

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования  
«Тамбовский государственный технический университет»

**Ю. Н. ПАНАСЮК, А. П. ПУДОВКИН**

# **УСТРОЙСТВА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**

*Рекомендовано Учебно-методическим объединением  
по образованию в области радиотехники, электроники,  
биомедицинской техники и автоматизации  
в качестве учебного пособия для студентов 3 и 4 курсов,  
обучающихся по направлениям  
211000 «Конструирование и технология электронных средств»,  
210400 «Радиотехника» очной и заочной форм обучения*



---

Тамбов  
Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ»  
2015

УДК 621.37 (075.8)  
ББК 3840.4я73  
П88

**Р е ц е н з е н т ы:**

Кандидат технических наук, доцент, главный инженер  
ФГУП «Российская телевизионная и радиовещательная сеть»  
филиала «Тамбовский областной радиотелевизионный центр»  
*М. В. Быстров*

Кандидат технических наук, доцент,  
доцент кафедры «Конструирование радиоэлектронных и  
микропроцессорных систем» ФГБОУ ВПО «ТГТУ»  
*О. А. Белоусов*

**Панасюк, Ю. Н.**

П88      Устройства сверхвысоких частот : учебное пособие для студен-  
тов, обучающихся по направлениям 211000 «Конструирование  
и технология электронных средств», 210400 «Радиотехника» очной  
и заочной форм обучения / Ю. Н. Панасюк, А. П. Пудовкин. –  
Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2015. – 80 с. – 100 экз. –  
ISBN 978-5-8265-1378-1.

Изложены принципы функционирования устройств сверхвысоких частот (СВЧ), аналитические и численные методы расчёта устройств СВЧ. Рассмотрены типовые узлы и элементы, применяемые в системах автоматизированного проектирования устройств СВЧ и антенн.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям 211000 «Конструирование и технология электронных средств», 210400 «Радиотехника» очной и заочной форм обучения.

УДК 621.37 (075.8)  
ББК 3840.4я73

**ISBN 978-5-8265-1378-1**

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВПО «ТГТУ»), 2015

## ВВЕДЕНИЕ

Прогресс современной радиотехники сопровождается быстрым развитием теории и техники устройств СВЧ. В большинстве случаев эти устройства представляют собой конструктивное сочетание проводников, диэлектриков и ферритов и относятся к классу линейных радиотехнических устройств. Все они в совокупности образуют фидерный тракт радиотехнической системы, который занимает место между антенной и радиопередающим и радиоприёмным устройствами. Фидерный тракт осуществляет канализацию электромагнитной энергии, обеспечивает правильный режим выходных и входных цепей передатчика и приёмника, а также совместно с антенной системой выполняет предварительную поляризационную и частотную селекцию сигналов. В него могут включаться коммутирующие цепи, различные подвижные и неподвижные сочленения, устройства, обеспечивающие контроль работоспособности системы.

В настоящее время наблюдается бурный рост теоретических и экспериментальных исследований в области устройств СВЧ. Он происходит как по пути модернизации и применения ранее известных устройств на всё более высоких частотах, так и по пути создания ряда новых устройств на основе достижений физики твёрдого тела и прогрессивной технологии. Именно поэтому современный радиоинженер должен иметь представление об основных конструкциях устройств СВЧ, их принципах действия и особенностях применения в интересах радиотехнического обеспечения полётов авиации.

Усвоение изложенных в пособии вопросов, связанных с построением устройств СВЧ, предполагает знание читателем теории волновых процессов в различных средах, основ теории линий передачи и объёмных резонаторов.

Пособие содержит пять глав. Каждая глава содержит несколько подглав. Каждая подглава, за исключением первой главы, соответствует теме группового занятия, входящего в содержание дисциплины «Устройства СВЧ и антенны». Наиболее важные моменты, касающиеся назначения, конструкции и принципов действия устройств СВЧ, в пособии выделены курсивом. Для контроля усвоения изучаемого материала в конце каждой главы имеются контрольные вопросы.

## 1. РЕГУЛЯРНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

### 1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

На практике часто встречается необходимость в передаче электромагнитной энергии в нагрузку с наибольшим коэффициентом полезного действия, например от передатчика к антенне, от антенны к приёмнику и т.п. В этих случаях применяется передача энергии с помощью так называемых направляющих систем или линий передачи (ЛП), образованных в большинстве случаев поверхностями металлических проводников.

В технике СВЧ такие линии передачи называют **фидерами** (от английского глагола to feed – «питать»). Они определяют выбор типа устройств СВЧ, образующих высокочастотный тракт любой радиотехнической системы.

Различают **регулярные** (если геометрические размеры и электрические параметры поперечного сечения не меняются вдоль линии передачи) и **нерегулярные** (если хотя бы какие-то из этих условий не выполняются) линии передачи. Иначе их называют **однородные** и **неоднородные** соответственно. Наиболее широкое распространение на практике получили регулярные линии передачи. Они бывают **открытого типа**, если поперечное сечение ЛП не имеет замкнутого проводящего контура, охватывающего область распространения электромагнитной волны, и **закрытого типа**, если такой проводящий контур имеется. К ЛП открытого типа относятся однопроводные, двухпроводные, полосковые, поверхностных волн, к ЛП закрытого типа – коаксиальные кабели, волноводы.

К любой линии передачи предъявляются следующие общие требования:

- обеспечение минимальных потерь энергии, т.е. высокого КПД;
- способность к передаче требуемой мощности без электрического пробоя;
- необходимая широкополосность;
- минимальное излучение энергии в окружающее пространство;
- минимально возможные размеры, вес, стоимость;
- технологичность изготовления.

В принципе, невозможно создать идеальную направляющую систему, обеспечивающую распространение энергии электромагнитного поля только в одном направлении. Однако в правильно сконструированных линиях рассеяние энергии в других направлениях оказывается пренебрежимо малым. Качество линии передачи определяется её характеристиками и параметрами.

