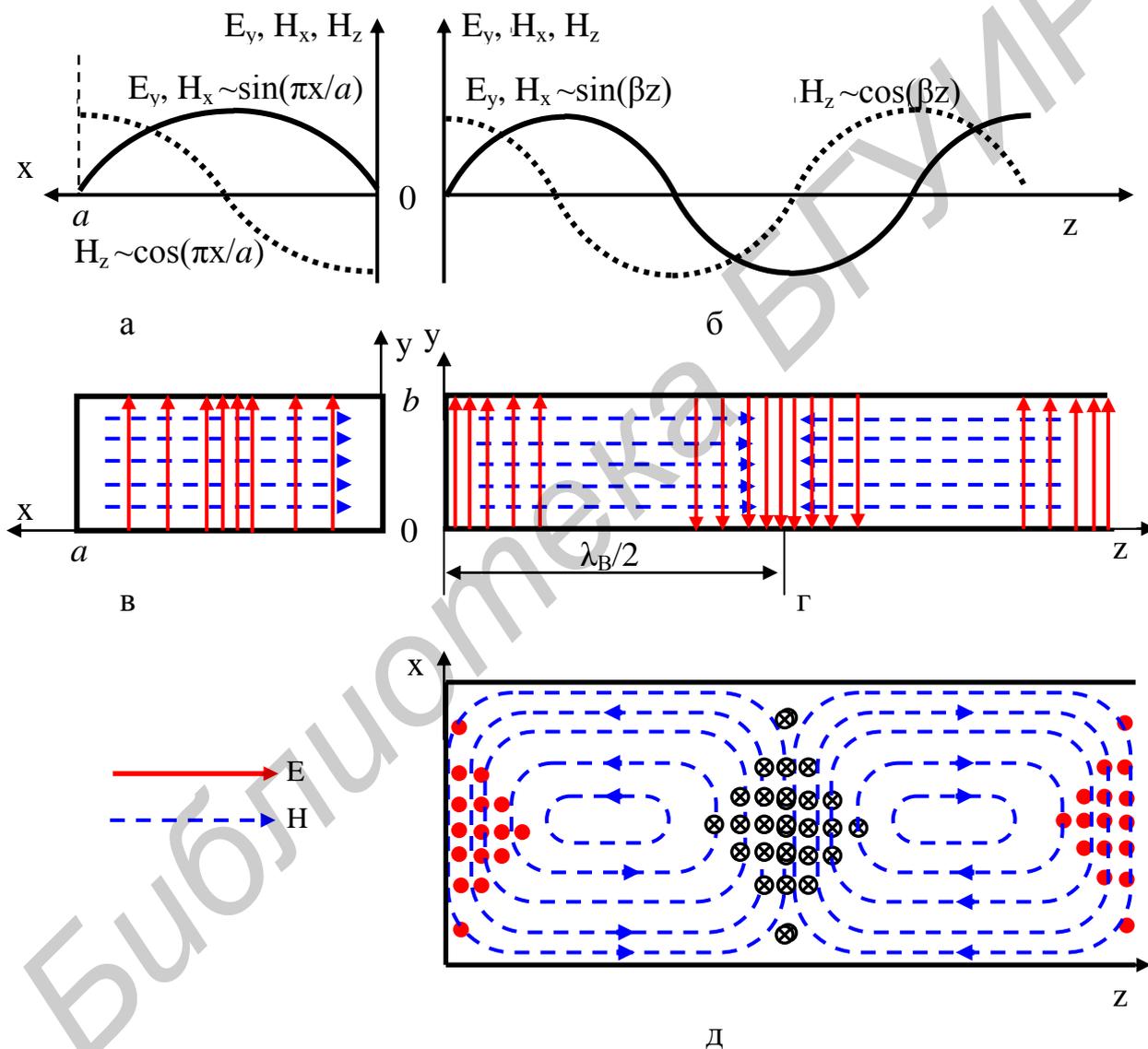


Рис. 5. Эпюры и структура поля волны H_{10}

Из выражений (35) следует, что все составляющие векторов поля волны H_{10} не зависят от координаты y . В зависимости от координаты x поперечные составляющие поля E_y и H_x изменяются по синусоидальному закону, а продольная составляющая H_z – по косинусоидальному (см. рис.5, а, б), т. е. E_y и H_x

равны нулю при $x = 0$ и $x = a$ и имеют максимум в центре широкой стенки $x = a/2$, а составляющая H_z имеет максимальные противоположные по знаку значения у вертикальных стенок ($x = 0$, $x = a$) и значение, равное нулю, на середине поперечного сечения волновода ($x = a/2$).

В направлении распространения волны (вдоль оси z) составляющая H_z определяется законом косинуса ($\cos(\omega t - \beta z)$), поэтому она сдвинута относительно E_y и H_x во времени на $T/4$, а по оси z – на $\lambda_a/4$ (см. рис. 5, б).

Построенная по выражениям (35) с учетом рис. 5, а, б структура поля волны H_{10} показана в различных сечениях волновода на рис. 5, в, г, д.

Поскольку вектор E имеет только одну составляющую E_y , то силовые линии E представляют собой прямые, параллельные узкой стенке волновода b , которые начинаются и оканчиваются на широких стенках волновода и имеют максимальную густоту расположения по центру этих стенок (см. рис. 5, в). Вектор H имеет только две составляющие H_x и H_z , т. е. магнитные силовые линии представляют собой замкнутые кривые, лежащие в плоскости, параллельной плоскости xz (см. рис. 5, д).

С течением времени совокупность силовых линий перемещается со скоростью V_0 в направлении распространения волны (вдоль оси z).

2.6. Структура полей волн высших типов

На основании структуры поля волны H_{10} можно построить структуры полей всех типов H_{m0} . Если в выражения (22) поставить $m > 1$ и $n = 0$, то, как и для волны H_{10} , отличны от нуля три составляющие E_y , H_x , H_z , в выражения для которых (35) вместо $\frac{\pi x}{a}$ следует подставить $\frac{m\pi x}{a}$. Таким образом, в структуре поля волны H_{m0} в направлении x укладывается не одна полуволна, а m полуволн, в направлении оси y вариации поля отсутствуют. Для построения картины поля этих волн следует мысленно разделить волновод вдоль стороны a на m одинаковых ячеек и в каждой из них изобразить волну H_{10} , причем в соседних ячейках поля противофазны (рис. 6, а для волны H_{20}).

Структуру поля волны H_{0n} легко получить из картины поля H_{m0} , поменяв ролями стороны волновода вдоль осей x и y .

Магнитные волны, характеризующиеся индексами $m > 0$, $n > 0$, имеют более сложную структуру поля. У волны H_{11} линии E ($E = E_x + E_y$) лежат в поперечных сечениях, соединяют широкие и узкие стенки и ориентированы перпендикулярно к их поверхности (рис. 6, б). При этом вдоль каждой из сторон укладывается одна стоячая полуволна. Лежащие в этом же сечении линии H ($H = H_x + H_y + H_z$) образуют семейство кривых, перпендикулярных линиям E и ориентированных у поверхности стенок по касательным к ним.

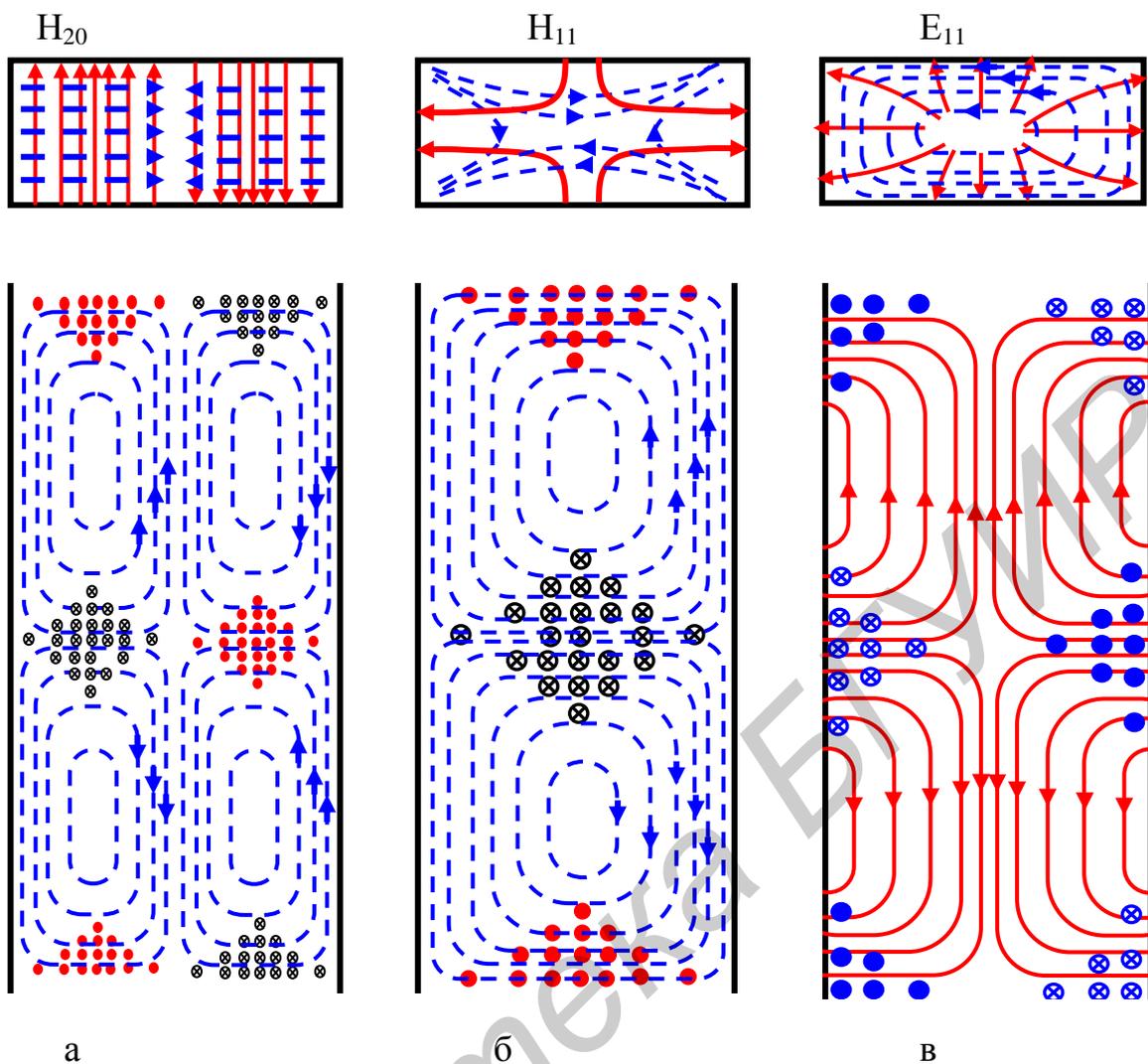


Рис. 6. Структуры волн высших типов

Для построения картины поля волны H_{mn} нужно также разделить волновод вдоль стороны a на m и вдоль стороны b на n одинаковых ячеек (всего mn ячеек) и в каждой из них изобразить волну H_{11} , причем в соседних ячейках поля H_{11} противофазны.