### 1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

*Тип возбуждаемой волны.* Существуют ЛП с *T*-волнами (двухпроводные, коаксиальные, полосковые) и ЛП с *E*- и *H*-волнами (прямоугольные и круглые волноводы).

*Длина волны в ЛП.* Она определяется фазовой скоростью распространения ЭМВ в ЛП и составляет путь, пройденный фазовым фронтом волны за один период высокочастотных колебаний  $T_{вч}$ :

$$\Lambda = V_{\phi} T_{вч}; \quad V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_a \mu_a}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \varepsilon_0 \mu \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon \mu}}.$$

В ЛП с  $T$ -волнами  $\Lambda = \lambda / \sqrt{\varepsilon \mu}$ , где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;  $\varepsilon$  и  $\mu$  – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей линию передачи.

В волноводах с воздушным заполнением длина волны определяется выражением

$$\Lambda = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}} \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}}.$$

*Дисперсионная характеристика.* Это зависимость фазовой скорости в ЛП от частоты (длины волны).

В ЛП с  $T$ -волнами фазовая скорость от частоты не зависит, что подтверждается выражением

$$V_{\phi} = c / \sqrt{\varepsilon \mu},$$

где  $c$  – скорость света в вакууме.

В волноводах фазовая скорость зависит от частоты (длины волны):

$$V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}} \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}}.$$

При этом с увеличением частоты фазовая скорость уменьшается, т.е. волноводы обладают нормальной дисперсией. Это означает, что различные частотные составляющие спектра сложного сигнала будут иметь различные фазовые скорости и различные набеги фазы при распространении через один и тот же отрезок ЛП длиной  $\ell$ :

$$\varphi = \beta \ell = \frac{2\pi}{\Lambda} \ell = \frac{2\pi}{\lambda} \ell \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2} = k \ell \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}.$$

Следовательно, суммарный выходной сигнал с учётом различных набегов фаз для различных спектральных составляющих не будет копией входного.

*Максимальная пропускная мощность.* В режиме бегущих волн она определяется таким значением разности потенциалов в ЛП, при котором наблюдается электрический пробой. Допустимое значение передаваемой по ЛП мощности не должно превышать 25...30% от критической.

*Коэффициент затухания.* Распространение ЭМВ в ЛП сопровождается уменьшением амплитуды напряжённости составляющих поля (или мощности) по законам:

$$E(z) = E(z=0)e^{-\alpha z};$$

$$P(z) = P(z=0)e^{-2\alpha z},$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания. Он выражается либо в Нп/м, либо в дБ/м.

$$\alpha = \ln[E(0)/E(z=1\text{ м})], \quad [\text{Нп/м}];$$

$$\alpha = 20 \lg[E(0)/E(z=1\text{ м})], \quad [\text{дБ/м}],$$

причём  $1 \text{ дБ/м} = 0,115 \text{ Нп/м}$ ,  $1 \text{ Нп/м} = 8,686 \text{ дБ/м}$ .

*Коэффициент полезного действия (КПД).* Он характеризует эффективность передачи электромагнитной энергии вдоль ЛП:

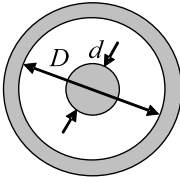
$$\eta_{\text{л}} = P(z=l)/P(z=0) = e^{-2\alpha l} \approx 1 - 2\alpha l.$$

Волновое сопротивление ЛП. В ЛП с  $T$ -волнами волновое сопротивление  $W_{\text{л}}$  определяется только конструкцией, размерами и электрическими параметрами материала, из которого изготовлен фидер. В волноводах волновое сопротивление зависит также от типа волны, материала, заполняющего волновод, и от длины волны электромагнитных колебаний:

$$W_{\text{л}} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}.$$

### 1.3. КОАКСИАЛЬНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Коаксиальные ЛП (коаксиальные фидеры) нашли применение в высокочастотных трактах диспетчерских радиолокаторов и других средствах связи и радиотехнического обеспечения (РТО), работающих в диапазоне метровых и дециметровых волн. Они представляют собой два соосных коаксиальных проводника заданных размеров, центрированные шайбами или сплошным диэлектрическим заполнением (рис. 1.1).



**Рис. 1.1.**  
Коаксиальный фидер

Одножильный или многожильный внутренний проводник окружён слоем диэлектрика (полиэтилен, фторопласт и т.п.), поверх которого располагается внешний проводник в виде металлической оплётки. Для предохранения коаксиального кабеля от внешних воздействий снаружи располагается защитная диэлектрическая оболочка.

Для коаксиальной ЛП волновое сопротивление определяется выражением

$$W_{\text{л}} = 138 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \lg\left(\frac{D}{d}\right), [\text{Ом}],$$

где  $\mu$  и  $\varepsilon$  – относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости диэлектрика, заполняющего коаксиальную ЛП.

Коэффициент затухания в коаксиальной ЛП в общем случае обусловлен потерями в проводниках и диэлектрике, причём коэффициент затухания в диэлектрике не зависит от формы и поперечных размеров, а определяется только параметрами диэлектрика и рабочей длиной волны. Коэффициент затухания в проводнике зависит как от электрических свойств проводника и длины волны, так и от соотношения  $D/d$ , т.е. от геометрических размеров. Анализ показывает, что при  $D/d = 3,6$  достигается минимум коэффициента затухания коаксиальной ЛП, что соответствует волновому сопротивлению  $W_{\text{л}} = 77$  Ом в линии с воздушным заполнением. В то же время для передачи по коаксиальному фидеру большой мощности необходимо соблюдение условия  $D/d = 1,65$ , что соответствует волновому сопротивлению  $W_{\text{л}} = 50$  Ом в линии с воздушным заполнением. Таким образом, для передачи по коаксиальной ЛП электромагнитных колебаний большой мощности необходимо соблюдение условия  $D/d = 2...3$ , если же за критерий выбора коаксиальной ЛП принять минимум потерь, то  $D/d = 3...6$ .

Поэтому в настоящее время промышленность выпускает коаксиальные фидеры со стандартными значениями волновых сопротивлений:

$W_{\text{л}} = 50$  Ом – для применения в трактах передачи большой мощности;

$W_{\text{л}} = 75$  Ом – если основным параметром фидера является минимум потерь;

$W_{\text{л}} = 100$  или  $150$  Ом – если фидер используется для согласования ЛП с высокоомными нагрузками.

Коаксиальные фидеры изготавливаются стандартных размеров и маркируются буквенно-цифровым кодом. Например, РК-75-4-12:

РК – радиочастотный кабель; 75 – волновое сопротивление в омах; 4 – средний диаметр диэлектрического заполнителя в мм; 12: 1 – материал диэлектрика (1 – полиэтилен, 2 – тефлон), 2 – порядковый номер разработки конкретной типоконструкции фидера.

#### 1.4. ПРЯМОУГОЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Волновод представляет собой полую металлическую трубу любой формы сечения (прямоугольной, круглой,  $H$ - или  $\Pi$ -образной). Волноводы используются в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн. Их применение обусловлено такими достоинствами, как малые потери, отсутствие излучения в окружающее пространство, возможность передачи большой мощности. Однако им присущи и недостатки, к которым можно отнести наличие критической длины волны, наличие дисперсии, большие габариты (сравнительно с другими ЛП) и вес.

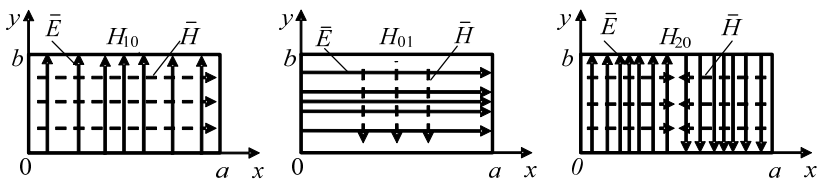


Рис. 1.2. Структура полей волн типов  $H_{10}$ ,  $H_{01}$ ,  $H_{20}$

Прямоугольные волноводы находят наибольшее распространение из-за сравнительно простой конструкции и возможности возбуждения устойчивой волны. Наиболее распространено в технике СВЧ применение в прямоугольных волноводах волн типов  $H_{10}$ ,  $H_{01}$ ,  $H_{20}$ . Структура полей волн этих типов в поперечном сечении волновода представлена на рис. 1.2.

*Критическая длина волны в прямоугольном волноводе* определяется выражением

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}},$$

где  $m$  – число полуволн, укладываемых вдоль широкой стенки волновода  $a$ ;  $n$  – число полуволн, укладываемых вдоль узкой стенки волновода  $b$ .

Известно, что для возбуждения в волноводе волны определённого типа необходимо, чтобы длина волны генератора  $\lambda$  была меньше  $\lambda_{\text{кр}}$ .

Следовательно, для существования в прямоугольном волноводе только волны основного типа  $H_{10}$  размеры волновода должны удовлетворять условиям:  $a / \lambda = 0,71$ ;  $b / \lambda = 0,32$ .

Волноводы с волной  $H_{10}$  стандартизированы по диапазону рабочих частот, причём соседние в ряду волноводы охватывают перекрывающиеся участки диапазона. В таблице 1.1 представлены некоторые параметры стандартных волноводов, выпускаемых промышленностью.

### 1.1. Параметры прямоугольных волноводов

Тип волновода	Полоса пропускания $f$ , ГГц	Полоса пропускания $\lambda$ , см	Размеры ( $a \times b$ ), мм
МЭК-32	2,60...3,95	7,6...11,6	72×34
МЭК-84	6,6...10,0	3,0...4,6	28,5×12,6
МЭК-100	8,2...12,5	2,5...3,7	23×10
МЭК-140	12,0...18,0	1,6...2,5	16×8
МЭК-320	26,4...40,0	0,75...1,14	7×35

Примечание. МЭК – международная электротехническая комиссия.



**Волновое сопротивление** для волны  $H_{10}$  определяется выражением

$$W_{л} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \frac{\pi b}{2a}, \text{ [Ом]}.$$

**Затухание** в волноводе определяется главным образом неидеальностью проводников стенок волновода:

$$\alpha = \frac{8,7R_s \left( 1 + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right)}{120\pi b \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2}}, \left[ \frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right],$$

где  $R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\gamma}}$  – поверхностное сопротивление металла стенок волновода.

**Предельно допустимая для передачи мощность** в прямоугольном волноводе определяется выражением

$$P_{\text{пред}} = \frac{E_{кр}^2 ab}{480\pi KCB} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2}, \text{ [Вт]},$$

где  $E_{кр} = 30$  кВ/см; КСВ – коэффициент стоячей волны в волноводе.

Прямоугольные волноводы применяются в антенно-волноводных трактах радиолокационных и навигационных средствах, работающих на сантиметровых и миллиметровых волнах.

## 1.5. КРУГЛЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Они широкого применения в устройствах СВЧ не нашли из-за неустойчивости поляризации волн. Любая малая неоднородность в конструкции волновода приводит к изменению плоскости поляризации или даже к её вращению. Круглые волноводы используют, как правило, в специальных случаях, когда необходимо передавать электромагнитные волны с круговой поляризацией или использовать осесимметричную волну.

Наибольшее распространение для использования в круглых волноводах получили волны типов  $H_{11}$ ,  $H_{01}$  и  $E_{01}$ . Структуры полей этих волн в поперечном сечении волновода представлены на рис. 1.3.

Волна  $H_{11}$  – низшая в круглом волноводе. Она по своей структуре сходна с волной в прямоугольном волноводе, имеет неустойчивую поляризацию.