Простейшей волной E -типа в прямоугольном волноводе является волна E_{11} (рис. 6, в). Поскольку вектор \mathbf{H} имеет только поперечные составляющие H_x и H_y , то магнитные силовые линии представляют собой замкнутые кривые, лежащие в плоскости, параллельной плоскости xu . Электрические силовые линии являются пространственными кривыми, т. к. напряженность электрического поля имеет все три составляющие (E_x , E_y , E_z). Вдоль каждой из сторон a и b укладывается одна стоячая полуволна.

Токи в стенках волновода

Распространение электромагнитных волн в волноводе приводит к появлению электрического тока проводимости на внутренних поверхностях стенок

и тока смещения в пространстве между стенками волновода. Очевидно, структура этих токов однозначно связана со структурой поля волны в волноводе. По закону полного тока поверхностная плотность тока проводимости в каждой точке на внутренней стенке волновода численно равна тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля и направлена перпендикулярно к ней:

$$J_{\text{пр}} = [\vec{n}_0 \vec{H}].$$

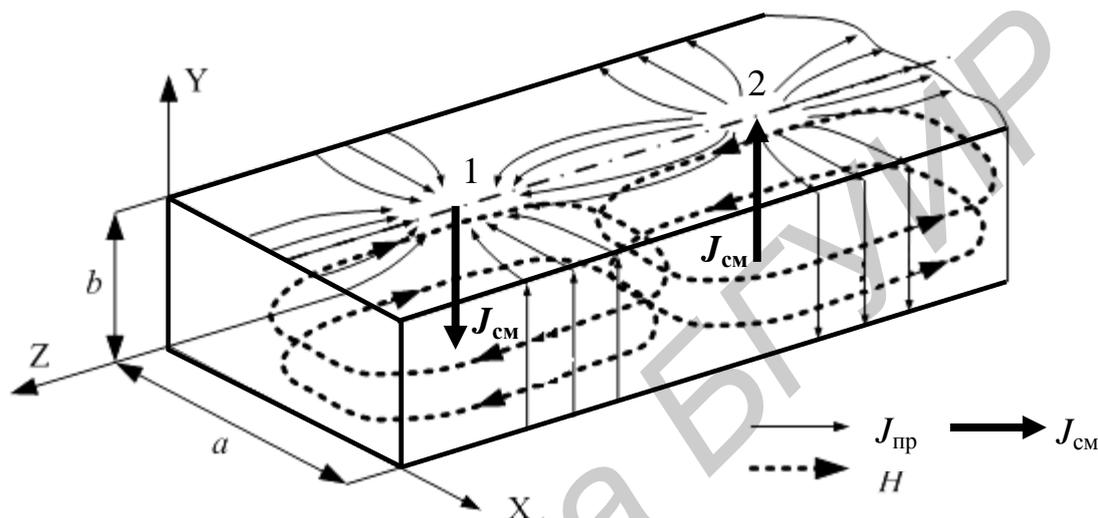


Рис. 7. Токи в волноводе

Векторные линии $J_{\text{пр}}$ образуют семейство кривых, ортогональных семейству векторных линий H на стенках, т. е. продольный ток $J_{\text{прz}}$ обусловлен поперечными составляющими магнитного поля H_x и H_y , а поперечные токи $J_{\text{прx}}$ и $J_{\text{прy}}$ определяются продольной составляющей H_z . Суммарная мгновенная структура распределения токов на стенках волновода является суперпозицией продольных и поперечных токов для волны H_{10} и имеет вид, показанный на рис. 7.

Согласно принципу непрерывности электрического тока в тех точках, где оканчиваются векторные линии $J_{\text{пр}}$ (точки 1, 2 на рис. 7), начинаются продолжающие их линии токов смещения $J_{\text{см}} = \frac{d\vec{D}}{dt}$, существующих в диэлектрике внутри волновода. Замкнутые линии магнитного поля охватывают линии $J_{\text{см}}$, причем направления линий $J_{\text{см}}$ и H как всегда связаны между собой по правилу правого винта.

Знание направления и величины токов в стенках волновода необходимо при решении многих практически важных задач: оценка потерь энергии в волноводе и исключение нежелательных излучений, создание элементов связи и возбуждения волноводов, щелевых антенн и др.

2.7. Передача энергии по волноводам

Передаваемая по волноводу мощность в общем случае может быть определена как интеграл от среднего значения продольной составляющей вектора Пойнтинга по поперечному сечению волновода:

$$P_B = \int_S \bar{\Pi}_{\text{срз}} d\bar{s} = \frac{1}{2} \int_S \text{Re} [E\bar{H}^*] ds. \quad (36)$$

Для прямоугольного волновода, работающего на основной волне H_{10} , из выражения (36) можно получить

$$P_B = \frac{abE_{\text{max}}^2}{4Z_0} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (37)$$

где E_{max} – максимальная амплитуда напряженности электрического поля, существующая в центре широкой стенки волновода.

Это соотношение позволяет определить *предельную мощность* $P_{\text{впред}}$, при которой напряженность электрического поля в волноводe в режиме бегущей волны достигает пробивного значения $E_{\text{проб}}$. Пробивная напряженность поля при заполнении волновода сухим воздухом равна $E_{\text{проб}} \approx 30$ кВ/см. Тогда, например, для волновода с размерами поперечного сечения 23×10 мм при $\lambda = 3$ см предельная мощность $P_{\text{впред}} \approx 1$ МВт. С учетом возможных неоднородностей и возникающих стоячих волн в реальном СВЧ-тракте обычно на практике допустимая (рабочая) мощность $P_{\text{доп}}$ принимается с запасом по электрической прочности и составляет 20–30 % от рассчитанной предельной (пробивной) мощности (в нашем примере $P_{\text{доп}} \approx 250$ кВт).

Затухание электромагнитных волн в линиях передачи обусловлено в общем случае потерями мощности в металлических проводниках ($\sigma_{\text{пр}} \neq \infty$) и потерями в диэлектрике ($\sigma_{\text{д}} \neq 0$). Соответственно этому коэффициент затухания α в выражении (4) для постоянного распространения $\gamma = \alpha + j\beta$ состоит из двух частей: $\alpha = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}}$.

Величина $\alpha_{\text{д}}$ определяется свойствами диэлектрика:

$$\alpha_{\text{д}} = \frac{k^2}{2\beta} \text{tg}\Delta, \quad (38)$$

где $\text{tg}\Delta = \sigma/\omega\epsilon\epsilon_0$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

Потерями в диэлектрике обычно можно пренебречь, поскольку волноводы имеют, как правило, воздушное заполнение, т. е. $\alpha \approx \alpha_{\text{пр}}$. Расчет коэффициента затухания прямоугольного волновода, работающего на волне H_{10} , производится по приближенной формуле:

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{8,68 R_S [1 + 2b/a(\lambda/2a)^2]}{bZ_0\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \text{ (дБ/м)}, \quad (39)$$

где $R_S = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma_{\text{пр}}}$ – активное поверхностное сопротивление проводника;

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}}$ – волновое сопротивление диэлектрика, заполняющего волновод.

На рис. 8 построены зависимости $\alpha(f)$, рассчитанные по выражению (39), для прямоугольного медного волновода ($\sigma_{\text{пр}} = 5,7 \cdot 10^7$ См/м), имеющего размер широкой стенки $a = 23$ мм. Графики показывают, что при приближении к критической частоте потери в волноводе резко возрастают. На достаточном удалении от критического режима потери сравнительно невелики. Дальнейшее повышение частоты приводит к медленному росту затухания из-за поверхностного эффекта. Частотные зависимости затухания для волн высших типов в прямоугольном волноводе имеют такой же характер, причем с увеличением индексов m и n потери возрастают.

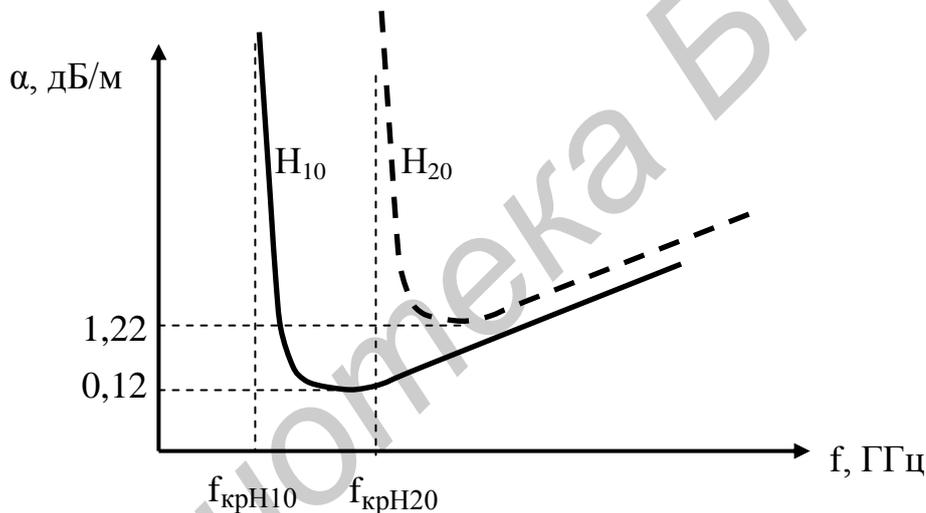


Рис. 8. Затухание в волноводе

2.8. Возбуждение волн в волноводах

При практическом использовании волноводов важную роль играют методы ввода в них энергии, т. е. методы возбуждения волн требуемых типов, а также методы вывода энергии этих волн.

Возбуждение волны в волноводе может осуществляться из свободного пространства через антенну, непосредственно от генератора СВЧ-колебаний через его вывод энергии или от другой линии передачи с помощью *элемента связи*. В качестве элементов связи используют погруженные в волновод зонд (прямолинейный проводник) или петлю (плоская рамка из проводника), а также прорезанное в металлической стенке отверстие, например узкая щель (рис. 9). Обычно зонд и петля представляют собой продолжение внутреннего проводни-

ка коаксиального волновода, экран которого присоединен к наружной поверхности стенки возбуждаемого волновода.

Если в волноводе имеется элемент связи, то, согласно теореме взаимности, условия ввода энергии в волновод и условия вывода энергии из него будут одинаковыми. Проще и нагляднее рассмотреть взаимодействие элементов связи с уже существующей в волноводе волной и сформулировать принципы такого их расположения, при котором происходит эффективный вывод энергии из волновода.

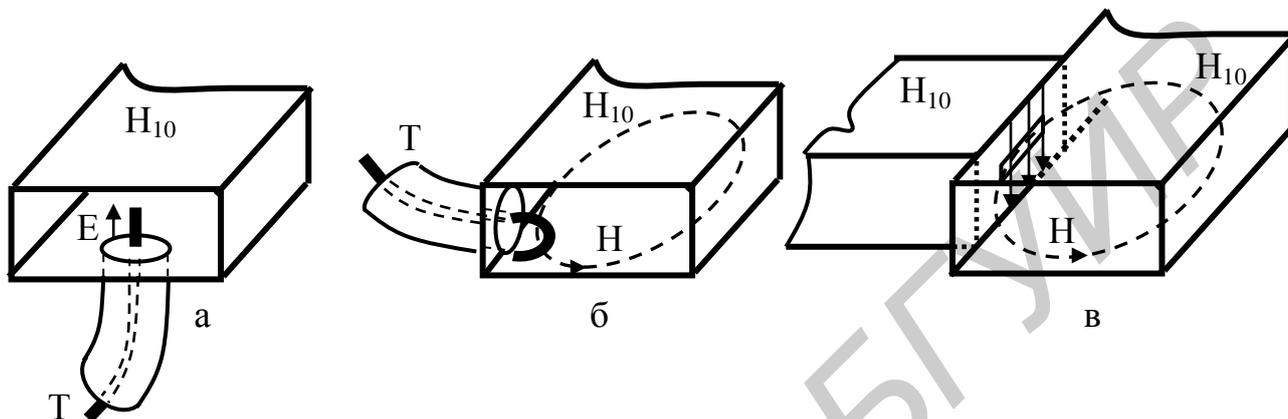


Рис. 9. Способы возбуждения волноводов

Возникающая в зонде (рис. 9, а) электродвижущая сила

$$\mathcal{E} = \int_l \vec{E} \, d\vec{l},$$

где E – напряженность поля в месте расположения зонда;

l – длина зонда;

$d\vec{l}$ – элемент длины зонда.

Отсюда следует, что максимальная связь зонда с волной получается при его расположении в максимуме электрического поля параллельно вектору E .

Наводимая в петле (рис. 9, б) электродвижущая сила, согласно закону электромагнитной индукции, определяется выражением

$$\mathcal{E} = - \frac{d}{dt} \int_S \mu_a \vec{H} \, d\vec{S},$$

где S – площадь петли;

H – напряженность магнитного поля;

$d\vec{S}$ – элемент площади петли.

Максимальная связь петли с волной получается при ее расположении в максимуме магнитного поля таким образом, чтобы плоскость петли была перпендикулярна вектору H .

Чтобы прорезанная в стенке волновода щель (рис. 9, в) излучала во внешнее пространство максимальную энергию волны рассматриваемого типа, она должна пересекать линии плотности поверхностного тока проводимости $J_{\text{пр}}$

(см. рис. 7) под прямым углом. Если щель прорезана параллельно векторным линиям $J_{\text{пр}}$, то щель энергию не излучает.

Помимо волны желаемого типа любой элемент связи возбуждает бесконечное множество других типов волн. Какие из высших типов волн будут распространяться по волноводу, зависит от соотношения длины волны λ и величины $\lambda_{\text{кр}}$ волны высшего типа. Если $\lambda > \lambda_{\text{кр}}$, то волны высших типов будут затухать вблизи возбуждающего устройства.

2.9. Режимы работы линии передачи

Реальный волноводный тракт представляет собой совокупность устройств СВЧ, соединенных определенным образом с помощью отрезков волноводных линий передачи и выполняющих различные функции при передаче и обработке сигнала. К таким устройствам могут быть отнесены устройства ввода и вывода энергии из волновода, оконечные нагрузки, потребляющие энергию электромагнитной волны, несущей необходимую информацию (сигнал), а также устройства для согласования, ответвления, деления и суммирования сигналов, фильтры и колебательные системы и т. д.

Каждое из таких устройств представляет собой нерегулярность в волноводе, граничным условиям на которой может удовлетворять лишь сложное поле, включающее кроме *прямой (падающей)* волны *обратную (отраженную)* волну, а также множество волн высших типов.

С практической точки зрения основной интерес представляет учет влияния нерегулярных элементов (нагрузок) на распространение волны основного (низшего) типа, т. к. реальные тракты проектируются, как правило, с учетом существования в них одномодового режима. При выполнении этого условия любую линию передачи можно заменить эквивалентной двухпроводной длинной линией, а нерегулярности (нагрузки) – их эквивалентными схемами, состоящими из сосредоточенных элементов L , C и R , и использовать при ее анализе основные понятия теории длинных линий. Таким образом, реальной линии передачи, в которой распространяется определенный тип волны с напряженностями E и H , соответствует эквивалентная двухпроводная линия с напряжением U , током I , волновым сопротивлением $Z_{\text{в}}$ и постоянной распространения β , равной постоянной распространения в реальной линии (рис. 10).

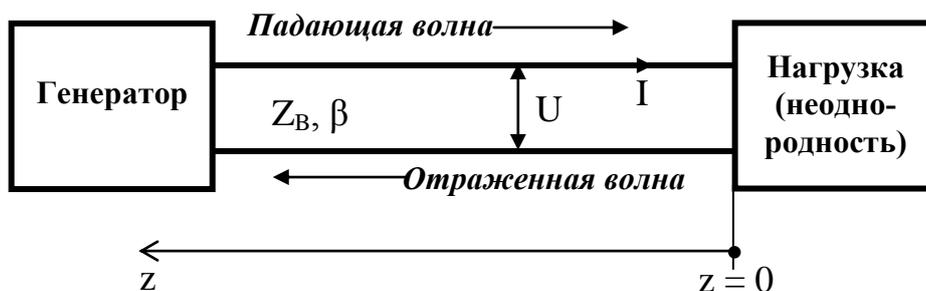


Рис. 10. Эквивалентная линия передачи

Напряжение и ток в случае однородной длинной линии без потерь в любом ее сечении z (см. рис.10) можно представить в виде суммы падающей и отраженной волн:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{\text{м пад}} e^{j\beta z} + \dot{U}_{\text{м отр}} e^{-j\beta z}; \\ \dot{I} &= \dot{I}_{\text{пад}}(z) + \dot{I}_{\text{отр}}(z) = \frac{1}{Z_{\text{в}}} (\dot{U}_{\text{м пад}} e^{j\beta z} - \dot{U}_{\text{м отр}} e^{-j\beta z}), \end{aligned} \quad (40)$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}$ – фазовая постоянная;

$\lambda_{\text{в}}$ – длина волны в линии;

$Z_{\text{в}}$ – волновое сопротивление линии.

Комплексная амплитуда падающей волны $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ определяется мощностью генератора. Отношение комплексных амплитуд напряжения отраженной $\dot{U}_{\text{отр}}(z)$ и падающей волн $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ в данном сечении линии z зависит от нагрузки и называется *коэффициентом отражения по напряжению*:

$$\dot{\Gamma}(z) = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}(z)}{\dot{U}_{\text{пад}}(z)} = \frac{\dot{U}_{\text{м отр}}}{\dot{U}_{\text{м пад}}} e^{j2\beta z} = \dot{\Gamma}_{\text{н}} e^{j2\beta z}, \quad (41)$$

где $\dot{\Gamma}_{\text{н}} = |\Gamma_{\text{н}}| e^{j\varphi_{\text{н}}}$ – комплексный коэффициент отражения от нагрузки в сечении $z = 0$, модуль и фаза которого равны

$$|\dot{\Gamma}_{\text{н}}| = \frac{|\dot{U}_{\text{отр н}}|}{|\dot{U}_{\text{пад н}}|}; \quad (42)$$

$$\varphi_{\text{н}} = \frac{4\pi}{\lambda_{\text{в}}} z_1.$$

Из выражений (40), (42) можно получить очень важное для расчета длинных линий соотношение:

$$\dot{\Gamma}_{\text{н}} = \frac{\dot{Z}_{\text{н}} - Z_{\text{в}}}{\dot{Z}_{\text{н}} + Z_{\text{в}}}, \quad (43)$$

где $\dot{Z}_{\text{н}} = \frac{\dot{U}_{\text{н}}}{\dot{I}_{\text{н}}}$ – сопротивление нагрузки, включенной на конце линии ($z = 0$).

Таким образом, существует простая и однозначная связь между параметрами $\dot{\Gamma}_{\text{н}}$ и $\dot{Z}_{\text{н}}$, характеризующими существующий в длинной линии режим. Для определения коэффициента отражения на практике широко используется определенное экспериментально распределение амплитуды результирующего напряжения вдоль линии.

Амплитуда результирующего напряжения равна модулю напряжения в линии $\dot{U}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) [1 + \dot{\Gamma}(z)]$, который в линии без потерь с учетом (41) и (42) определяется выражением

$$U_m(z) = U_{m\text{пад}} \sqrt{1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(2\beta z - \varphi_H)}. \quad (44)$$

Зависимость нормированной по отношению к амплитуде падающей волны амплитуды $U_m(z)$ от координаты z показана на рис. 11.

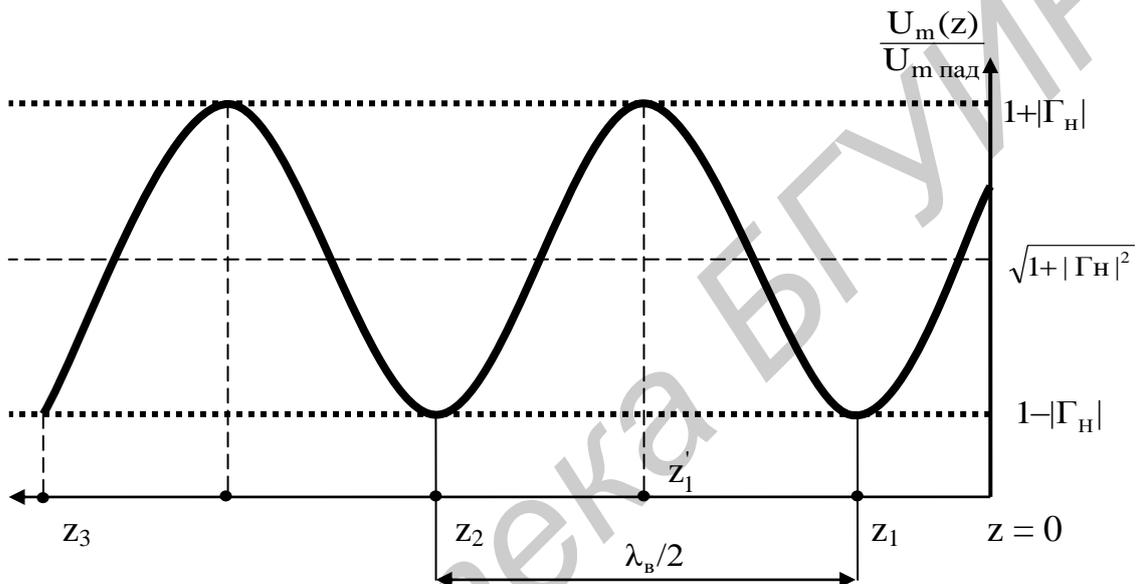


Рис. 11. Распределение напряжения вдоль линии

Как видно из рисунка, эта зависимость имеет периодический характер. Напряжение достигает максимума, называемого также *пучностью* поля и равного $1+|\Gamma_H|$, в точках, где $\cos(2\beta z_n - \varphi_H) = 1$, при

$$2\beta z_n = 2n\pi + \varphi_H$$

и минимума, называемого *узлом* поля и равного $1-|\Gamma_H|$, когда $\cos(2\beta z_n - \varphi_H) = -1$, при

$$2\beta z_n = (2n + 1)\pi + \varphi_H,$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – порядковый номер максимума и минимума, отсчитанного от нагрузки линии.

Расстояние между соседними минимумами или максимумами одинаково и равно половине длины волны в данной линии.