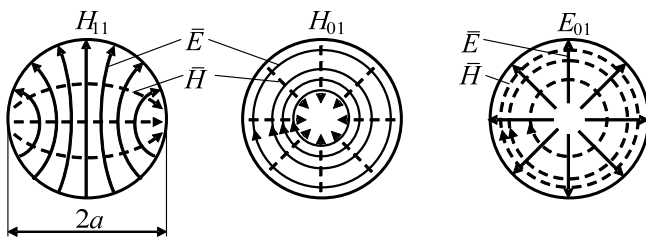


Рис. 1.3. Структура полей волн типов  $H_{11}$ ,  $H_{01}$  и  $E_{01}$

Волна  $E_{01}$  – низшая из осесимметричных волн. Применяется в различных вращающихся сочленениях. При этом по внутренним стенкам волновода текут только продольные токи.

Волна  $H_{01}$  – поперечно-электрическая. Она обладает рядом особенностей. Магнитное поле сконцентрировано у оси волновода, и с ростом частоты степень этой концентрации возрастает. Поэтому затухание этой волны в круглом волноводе наименьшее по сравнению с другими типами волн. Степень затухания электромагнитной волны также уменьшается по мере роста её частоты. Поверхностные токи протекают только в поперечном направлении.

**Критическая длина волны** в круглых волноводах определяется по формулам:

$$\lambda_{\text{кр}E_{mn}} = \frac{2\pi a}{x_{mn}}; \quad \lambda_{\text{кр}H_{mn}} = \frac{2\pi a}{y_{mn}},$$

где  $x_{mn}$  –  $n$ -й корень функции Бесселя первого рода  $m$ -го порядка;  $y_{mn}$  –  $n$ -й корень производной функции Бесселя первого рода  $m$ -го порядка.

**Волновое сопротивление** круглых волноводов для волн  $H$ -типа определяется выражением

$$W_H = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}, \text{ [Ом]},$$

для волн  $E$ -типа

$$W_E = 120\pi \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}, \text{ [Ом]}.$$

**Коэффициенты затухания** волн в круглых волноводах могут быть посчитаны по формулам:

$$\alpha_E = \frac{8,7R_s}{120\pi a} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}; \quad \alpha_H = \frac{8,7R_s}{120\pi a} \left[ \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 + \frac{m^2}{y_{mn} - m^2} \right], \quad \left[ \frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right],$$

где  $m$  – порядок функции Бесселя, определяющий тип волны.

## 1.6. ВОЛНОВОДЫ СЛОЖНОГО СЕЧЕНИЯ

Наибольшее распространение среди волноводов сложного сечения получили волноводы, форма сечения которых имеет букву «H» или «П» (*H*-образные, *P*-образные). Такие волноводы используются с волнами, подобными типу  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Погонная ёмкость таких волноводов больше, поэтому фазовая скорость уменьшается, что позволяет уменьшить размеры поперечного сечения для данной частоты ЭМВ. Таким образом, при заданной длине волны такой волновод имеет меньший вес и размеры по сравнению с прямоугольным, что является его достоинством. Кроме этого, такие волноводы более широкополосные.

К недостаткам волноводов сложного сечения следует отнести сложность изготовления, большее затухание, а также меньшую электрическую прочность.

## 1.7. ПОЛОСКОВЫЕ И МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Они широко применяются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн для образования сложных и разветвлённых конструкций тракта. На их основе выполняют сложные устройства СВЧ-техники и гибридные СВЧ-микросхемы, где наряду с устройствами СВЧ используют сложные активные полупроводниковые приборы.

Различают **симметричные** и **несимметричные** полосковые ЛП.

В несимметричной полосковой линии имеются разделённые слоем диэлектрика два проводника, один из которых представляет собой металлическую полосу постоянных размеров, а другой – металлическую пластину. Проводники расположены параллельно (рис. 1.4, *a*).

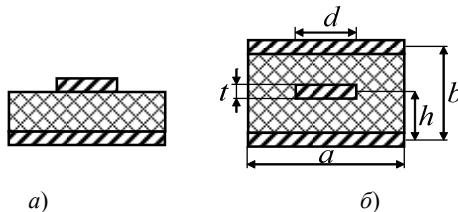


Рис. 1.4. Несимметричные (*a*) и симметричные (*б*) полосковые ЛП

В симметричной полосковой линии имеется три проводника, разделённые диэлектриком (рис. 1.4, б). Широкие металлические пластины (подложки), как правило, одновременно играют роль корпуса целого устройства СВЧ и экрана. В качестве проводников используют медную фольгу, покрывающую с двух сторон диэлектрик. Центральный проводник (полосок) в большинстве случаев имеет сложную конфигурацию и наносится фотохимическим способом или способом напыления сквозь маски.

У полосковых ЛП толщина слоя диэлектрика составляет 1,5...5,0 мм. В большинстве случаев это фторопласт с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2...7$ . В микрополосковых ЛП в качестве диэлектрика используют поликор, ситалл, кремний, кварц, для которых  $\varepsilon = 10...15$ , что позволяет в  $\sqrt{\varepsilon}$  раз уменьшить толщину диэлектрика до величины 0,5...1,0 мм.

В симметричных полосковых ЛП возбуждается и распространяется  $T$ -волна, в несимметричных – гибридная квази- $T$ -волна.

В общем случае волновое сопротивление полосковой линии зависит от её геометрических параметров и диэлектрической проницаемости материала, разделяющего проводники. В полосковых линиях, использующихся на практике, оно лежит в пределах 20...100 Ом и легко регулируется шириной центрального проводника  $d$ . Однако расчёт волнового сопротивления, комплексного коэффициента распространения и электрической прочности полосковых ЛП по заданным размерам (см. рис. 1.4, б) встречает серьёзные математические трудности и производится на ЭВМ по отработанным методикам и программам. Иногда возможно пользоваться приближёнными расчётными формулами:

$$W_{\text{л}} = \frac{200\sqrt{\mu/\varepsilon}}{1+d/a}(1-\lambda/a), [\text{Ом}], \text{ при } b/h \leq 2;$$

$$W_{\text{л}} = \frac{200\sqrt{\mu/\varepsilon}}{1+d/a(1-\lambda/a)}, [\text{Ом}], \text{ при } b/h > 2.$$

Коэффициент затухания, учитывающий потери в проводнике и диэлектрике,  $\alpha = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}}$ .