Практическое измерение величины $\dot{\Gamma}_H$ или ее модуля $|\Gamma_H|$ встречает некоторые затруднения, связанные с необходимостью физического «разделения» падающей и отраженной волн в линии передачи, поэтому для характеристики режима работы линии используется *коэффициент стоячей волны* (КСВ или Кс), равный отношению максимального и минимального значений напряжения (см. рис. 11):

$$\text{КСВ} = \frac{U_{m \max}}{U_{m \min}} = \frac{1 + |\Gamma_H|}{1 - |\Gamma_H|}. \quad (45)$$

Помимо КСВ используют обратную ему величину, называемую *коэффициентом бегущей волны* (КБВ или Кб):

$$\text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{1 - |\Gamma_H|}{1 + |\Gamma_H|}. \quad (46)$$

По известному значению КСВ или КБВ можно определить модуль коэффициента отражения

$$|\Gamma_H| = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1} = \frac{1 - \text{КБВ}}{1 + \text{КБВ}}. \quad (47)$$

Рассмотренные выше параметры (45–47) характеризуют режим распространения волны в длинной линии.

Если $Z_H = Z_B$, то, согласно (43), $|\Gamma_H| = 0$. Согласованная с линией нагрузка, сопротивление которой чисто активно и равно волновому сопротивлению линии, не создает отраженной волны и поглощает всю мощность падающей волны. Линия с согласованной нагрузкой ведет себя подобно бесконечной регулярной линии: в ней существует *режим бегущей волны*, характеризуемый параметрами $|\Gamma_H| = 0$, $\text{КСВ} = 1$, $\text{КБВ} = 1$. Распределение напряжения вдоль линии без потерь при такой нагрузке показано на рис. 12, а.

Если $Z_H = 0$ («короткое замыкание»), $Z_H = \infty$ («холостой ход») или $Z_H = \pm jX_H$ (сопротивление нагрузки реактивно), то величина $|\Gamma_H| = 1$, т. е. нагрузки полностью отражают падающую волну. В линии с такими нагрузками устанавливается *режим стоячей волны*, характеризуемый параметрами $|\Gamma_H| = 1$, $\text{КСВ} = \infty$, $\text{КБВ} = 0$ (рис. 12 б, в, г).

Режимы бегущей и стоячей волны являются предельными. В общем случае в линии существует так называемый *режим смешанных волн*, для которого $0 < |\Gamma_H| < 1$, $1 < \text{КСВ} < \infty$, $1 > \text{КБВ} > 0$ (рис. 12, д).

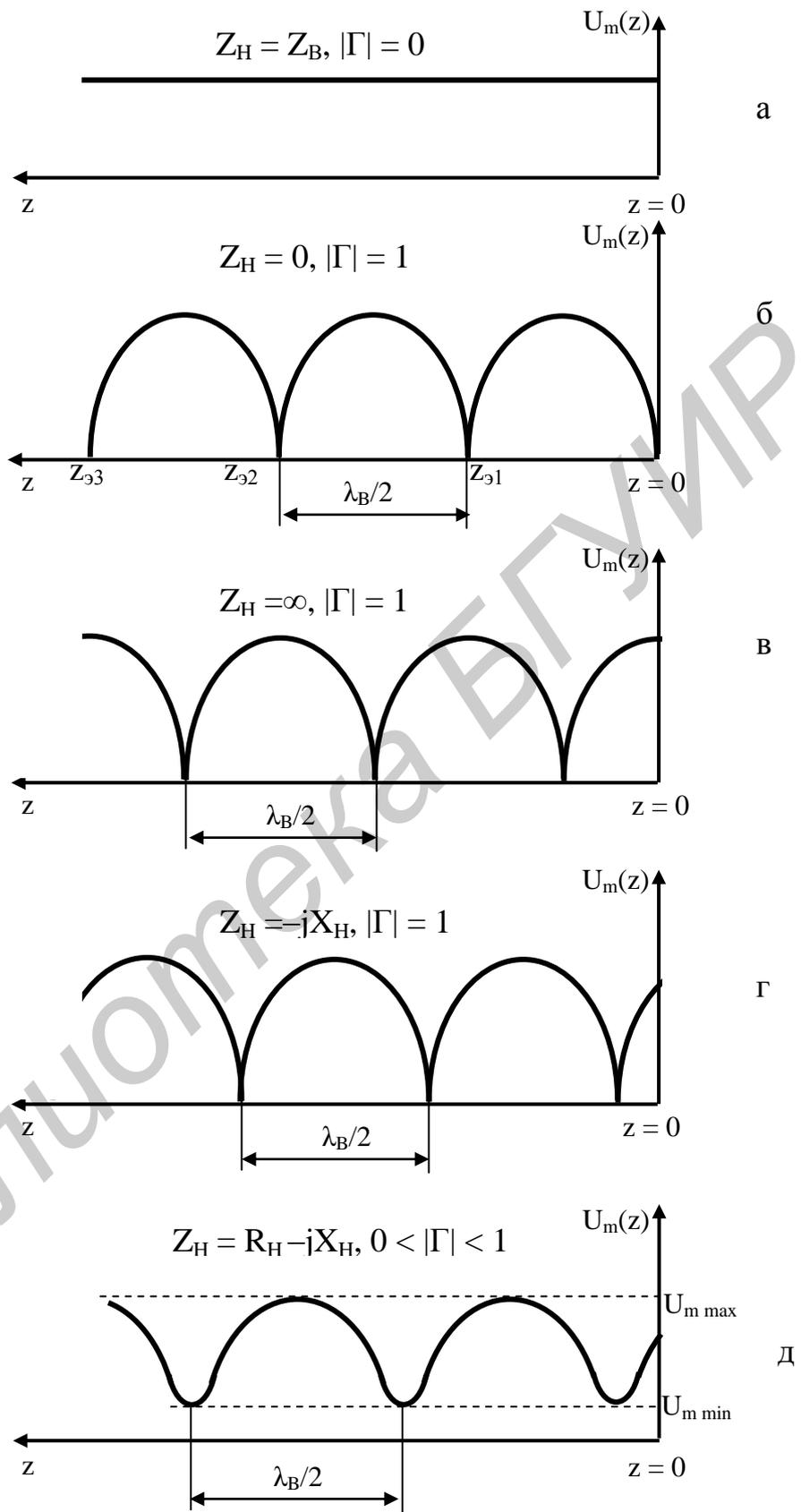


Рис. 12. Распределение напряжения в линии для различных нагрузок

Измерительная волноводная линия

Для исследования поля в волноводе, измерения параметров режимов работы линии передачи и других измерений в диапазоне СВЧ широко используется измерительная волноводная линия (ИВЛ).

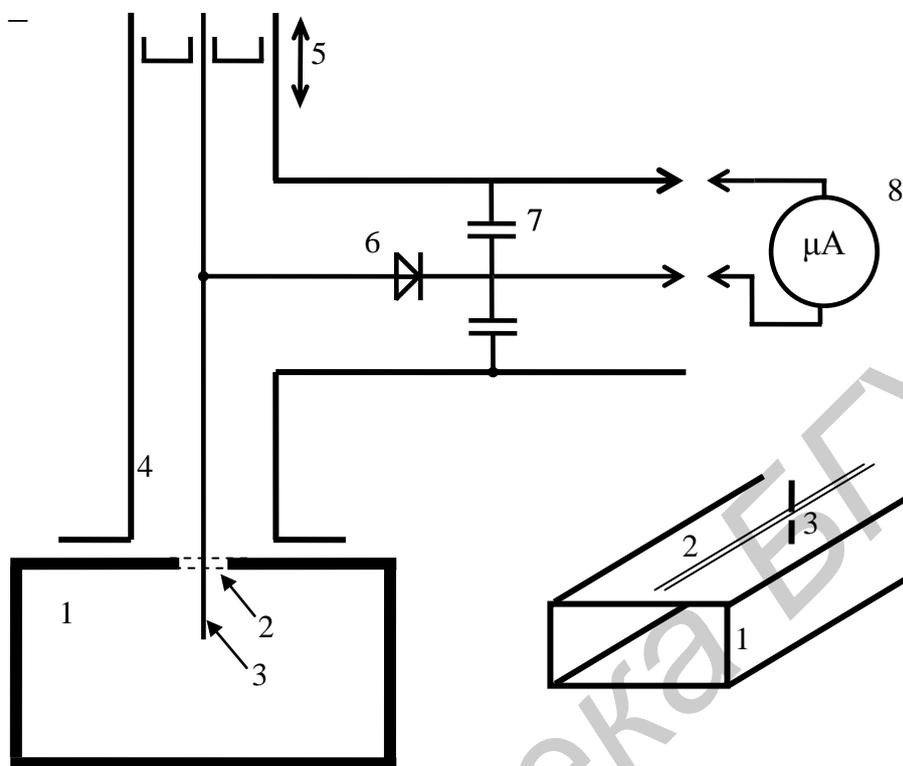


Рис. 13. Устройство измерительной линии

Основой ИВЛ (рис. 13) является волновод 1 прямоугольного сечения, в центре широкой стенки которого прорезана узкая продольная щель 2. Щель является неизлучающей и распространению волны в линии не мешает. В щель введен тонкий металлический проводник – зонд 3, переходящий в центральный проводник коаксиальной линии 4, смонтированной на передвижной каретке. СВЧ-детектор 6, установленный в боковом отводе, согласуется с коаксиальной линией подвижным поршнем 5. Настройка ИВЛ на частоту волны, распространяющейся в волноводе, осуществляется перемещением поршня до получения максимального тока индикатора 8, подключенного к детектору через блокировочный конденсатор 7. Для отсчета координаты зонда на оси линии z имеется шкала с нониусом, предусмотрено также изменение степени погружения зонда в волновод для регулировки чувствительности.

При перемещении зонда с детектором вдоль волновода непосредственно измеряется выпрямленный ток детектора, а не высокочастотное напряжение и не напряженность высокочастотного поля. Зависимость между током детектора I_d и приложенным высокочастотным напряжением $|U|$ называется **градуировочной характеристикой детектора** и для стандартных СВЧ-детекторов,

установленных в линии, приближается к квадратичной, если ток детектора не превышает величину 20–25 μA , т. е. $I_d = a |U|^2$. В этом случае

$$KCB = \frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \sqrt{\frac{I_{d \max}}{I_{d \min}}}. \quad (48)$$

3. Элементы и узлы волноводных трактов

В настоящей лабораторной работе рассматриваются лишь немногие из широкого многообразия конструктивных элементов и СВЧ-узлов, входящих в состав волноводных трактов.

Соединительные устройства служат для соединения отрезков волноводов и разделяются на два основных типа: контактное фланцевое соединение (КФС) и дроссельное фланцевое соединение (ДФС).

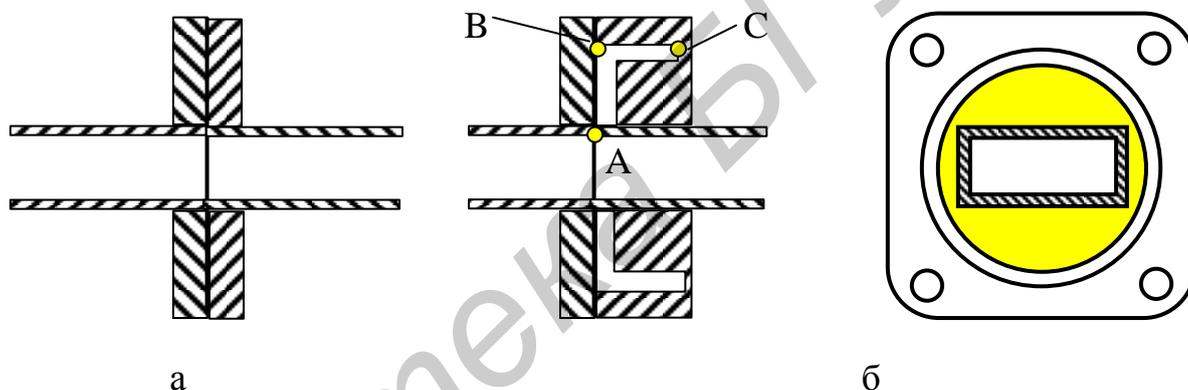


Рис. 14. Соединительные устройства волноводов

КФС (рис. 14, а) с тщательно обработанными поверхностями фланцев создают хороший электрический контакт в широком диапазоне частот, но не надежны при пересборках, например при проведении измерений.

При использовании ДФС хороший контакт между волноводами по высокой частоте обеспечивается с помощью отрезков линий передачи, выполненных в правом фланце (рис. 14, б): участок АВ представляет собой радиальную линию, в которой распространяется волна ТЕМ, участок ВС – коаксиальный короткозамкнутый волновод с волной H_{11} . Длина участка АВ выбирается равной $\lambda/4$, а участка ВС – $\lambda_{H_{11}}/4$. В соответствии с этим в точке гальванического контакта (механического соединения) В расположен минимум (узел) тока, а в точке А – короткое замыкание по высокой частоте, что резко снижает потери в соединении.

Короткозамыкающие поршни применяют для изменения длины короткозамкнутых отрезков волноводов в полых резонаторах, трансформаторах сопротивлений, фазовращателях, детекторах и других перестраиваемых устройствах СВЧ.

Основным требованием, предъявляемым к поршню, является обеспечение коэффициента отражения, близкого к единице, что возможно лишь при хорошем электрическом контакте между поршнем и стенками волновода.

В контактном поршне (рис. 15, а) такой контакт создается с помощью тонких пружинящих контактных лепестков длиной $\lambda/4$. В этом случае контакт лепестка со стенками оказывается в узле продольного ВЧ-тока и потери при отражении снижаются.

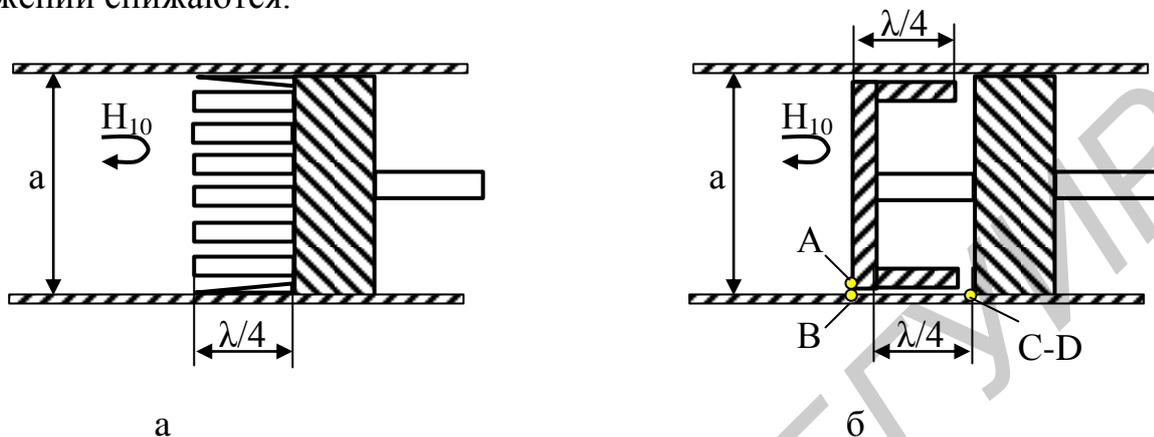


Рис. 15. Короткозамыкающие поршни в волноводе

Лучшие результаты дает применение дроссельных поршней (рис. 15, б), в которых плоскость эффективного короткого замыкания не совпадает с механическим контактом между поршнем и стенками волновода, а перенесена вперед приблизительно на четверть длины волны в свободном пространстве. Входное сопротивление в точках А–В в идеальном дроссельном поршне равно нулю независимо от величины сопротивления контакта между точками С и D. Дроссельные поршни обеспечивают КСВ ≈ 100 в полосе частот $\pm 15\%$.

Согласованная нагрузка – оконечное устройство волноводного тракта, применяемое для полного поглощения всей переносимой по тракту мощности.

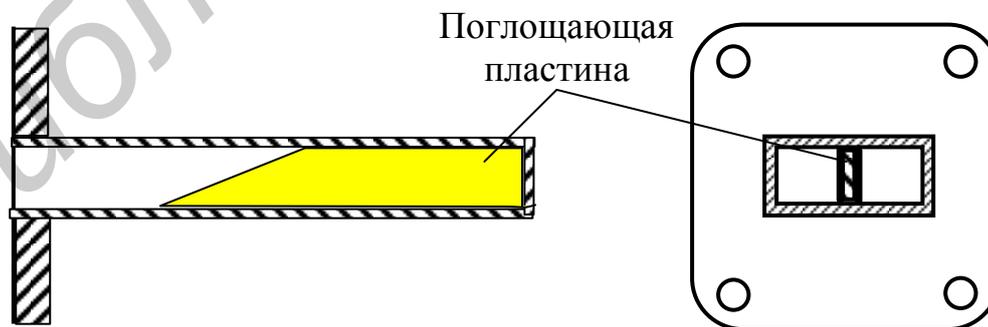


Рис. 16. Согласованная нагрузка

В зависимости от величины поглощаемой мощности различают нагрузки низкого уровня мощности (рассеиваемая мощность $P \leq 1$ Вт) и нагрузки высокого уровня мощности ($P > 1$ Вт).

Волноводные нагрузки низкого уровня мощности (рис. 16) обычно выполняются в виде короткозамкнутых отрезков волновода, в который вдоль его оси вводится диэлектрическая пластина, покрытая слоем поглотителя (графит, окись олова и др.). Для согласования пластины с однородным волноводом ей придается клиновидная форма.

В оконечных нагрузках высокого уровня мощности поглотитель выполняется в виде клина, занимающего значительную часть объема волновода; при этом принимаются меры для улучшения отвода тепла.

Используемые на практике хорошие согласованные нагрузки обеспечивают обычно $K_{СВ} = 1,02-1,05$ в полосе частот свыше 30 % от средней частоты.

Аттенюатор (ослабитель) является двухплечим узлом, предназначенным для уменьшения проходящей через него мощности волны рабочего типа.

Все ослабители, используемые в технике СВЧ, можно разделить на две принципиально различные группы – *взаимные* (обратимые) и *невзаимные* (необратимые) – в зависимости от того, подчиняются ли они принципу взаимности.

По способу ослабления различают аттенюаторы *поглощающие*, *предельные* и *поляризационные*. Различают также *фиксированные* и *регулируемые* аттенюаторы, *высокого* и *низкого* уровней мощности, *калиброванные* и *некалиброванные* и т. д.

Рассмотрим здесь типичный обратимый поглощающий аттенюатор низкого уровня мощности (рис. 17). Такой аттенюатор состоит из отрезка волновода, в котором расположена диэлектрическая пластина с нанесенным поглощающим слоем, как и в согласованной нагрузке.

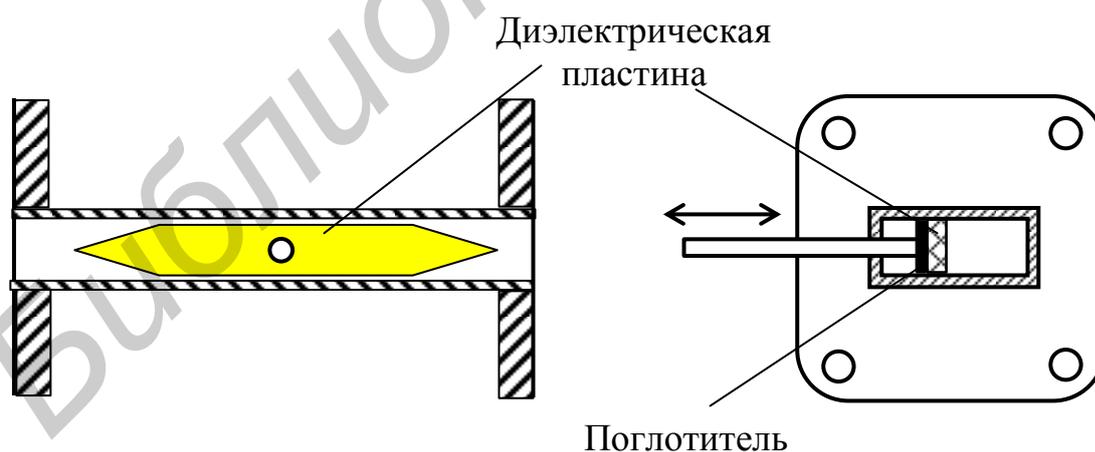


Рис. 17. Поглощающий аттенюатор

Регулировка ослабления осуществляется перемещением пластины внутри волновода от узкой стенки к середине широкой. Наибольшее затухание дости-

гается, когда пластина оказывается расположенной в центре волновода, т. е. в максимуме электрического поля.

Величина ослабления такого аттенюатора изменяется от 0 до 30–40 дБ при КСВ, равном 1,1–1,2. Для получения большего ослабления могут быть установлены две поглощающие пластины.

Фазовращателем называется четырехполосник, при прохождении через который волна приобретает определенный фазовый сдвиг. Различают нерегулируемые и регулируемые фазовращатели. Регулируемые фазовращатели позволяют изменять сдвиг по фазе между волнами на его выходе и входе.

Широко распространенный диэлектрический фазовращатель (ДФВ) представляет собой отрезок волновода с продольной диэлектрической пластиной, которая расположена параллельно вектору E волны H_{10} и уменьшает фазовую скорость этой волны. Проходя участок волновода с диэлектрической пластиной, волна приобретает дополнительный фазовый сдвиг по сравнению с прохождением участка такой же длины, но без пластины. Величину этого сдвига можно регулировать путем перемещения пластины перпендикулярно оси волновода. Для уменьшения коэффициента отражения от пластины ее концам придают клиновидную форму.

Конструкция регулируемого ДФВ для прямоугольного волновода с волной H_{10} имеет такой же вид, что и соответствующий аттенюатор (см. рис. 17), только на пластине отсутствует поглощающий слой.

Реактивные диафрагмы и штыри в волноводе широко используются в технике СВЧ при построении возбуждающих и согласующих устройств, различных типов фильтров, резонаторов и пр. Такие реактивные элементы представляют собой неоднородность в линии передачи и вызывают появление нераспространяющихся волн высших типов. Энергия этих волн локализована вблизи неоднородности и не передается по линии, т. е. является реактивной запасенной энергией. В зависимости от типов высших волн вблизи неоднородности может быть сконцентрировано электрическое или магнитное поле, что равносильно появлению в этих сечениях сопротивлений, носящих емкостной или индуктивный характер.

Волноводные диафрагмы – тонкие проводящие перегородки, размещаемые в плоскости поперечного сечения волновода и уменьшающие при этом линейные размеры этого сечения. Диафрагмы являются реактивными элементами, т. к. почти не вносят в тракт дополнительных потерь. Тип реактивности и ее величина определяются размерами и формой диафрагмы. Различные типы диафрагм в прямоугольных волноводах и их эквивалентные схемы приведены на рис. 18, а, б, в.