Потери в проводнике

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231 R_s \sqrt{\varepsilon}}{W_{\text{л}}},$$

потери в диэлектрике

$$\alpha_{\text{д}} = \frac{23,7\sqrt{\varepsilon} \text{tg}\Delta}{\lambda},$$

где  $\text{tg}\Delta$  – тангенс угла потерь. Для полосковых ЛП он составляет  $10^{-3}...10^{-4}$ , для микрополосковых –  $(1...5)\cdot 10^{-4}$ .

Критическая частота

$$f_{\text{кр}} = \frac{15}{b\sqrt{\varepsilon}} \frac{1}{(d/b + \pi/4)}.$$

Максимальная рабочая частота в полосковых ЛП ограничена возможностью возбуждения волн  $H$ -типа и зависит от её геометрических параметров и диэлектрической проницаемости материала между проводниками, причём критическая частота уменьшается при увеличении расстояния между проводниками или увеличения диэлектрической проницаемости подложки.

На симметричных полосковых ЛП выполнен кольцевой мост фидерного тракта диспетчерского радиолокатора, кроме того, на полосковых ЛП выполнены направленные ответвители и делители мощности фидерного тракта курсового радиомаяка инструментальной системы посадки.

### Контрольные вопросы

1. Какие линии передачи являются регулярными?
2. Перечислите основные требования, предъявляемые к линиям передачи.
3. Назовите основные параметры регулярных линий передачи.
4. Как маркируются коаксиальные кабели?
5. Перечислите достоинства и недостатки волноводных линий передачи.
6. От чего зависит волновое сопротивление полосковой линии передачи?

## 2. ЭЛЕМЕНТЫ УСТРОЙСТВ СВЧ

### 2.1. СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Назначение, классификация соединительных устройств. Линия передачи от передатчика до антенны и от антенны до приёмника составляет высокочастотный тракт радиотехнической системы. При этом соединительные устройства являются его неотъемлемой частью. Необходимость их использования обусловлена тем, что отдельные участки тракта могут отличаться конструктивно, некоторые из них неподвижны, другие перемещаются в процессе функционирования системы и т.д.

Классификация соединительных устройств и их обозначение на принципиальных схемах представлены на рис. 2.1.

Основные требования, предъявляемые к соединительным устройствам:

- надёжный электрический контакт по высокой частоте в месте соединения;

- минимум отражений волн в местах соединения в заданной полосе частот;
- минимум потерь энергии на излучение её в окружающее пространство;
- исключение электрического пробоя соединения при передаче заданной мощности, который в месте соединения весьма вероятен (продольные токи волновода достигают десятков – сотен ампер);
- герметичность, чтобы соединение выдерживало давление газа, которым наполняют, например, волновод для увеличения его электрической прочности, и исключалось бы проникновение в линию пыли, влаги, ухудшающих условия передачи энергии.

**Неподвижные соединительные разъёмы коаксиальных линий передачи.** Коаксиальный соединитель является участком коаксиальной линии передачи, поэтому его конструкция и размеры определяются параметрами и размерами соединяемых линий.