Диафрагма, показанная на рис. 18, а, уменьшает высоту волновода, что вызывает концентрацию в этом сечении силовых линий электрического поля и эквивалентно включению в линию шунтирующей емкости.

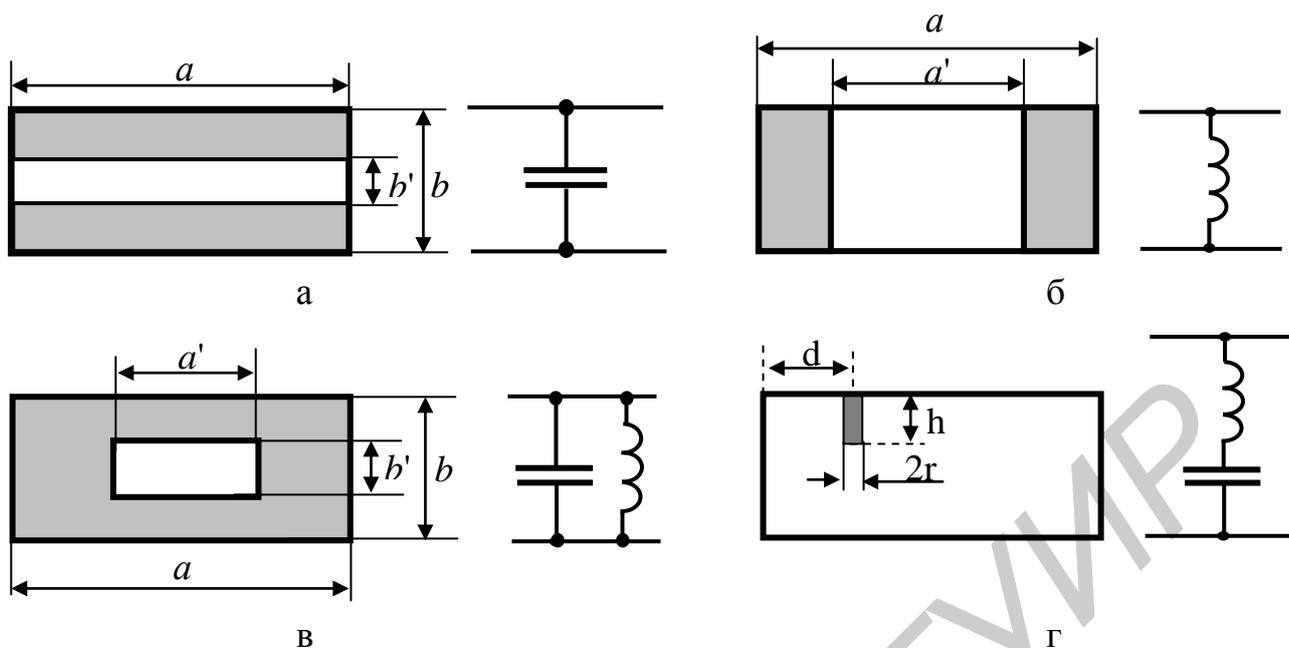


Рис. 18. Реактивные элементы в волноводе

В случае диафрагмы, показанной на рис. 18, б, за счет частичного замыкания поперечных токов волновода через пластины диафрагмы запасается энергия магнитного поля волны, связанная с этими токами. Поэтому такая диафрагма вносит в линию шунтирующую индуктивность, а диафрагма называется индуктивной.

Более сложная диафрагма (рис. 18, в), называемая резонансным окном, эквивалентна параллельному соединению индуктивности и емкости и соответствует включению в линию параллельного колебательного контура. При определенном соотношении между размерами a' и b' и длиной волны этот контур настроен в резонанс и не шунтирует волновод.

Еще одним примером реактивного элемента, имеющего большое практическое значение, является металлический стержень (штырь), введенный в волновод через широкую стенку (рис. 18, г).

Эквивалентной схемой такого штыря является последовательный колебательный контур, величина проводимости которого зависит от длины штыря h , его радиуса r и места расположения на широкой стенке волновода d . При малой глубине погружения штыря ($h < \lambda/4$) проводимость шунтирующего контура имеет емкостной характер. На резонансной частоте при $h \approx \lambda/4$ штырь ведет себя как закорачивающая перемычка. При дальнейшем увеличении глубины погружения ($h > \lambda/4$) проводимость шунтирующего контура приобретает индуктивный характер.

Возможность плавной регулировки длины штыря при настройке устройств СВЧ является его существенным преимуществом перед реактивными диафрагмами.

Волноводные тройники предназначены для деления или суммирования мощности СВЧ-сигналов. Разделение плеч может происходить по Н- или Е-плоскости формируемого поля основной волны (рис. 19). При этом деление мощности происходит в зависимости от длин плеч разветвления x_1 и x_2 . Если в плечо 1 подать мощность P на Н-тройник (рис. 19, а) при условии равенства плеч $x_1 = x_2$, то мощность поделится пополам, причем в фазе. Если же подать мощность P в плечо 4 на Е-тройник (рис. 19, б) при условии равенства плеч $x_1 = x_2$, то мощность поделится пополам, но в противофазе.

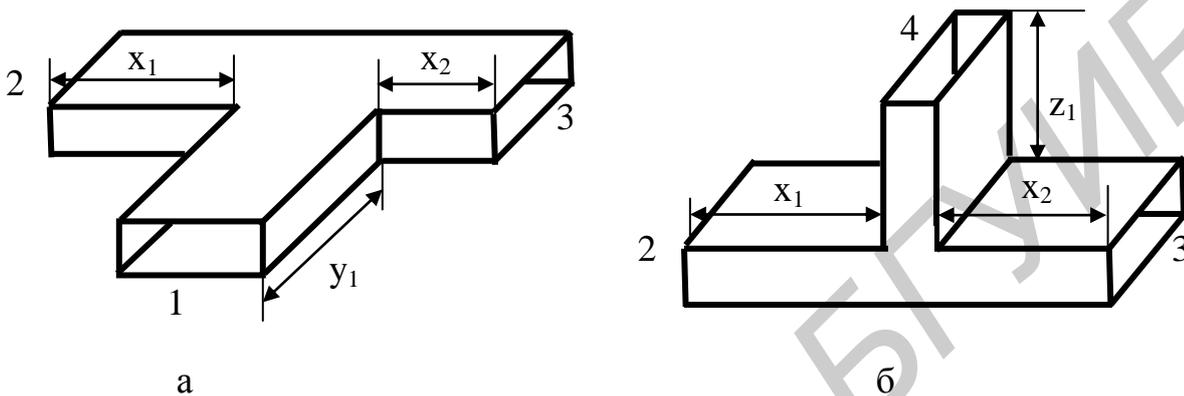


Рис. 19. Н- и Е-тройник

Тройники часто используются в целях согласования волноводных линий с нагрузками. При этом реализуется шлейфовая схема, когда ответвляемое от основной линии плечо подвергается изменениям по действующей длине с помощью короткозамыкающего поршня.

Коаксиально-волноводный переход (КВП) является возбуждающим устройством (см. подразд. 2.8) волны H_{10} в волноводе от коаксиальной линии с волной ТЕМ.

Для того чтобы энергия поля полностью переходила из коаксиальной линии в волновод, необходимо обеспечить режим бегущей волны в коаксиальной линии, т. е. равенство входного сопротивления возбуждающего устройства и волнового сопротивления фидера.

На рис. 20 схематически показано конструктивное выполнение некоторых наиболее распространенных КВП.

В конструкции коаксиально-волноводного перехода, показанной на рис. 20, а, отрезок центрального проводника коаксиальной линии длиной $l \approx \lambda/4$ является антенной, излучающей энергию в волновод или отбирающей ее из волновода. Мощность, излучаемая этой антенной (несимметричным вибратором), переносится по волноводу только основной волной H_{10} . Волны высших типов, также возбуждаемые вибратором и локализованные вблизи него, являются нераспространяющимися; их действие на вибратор носит чисто реактивный характер и приводит к ухудшению согласования волновода с коаксиальной линией.

Обычно для обеспечения согласования штырь располагают по центру широкой стенки волновода ($x_0 = a/2$), а расстояние до короткозамыкателя z_0 берут равным четверти длины волны в волноводе. Такие КВП наиболее просты, но имеют узкую полосу пропускания (приблизительно 15 %) и пониженную электрическую прочность из-за большой концентрации электрического поля на вершине штыря.

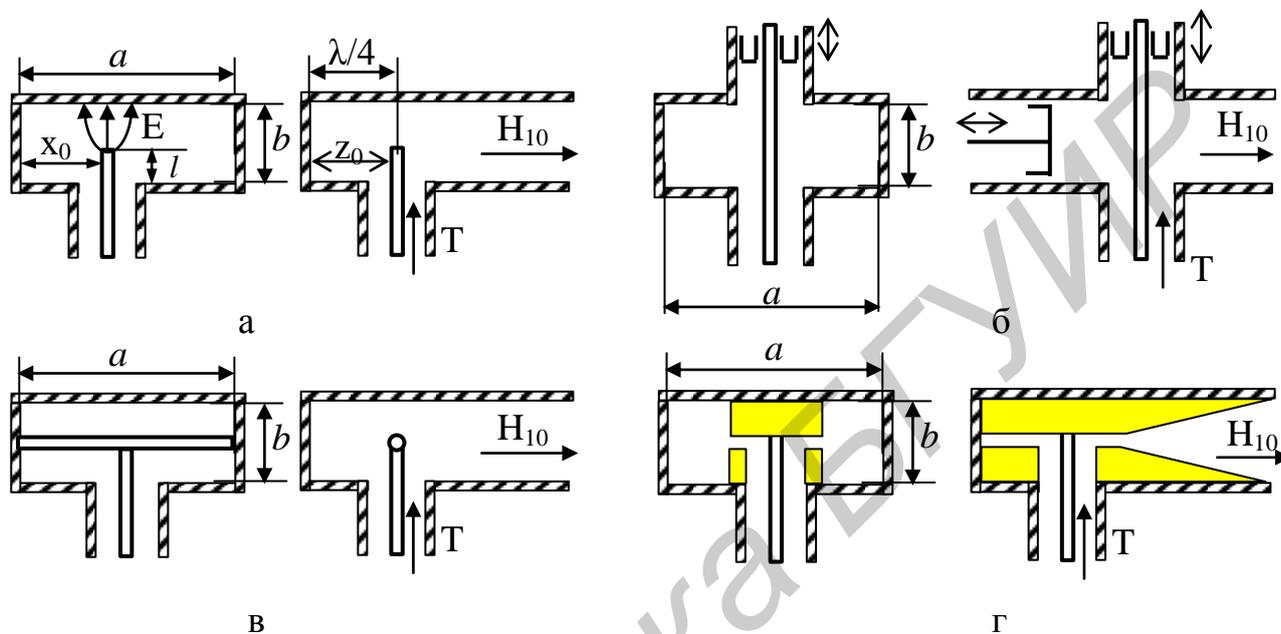


Рис. 20. Конструкции КВП

Скомпенсировать реактивную составляющую входного сопротивления вибратора, обусловленную волнами высших типов, и тем самым улучшить согласование можно с помощью установки короткозамкнутого коаксиального шлейфа и перемещением поршня в волноводе (рис. 20, б).

На рис. 20, в приведен пример широкополосного КВП с поперечным стержнем, обеспечивающим надежное крепление вертикального штыря и пропускающим высокие уровни мощности. Такой КВП обеспечивает $K_{СВ} = 1,1-1,5$ в полосе частот до 30 %.