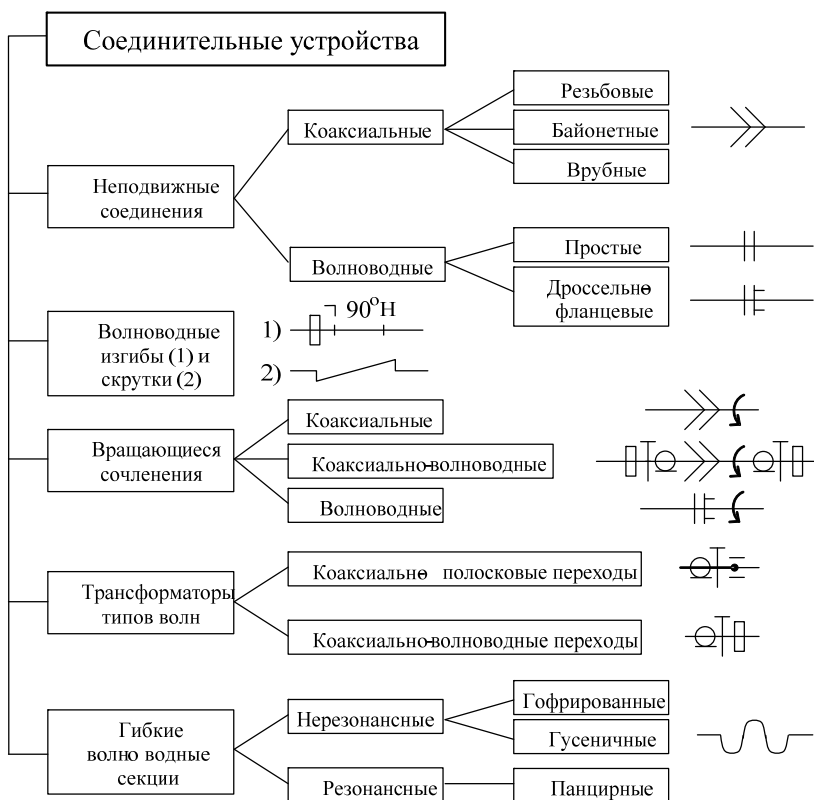


Рис. 2.1. Классификация соединительных устройств

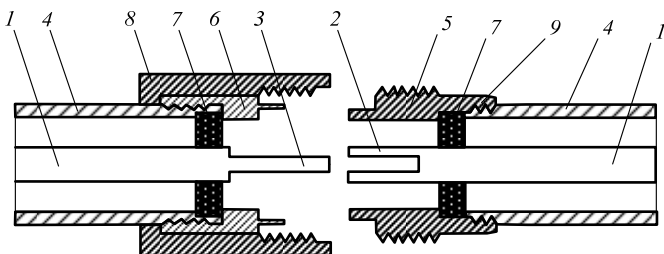


Рис. 2.2. Резьбовые соединители

По способу соединения ответных частей соединители подразделяются на резьбовые, байонетные и врубные. У резьбовых соединителей соединение и фиксация ответных частей осуществляются с помощью резьбовой накладной гайки (рис. 2.2). Контакт между внутренними проводниками 1 создаётся при помощи наконечника 3, который вставляется в гнездо 2, принадлежащее ответной секции; между внешними проводниками линии 4 соединение осуществляется посредством конусной цанги 5 и конусной втулки 6. Для улучшения контактов в гнезде 2 и цанге 5 сделаны продольные прорезы. Взаимное положение внутренних и внешних проводов сочленения фиксируется опорными изоляционными шайбами 7. Разъём стягивается накладной гайкой 8, которая навинчивается на резьбу 9.

У байонетных соединителей соединение и фиксация ответных частей обеспечиваются с помощью замкового устройства, использующего скольжение выступов в пазах по винтовой линии. У врубных соединителей фиксация обеспечивается вставлением вилки в розетку, замковое устройство отсутствует.

### Простые и дроссельно-фланцевые волноводные соединения.

Простое (контактное) соединение волноводов представлено на рис. 2.3.

В этой конструкции соединяемые отрезки волноводов 1 плотно прижимаются друг к другу с помощью плоских фланцев 2, припаянных к волноводам, которые стягиваются винтами или струбцинами (в том случае, если в соответствии с назначением предполагается частая разборка и сборка соединения). При этом поверхности фланцев должны быть плотно и точно подогнаны друг к другу, так как неточность подгонки и несовершенство контакта между фланцами вызывает потери энергии и создаёт опасность электрического пробоя.

Дроссельно-фланцевое соединение по сравнению с контактными соединениями является более надёжным в эксплуатации (рис. 2.4).

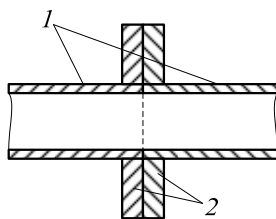
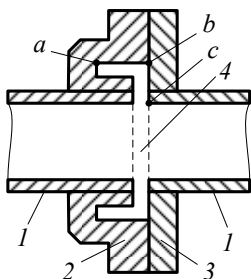


Рис. 2.3. Контактное соединение волноводов



**Рис. 2.4. Дроссельно-фланцевое соединение волноводов**

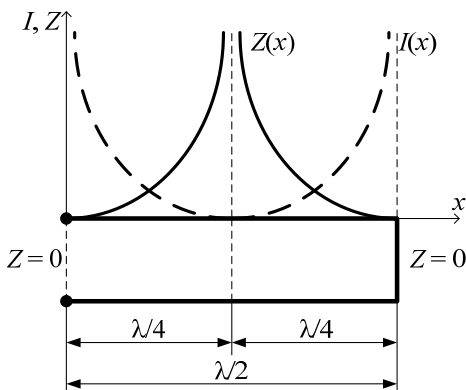
Оно содержит дроссельный 2 и гладкий 3 фланцы, припаянные к соединяемым волноводам 1. Дроссельный фланец отличается от гладкого тем, что содержит полуволновый короткозамкнутый шлейф  $abc$ , образованный кольцевой канавкой  $ab$ , глубиной  $\lambda/4$  и зазором  $bc$  между фланцами, длина которого тоже равна  $\lambda/4$ .

Продольный ток проводимости волны  $H_{10}$  в зазоре 4 преобразуется в ток смещения, который возбуждает  $T$ -волну в зазоре и волну  $H_{11}$  в канавке. Это объясняется тем, что радиальная линия образована параллельными плоскостями фланцев, что благоприятно для возбуждения

$T$ -волны, канавка же формирует коаксиальную линию с соотношением диаметров проводов, позволяющим возбуждаться волнам  $E$ - или  $H$ -типа. Из них в данном случае образуется волна  $H_{11}$ , так как структуре этой волны близок продольный ток волны  $H_{10}$  в волноводе.

Принцип действия дроссельно-фланцевого соединения волноводов основан на свойстве трансформации сопротивлений четвертьволновыми отрезками ЛП (рис. 2.5).

Согласно этому свойству, нулевое сопротивление в точке  $a$  (см. рис. 2.4) трансформируется четвертьволновой линией  $ab$  (канавкой) в большое сопротивление в точке  $b$ . Затем это большое сопротивление четвертьволновым отрезком  $bc$  (зазором) трансформируется в нулевое сопротивление в точке  $c$ . Тем самым устраняется зазор 4 по току СВЧ между соединяемыми волноводами. При этом качество гальванического контакта между фланцами 2 и 3 в точке  $b$  значения не имеет. Однако если фланцы 2 и 3



**Рис. 2.5. Принцип действия дроссельно-фланцевого соединения**



установлены недостаточно точно, то возрастает отражение от соединения и уменьшается полоса пропускания. От этого недостатка свободны дроссельно-фланцевые соединения с неполной выточкой, т.е. в области концентрации электрического поля волны  $H_{11}$  в канавке. Полоса пропускания такого соединения достигает 17...20% от центральной частоты.

**Гибкие волноводные секции.** Гибкие волноводные секции предназначены для соединения неподвижных и подвижных участков волноводных ЛП. Они относятся к числу подвижных соединений и подразделяются на два основных класса – нерезонансные (гофрированный, гусеничный) и резонансные (панцирный) гибкие волноводы. Указанные волноводные секции представлены на рис. 2.6.

*Гофрированный гибкий волновод* (рис. 2.6, а) представляет собой прямоугольную трубу с гофрированными стенками без швов. Глубина гофра не должна превышать  $0,1\lambda$ , чтобы не вносить значительной неоднородности в линию передачи. Такой волновод обладает достаточной прочностью, гибкостью, но его нельзя скручивать.

*Гусеничный гибкий волновод* (рис. 2.6, б) изготавливают из посеребрённой латунной ленты, края которой изогнуты так, как показано на рисунке, чем обеспечивается наличие трёх параллельных контактных поверхностей. Витки ленты могут скользить относительно друг друга, сохраняя контакт. Неоднородность такого волновода существенно меньше, чем неоднородность в месте припайки фланца, например. Поэтому и расогласование в нём невелико. Однако по мере эксплуатации контакт между витками ленты ухудшается вследствие износа, что может вызвать искрение при передаче по волноводу большой мощности.

*Панцирный гибкий волновод* (рис. 2.6, в) не имеет непрерывной металлической поверхности и состоит из ряда дроссельных секций, обеспечивающих замыкание по высокой частоте в местах разрывов между секциями. Зазоры между секциями обеспечивают возможность небольших взаимных смещений секций. Чем больше секций, тем больше может быть угол изгиба или скручивания волновода. Дроссельные секции выполняются в виде шайб толщиной  $\lambda/4$ , поэтому отражения волн, возникающие в соседних разрывах волновода, взаимно компенсируются, так как расстояние между соседними дросселями становится равным  $\lambda/2$ . Для скрепления

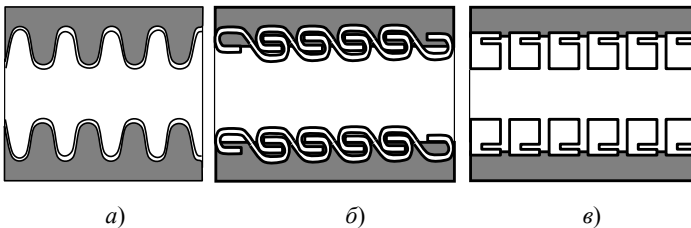


Рис. 2.6. Гибкие волноводные секции

шайб используется резиновая рубашка. Она же обеспечивает необходимую гибкость волновода и его герметичность, предохраняет металлические поверхности от коррозии. По этим же причинам резиновая рубашка имеется у гофрированного и гусеничного волноводов.

Наличие дросселей делает панцирный волновод более узкополосным, чем гусеничный и гофрированный. Кроме того, панцирный волновод применяется в виде коротких отрезков, экранированных металлической гибкой сеткой, поскольку в зазоры между шайбами возможно просачивание какой-то доли электромагнитной энергии.

**Вращающиеся коаксиальные и волноводные сочленения.** Вращающиеся сочленения предназначены для соединения неподвижных и вращающихся частей линии передачи. Наиболее широко они используются в конструкции радиолокационных антенн.

Коаксиальные вращающиеся сочленения используются в составе коаксиальных фидерных трактов в метровом и дециметровом диапазоне волн. Общая конструкция таких сочленений представлена на рис. 2.7.

В конструкции такого сочленения имеется высокочастотный дроссель, состоящий из двух короткозамкнутых линий  $ce$  и  $db$  длиной  $\lambda/2$ , расположенных в месте сочленения внутреннего 1 и внешнего 2 проводников. Короткозамкнутые концы линий обозначены буквами  $b$  и  $c$ .

Так как входное сопротивление короткозамкнутой полуволновой линии равно нулю, то независимо от качества трущихся контактов  $g$  и  $f$  разрыв цепи по току СВЧ в точках  $d$  и  $e$  отсутствует. Так как место трущихся контактов (точки  $g$  и  $f$ ) удалено от короткозамкнутого конца линии (точки  $b$  и  $c$ ) на  $\lambda/4$ , в точках прямого контакта находится узел тока.

**Волноводные вращающиеся сочленения.** В таком сочленении в качестве исходной линии передачи используется прямоугольный волновод с волной типа  $H_{10}$  (рис. 2.8, *a*). Для сочленения неподвижной и подвижной частей тракта используется круглый волновод с волной  $E_{01}$ , которая благодаря осевой симметрии поля позволяет сохранить неизменной поляризацию волны в любом положении вращающегося волновода. Конструкция такого сочленения представлена на рис. 2.8, *б*.

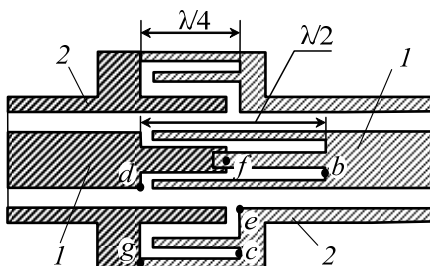


Рис. 2.7. Коаксиальные вращающиеся сочленения

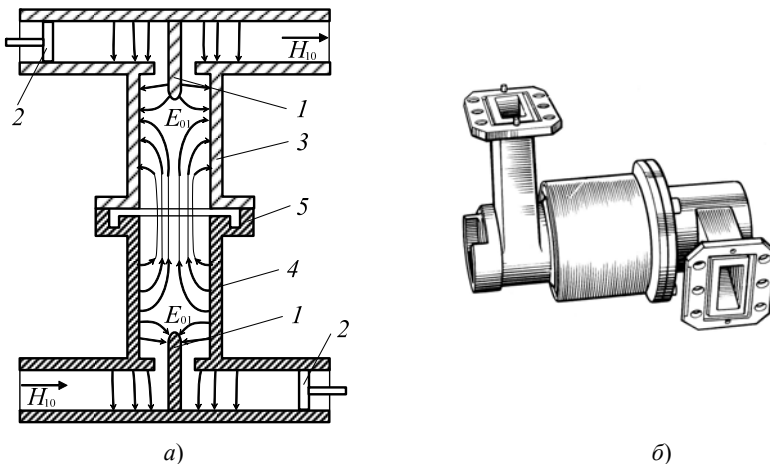


Рис. 2.8. Волноводные вращающиеся сочленения

Элементами перехода от прямоугольного к круглому волноводу и наоборот являются штыри 1, расположенные параллельно электрическим силовым линиям в обоих волноводах. Для повышения пробивного напряжения в месте сочленения круглого и прямоугольного волноводов вместо штырей могут использоваться отверстия.