Еще более широкополосным является переход, изображенный на рис. 20, г, в котором обычный прямоугольный волновод с помощью клиньев длиной $(2-3)\lambda_{В}$ переходит в H-образный волновод, имеющий пониженное волновое сопротивление. Зазор между клиньями в месте присоединения коаксиальной линии выбирается таким, чтобы волновые сопротивления волновода и линии были равны. В результате полоса пропускания у этого КВП почти такая же, как и у регулярного волновода.

Диодные секции СВЧ. Использование в аппаратуре СВЧ-диапазона полупроводниковых диодов различных типов (детекторные, смесительные, переключательные и др.) имеет свою специфику, связанную с реализацией соответствующих схем на основе волновода.

Рассмотрим здесь их построение на примере волноводной *детекторной* секции (ДС). Детекторная секция представляет собой отрезок прямоугольного волновода, снабженный устройствами для включения СВЧ-детектора, для согласования его с линией и для вывода НЧ-сигнала, несущего полезную информацию.

Некоторые варианты конструкций ДС схематично показаны на рис. 21, а, б, в. В волноводных ДС СВЧ-детектор должен включаться в волновод таким образом, чтобы его выводы образовывали электрический зонд, параллельный вектору E . Часто детектор располагают во вспомогательной коаксиальной линии, непосредственно связанной с волноводом (рис. 21, а). Согласование производится с помощью поршня, коаксиального шлейфа или трехштыревого трансформатора (рис. 21, а, в).

Для соединения ДС с НЧ-цепью обычно предусматривается экранированный коаксиальный разъем, в котором имеется блокировочный конденсатор или дроссель для предотвращения просачивания высокочастотной энергии в НЧ-цепь (рис. 21, а, в).

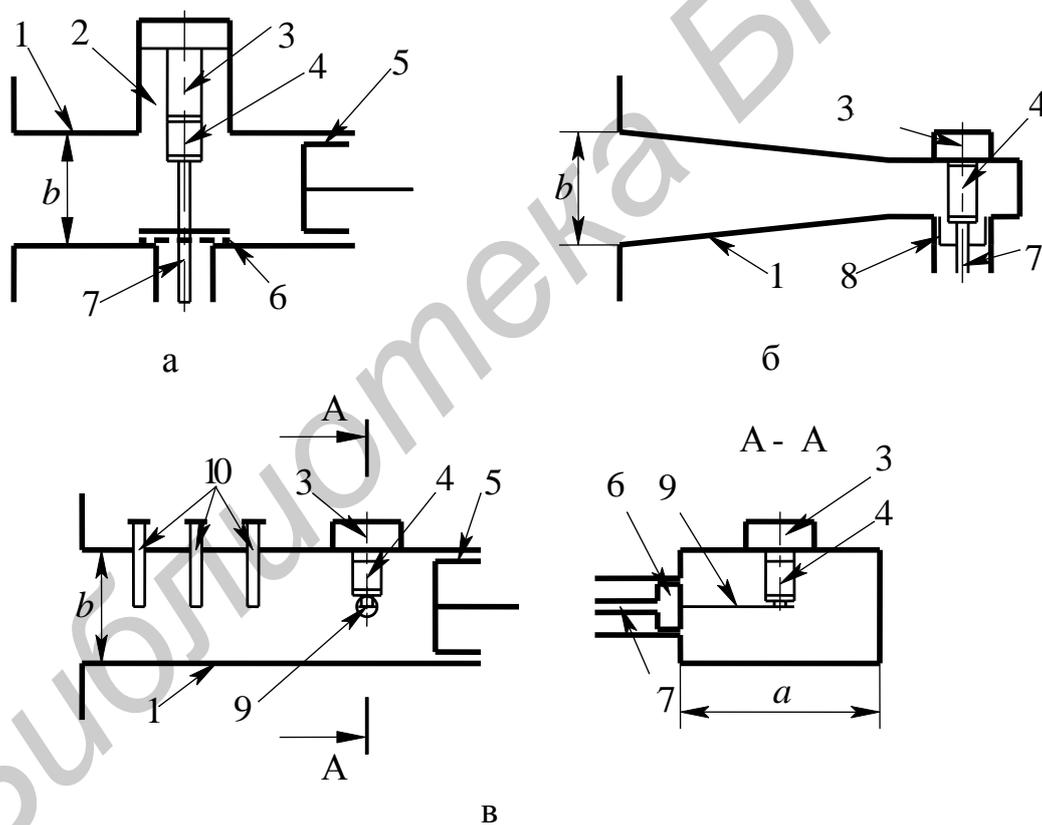


Рис. 21. Конструкции детекторных секций:

- 1 – волновод; 2 – короткозамкнутый шлейф; 3 – держатель детектора;
- 4 – детектор; 5 – поршень; 6 – блокировочный конденсатор;
- 7 – коаксиальный разъем;
- 8 – дроссель; 9 – пружинный контакт; 10 – трехштыревой трансформатор

Чтобы обеспечить широкую рабочую полосу частот 20–30 %, короткозамыкающая стенка в волноводе неподвижно фиксируется на оптимальном расстоянии от детектора, а узкий размер сечения волновода уменьшается в 2–3 раза в сравнении со стандартными размерами (рис. 21, б).

4. Измерительная установка

Для исследования поля в волноводе, измерения параметров режима работы волновода и определения характеристик волноводных элементов и узлов используется измерительная установка, структурная схема которой показана на рис. 22.

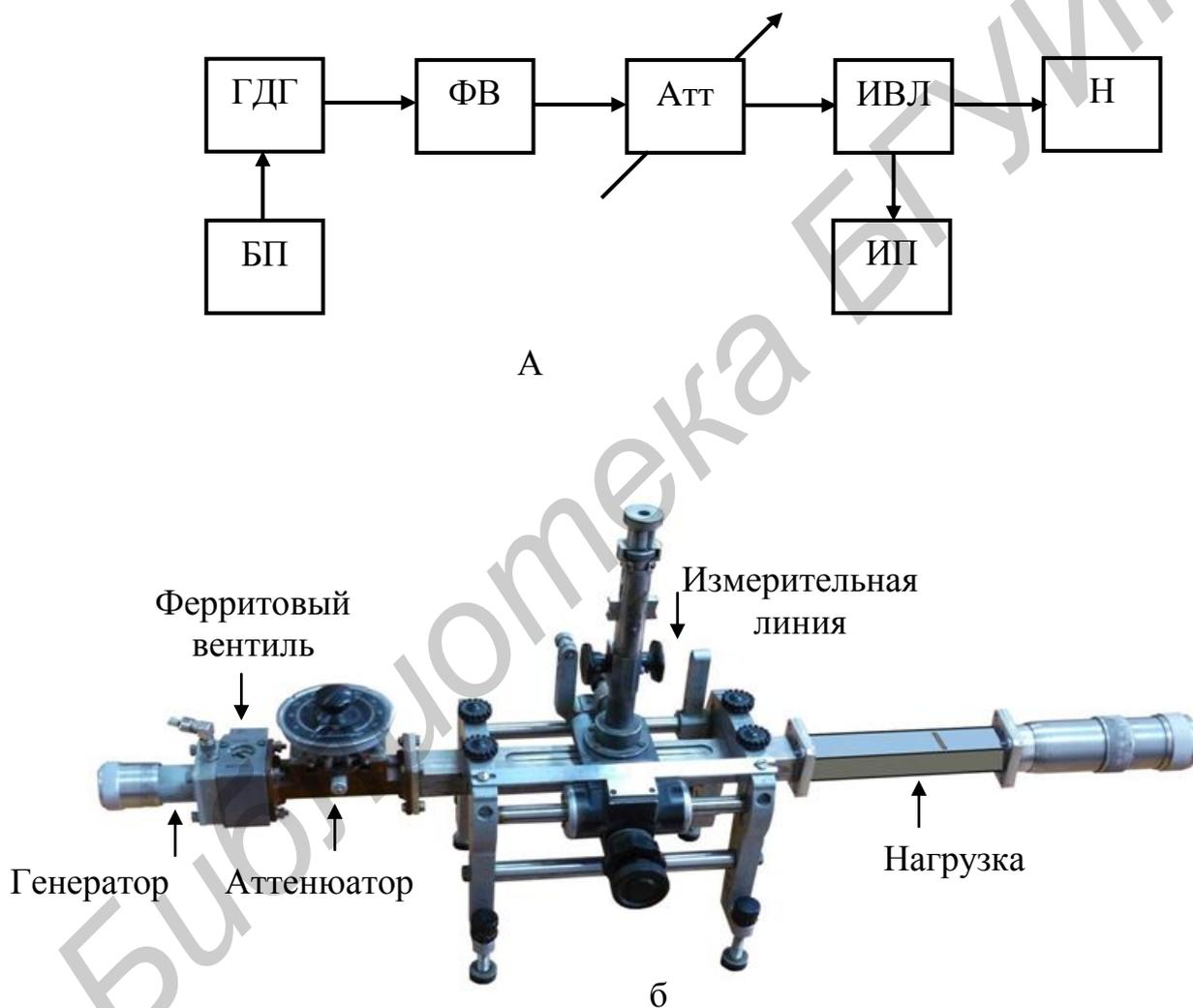


Рис. 22. Структурная схема и внешний вид измерительной установки

Все узлы, входящие в волноводный тракт измерительной установки, выполнены на основе прямоугольного волновода трехсантиметрового диапазона волн с размерами поперечного сечения 23×10 мм. Волна в линии задается СВЧ-генератором на диоде Ганна ГДГ, постоянное напряжение питания которого 10–11 В

обеспечивает блок питания БП. Требуемая частота генератора устанавливается в соответствии с его градуировочным графиком. Для устранения влияния нагрузки N , величина которой может меняться в широких пределах, на частоту и мощность генератора на его выходе установлен ферритовый вентиль ФВ. Далее после аттенюатора Атт, регулирующего уровень мощности волны, установлена измерительная волноводная линия ИВЛ, с помощью которой производится измерение коэффициента стоячей волны нагрузок N и измеряется распределение поля вдоль линии для этих нагрузок. Измерительный прибор ИП, подключенный к выходу детектора ИЛ, представляет собой многопредельный микроамперметр постоянного тока, снабженный системой блокировки («арретир»).

5. Задание и порядок выполнения работы

5.1. Изучить настоящие методические указания и состав аппаратуры, входящей в измерительный стенд.

5.2. Перед включением стенда установить регулятор выходного напряжения БП на нуль, аттенюатор Атт – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30 μA .

5.3. Включить измерительную установку и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:

- установить напряжение питания СВЧ-генератора 10–11 В по вольтметру на БП;

- установить короткозамыкающим поршнем генератора по градуировочному графику заданную частоту;

- настроить измерительную линию двумя ручками на вертикальной стойке по максимуму тока детектора;

- по окончании настройки аттенюатором установить такой уровень мощности, чтобы при смещении зонда в максимум поля стрелка измерительного прибора ИП отклонялась во вторую половину шкалы, но не более чем на 25 μA . Такой уровень мощности необходимо устанавливать при выполнении каждого пункта задания.

5.4. Подключить к измерительной линии короткозамыкающую заглушку ($Z_H = 0$) и измерить длину волны в волноводе как удвоенное расстояние между соседними минимумами напряженности поля $\lambda_B = 2(z_{3_1} - z_{3_2})$ (см. рис. 12, б).

5.5. Измерить распределение поля вдоль оси волновода для трех режимов работы волновода:

- режима стоячей волны (данный режим реализуется в лабораторной работе с помощью опыта короткого замыкания ($Z_H = 0$) т. е. в качестве нагрузки волновода используется короткозамыкающая заглушка);

- режима смешанных волн (устанавливается в линии, если в качестве нагрузки использовать открытый волновод);

- режима бегущей волны (на конец линии устанавливается согласованная нагрузка).

При исследовании каждого из режимов координату положения зонда z_n изменять в промежутке между двумя соседними минимумами (см. рис. 12) с интервалом 2 мм. Обязательно зафиксировать положение $I_{д\ max}$ и $I_{д\ min}$ по шкале измерительной линии и их значения по микроамперметру. Определить коэффициент стоячей волны КСВ и коэффициент отражения $|\Gamma|$. Результаты измерений и расчетов для каждого режима отдельно занести в табл. 2.

Нагрузка _____, КСВ=____, $|\Gamma|$ =_____ Таблица 2

Z, мм	z_1	z_2	z_3	z_n
$I_{д}, \mu A$						
$\sqrt{I_{д}/I_{д\ max}}$						

5.6. Снять зависимость длины волны в волноводе от частоты $\lambda_B = F_1(f)$ в диапазоне, заданном преподавателем (см. п. 5.4). При каждом изменении частоты необходимо осуществлять подстройку измерительной линии, как это указано в п. 5.3. Результаты измерений свести в табл. 3.

Таблица 3

f, ГГц	f_1	f_2	...	f_n
$Z_{\min 1}, \text{мм}$				
$Z_{\min 2}, \text{мм}$				
$\lambda_B = 2(Z_{\min 1} - Z_{\min 2})$				

5.7. Подключить к измерительной линии волноводное плечо коаксиально-волноводного перехода, нагрузив его коаксиальный выход коаксиальной согласованной нагрузкой. Измерить зависимость коэффициента стоячей волны КВП от частоты КСВ = $F_2(f)$ в заданном преподавателем диапазоне. При изменении частоты необходима подстройка измерительной линии! Результаты измерений записать в табл. 4.

Таблица 4

f, ГГц	f_1	f_2	f_n
$I_{д\ max}, \mu A$					
$I_{д\ min}, \mu A$					
$КСВ = \sqrt{I_{д\ max}/I_{д\ min}}$					

5.8. Произвести измерения аналогично п. 5.7 для подключенной к измерительной линии детекторной (смесительной) секции $КСВ_д = F_3(f)$ (табл. 5).

Таблица 5

f , ГГц	f_1	f_2	f_n
$I_{Д\max}$, μA					
$I_{Д\min}$, μA					
$\text{КСВ}_Д = \sqrt{I_{Д\max}/I_{Д\min}}$					

5.9. Снять градуировочную характеристику диэлектрического фазовращателя ДФВ (см. рис. 17) $\Delta\varphi = F_4(\alpha)$, где $\Delta\varphi$ – угол сдвига фазы, α – положение диэлектрической пластины в волноводе по шкале ДФВ.

Для этого необходимо:

- подключить ДФВ одним плечом к измерительной линии, а к другому плечу подключить короткозамыкающую заглушку;
- настроить ИВЛ на заданную частоту (см. п. 5.3);
- измерить длину волны в волноводе (см. п. 5.4);
- установить зонд ИВЛ в положение, соответствующее одному из минимумов стоячей волны, и записать его координату $z_{\min 1}$;
- изменяя положение пластины ДФВ α_n с заданным интервалом, фиксировать для каждого значения α_n соответствующее положение минимума стоячей волны $z_{\min n}$;
- рассчитать фазовый сдвиг, результаты измерений и расчетов занести в табл. 6.

Таблица 6

$f =$ _____ ГГц, $\lambda_B =$ _____ мм, $z_{\min 1} =$ _____ мм

α , дел.	0	10	20	...	100
$z_{\min n}$, мм					
$\Delta z = z_{\min 1} - z_{\min n} $					
$\Delta\varphi = \pi \Delta z / \lambda_B$					

5.10. Снять зависимость КСВ реактивного штыря с размерами d и r (см. рис. 18, в) в волноводе от его длины h – $\text{КСВ} = F_5(f)$. Для измерений волноводная секция со штырем включается между выходом измерительной линии и согласованной нагрузкой. Глубина погружения штыря в волновод изменяется от максимальной $h_{\max} = b = 10$ мм до нуля с шагом, равным удвоенному шагу резьбы. Результаты измерений занести в табл. 7.

Таблица 7

h , мм	0	...				10
$I_{Д\max}$, μA						
$I_{Д\min}$, μA						
КСВ						

5.11. Рассчитать и построить графики распределения поля вдоль волновода для различных режимов на заданной рабочей частоте. Определить параметры КСВ, $|\Gamma|$ и $\lambda_{В \text{ эксп}}$.

5.12. Рассчитать и построить теоретические зависимости фазовой и групповой скоростей, характеристического сопротивления и длины волны в волноводе от частоты в диапазоне частот одномодового режима.

5.13. По экспериментальным данным табл. 3–7 построить графики зависимостей $\lambda_{В \text{ эксп}} = F_1(f)$, $\text{КСВ} = F_2(f)$ для коаксиально-волноводного перехода, $\text{КСВ} = F_3(f)$ для детекторной секции, $\Delta\varphi = F_4(\alpha)$ для диэлектрического фазовращателя, $\text{КСВ} = F_5(f)$ для реактивного штыря в волноводе. Определить рабочий диапазон частот каждого из исследованных узлов.

6. Содержание отчета

6.1. Название и цель лабораторной работы.

6.2. Структурная схема измерительной установки с указанием использованных измерительных приборов и исследуемых узлов СВЧ.

6.3. Экспериментальные результаты исследования режимов работы волновода, сведенные в таблицы.

6.4. Графики распределения поля вдоль волновода для различных режимов работы.

6.5. Графики $\lambda_{В \text{ эксп}} = F_1(f)$, и $\lambda_{В \text{ теор}} = F_1(f)$, построенные в одной системе координат.

6.6. Расчетные зависимости фазовой V_{ϕ} , групповой $V_{гр}$ скоростей и характеристического сопротивления Z_c от частоты, построенные в одной системе координат.

6.7. Схематичные чертежи и характеристики исследованных волноводных узлов СВЧ.

6.8. Анализ полученных результатов, выводы по проделанной лабораторной работе.

7. Контрольные вопросы

1. Типы линий передачи электромагнитных волн. Требования, предъявляемые к регулярным линиям передачи, особенности их применения.

2. Классификация волн в линиях передачи. Определение волн типов Т, Е, Н, НЕ, ЕН.

3. Дисперсия электромагнитных волн в линиях передачи. Основные параметры β , k_{\perp} , $\lambda_{кр}$, $\lambda_{в}$, V_{ϕ} , $V_{гр}$ волн в линиях с дисперсией и без нее.

4. Постановка задачи и схема решения волновых уравнений для прямоугольного волновода.

5. Типы волн в прямоугольном волноводе. Составляющие поля волн H_{mn} и E_{mn} . Физический смысл индексов m и n в обозначении типа волны.

6. Фазовая постоянная β , поперечное волновое число k_{\perp} , критическая длина волны $\lambda_{кр}$.

7. Условие распространения волн по волноводу. Условие существования местного (нераспространяющегося) поля в волноводе.

8. Фазовая и групповая скорости волны в прямоугольном волноводе. Их физический смысл, зависимость от типа волны, размеров волновода и частоты.

9. Характеристическое сопротивление для волн H_{mn} и E_{mn} , их зависимость от частоты.

10. Основная волна в прямоугольном волноводе. Условие одномодового режима работы волновода.

11. Составляющие электрического и магнитного полей основной волны. Эпюры составляющих полей волны H_{10} в трех ортогональных сечениях волновода.

12. Параметры основной волны. Определение частотного диапазона волновода.

13. Структура поля основной волны.

14. Построение структуры поля волн высших типов в прямоугольном волноводе.

15. Токи смещения и токи проводимости в стенках волновода.

16. Мощность, передаваемая по волноводу. Предельная и допустимая мощности.

17. Затухание волны в волноводе. Факторы, определяющие затухание волны.

18. Способы возбуждения электромагнитных волн в волноводах. Устройство, принцип работы элементов связи.

19. Режимы работы линии передачи с нагрузкой. Параметры, характеризующие режим работы линии.

20. Распределение напряженности поля (напряжения) вдоль линии при различных нагрузках.

21. Измерение параметров электромагнитной волны. Устройство, принцип работы и назначение измерительной волноводной линии.

22. Назначение, устройство, принцип работы и основные параметры элементов и узлов волноводных трактов:

- контактных и короткозамыкающих устройств;
- согласованных нагрузок различных типов;
- фазовращателей;
- аттенюаторов различных типов;
- реактивных элементов (диафрагмы, штыри, короткозамкнутые шлейфы)
- разветвлений волноводных трактов;
- коаксиально-волноводных переходов;
- детекторных и смесительных секций.

23. Структурная схема лабораторной измерительной установки. Назначение элементов и узлов, входящих в состав измерительного тракта.

Литература

1. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Синицин. – Минск : Бестпринт, 2004.
2. Гололобов, Д. В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства / Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук / В 3 ч. Ч. 2: Фидерные устройства. – Минск : БГУИР, 2005.
3. Вольман, В. Н. Техническая электродинамика / В. Н. Вольман, Ю. В. Пименов, А. Д. Муравцов. – М. : Радио и связь, 2002.
4. Фальковский, О. И. Техническая электродинамика / О. И. Фальковский. – М. : Связь, 1978.
5. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – М. : Высш. шк., 1970.

Библиотека БГУИР

Содержание

1. Электромагнитные волны в регулярных линиях передачи	3
1.1. Типы линий передачи электромагнитных волн.....	3
1.2. Классификация волн в линиях передачи.....	4
2. Электромагнитные волны в прямоугольном волноводе.....	10
2.1. Исходные предпосылки.....	10
2.2. Волны типа Н в прямоугольном волноводе	11
2.3. Волны Е-типа в волноводе.....	13
2.4. Основная волна в прямоугольном волноводе.....	14
2.5. Структура поля волн Е- и Н-типа.....	16
2.6. Структура полей волн высших типов	18
2.7. Передача энергии по волноводам	21
2.8. Возбуждение волн в волноводах.....	22
2.9. Режимы работы линии передачи.....	24
3. Элементы и узлы волноводных трактов.....	30
4. Измерительная установка.....	38
5. Задание и порядок выполнения работы.....	39
6. Содержание отчета.....	42
7. Контрольные вопросы	42
Литература	44

Учебное издание

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА И ЭЛЕМЕНТОВ НА ЕГО ОСНОВЕ

Методические указания к выполнению лабораторной работы №1

С о с т а в и т е л и:
Бобков Юрий Юрьевич,
Гололобов Дмитрий Владимирович,
Кирильчук Валерий Борисович и др.

Редактор Н. В. Гриневич
Корректор И. П. Острикова

Подписано в печать 18.01.2012.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 2,5.

Формат 60x84 1/16.
Отпечатано на ризографе.
Тираж 100 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 2,91.
Заказ 515.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6