Элемент соединения 5 снабжён дросселем для обеспечения хорошего контакта по высокой частоте при взаимном вращении частей 3 и 4 круглого волновода. Для настройки сочленения используют подвижные поршни 2 и изменяют длину штырей.

**Делители мощности.** Делители мощности (ДМ) – это устройства линий передачи, предназначенные для разделения электромагнитной энергии из одного входного канала (плеча) на несколько в заданном отношении. Делители мощности могут быть как с постоянным, так и с переменным коэффициентом деления. Они чаще бывают трёхплечие, но

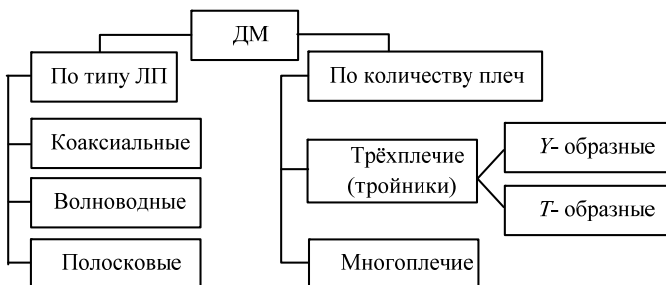
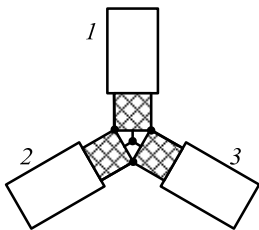
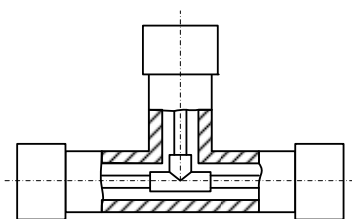


Рис. 2.9. Классификация делителей мощности



**Рис. 2.10. Y-образные коаксиальные тройники**



**Рис. 2.11. T-образные коаксиальные тройники**

используются и с большим количеством плеч, например делители на несколько направлений типа «звёздочка». Классификация ДМ представлена на рис. 2.9.

**Тройники (трёхплечие делители) коаксиальные.** По форме они бывают Y- и T-образные. Y-образные коаксиальные тройники являются неразъёмными несогласованными делителями и на практике используются редко. Они обычно представляют распайку трёх коаксиальных кабелей, плечи которых развёрнуты под определёнными углами (чаще всего под углом  $120^\circ$ , как показано на рис. 2.10).

T-образные коаксиальные тройники выполняются из отрезков жёстких коаксиальных линий с разъёмами на концах. Они изготавливаются в виде отдельных устройств. В местах разветвления коаксиальных тройников и в местах соединения плеч с гибкими коаксиальными линиями возникают рассогласования. Реактивные рассогласования ёмкостного характера в точке разветвления компенсируются утолщениями центральных стержней в местах соединения (рис. 2.11).

Рассогласование по активным составляющим сопротивлений заключается в следующем. Если волновые сопротивления  $W_{\text{л}}$  всех плеч тройника одинаковы, и выходные плечи нагружены на согласованные нагрузки, то входное плечо оказывается нагруженным на несогласованное сопротивление  $R_{\text{экв}}$ , представляющее собой параллельное соединение волновых сопротивлений выходных плеч:

$$R_{\text{экв}} = \frac{W_{\text{л}} W_{\text{л}}}{W_{\text{л}} + W_{\text{л}}} = \frac{W_{\text{л}}}{2}.$$

При этом мощность, поступающая во входное плечо, делится поровну между выходными плечами. Коэффициент отражения  $\Gamma_0$  и коэффициенты стоячих (КСВ) и бегущих (КБВ) волн во входном плече для рассматриваемого случая будут равны следующим значениям:

$$\Gamma_0 = \left| \frac{R_{\text{экв}} - W_{\text{л}}}{R_{\text{экв}} + W_{\text{л}}} \right| = \frac{1}{3}; \quad \text{КСВ} = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} = 2; \quad \text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{1}{2}.$$

Согласование по активным составляющим сопротивлений в коаксиальных тройниках может осуществляться четвертьволновыми трансфор-

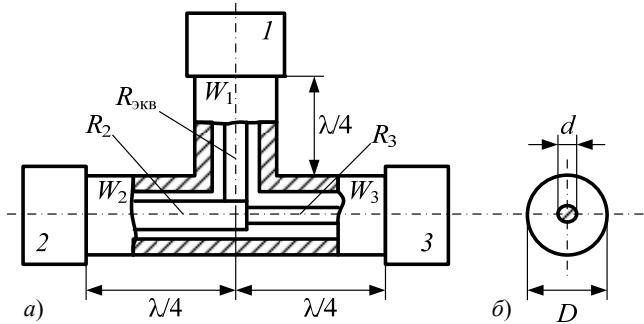


Рис. 2.12. Конструкция T-образного коаксиального тройника

маторами. Для этого отрезки жёстких коаксиальных линий соответствующих плеч выполняются длиной  $\lambda/4$  с необходимыми волновыми сопротивлениями (рис. 2.12, а). Величину волновых сопротивлений плеч подбирают отношением диаметра внешнего проводника  $D$  (рис. 2.12, б) к диаметру центрального стержня  $d$ , исходя из формулы для волнового сопротивления коаксиальной ЛПП

$$W_{\text{Л}} = 138 \lg \frac{D}{d}, \text{ Ом.}$$

Если выходные плечи 2 и 3 согласованы с соответствующими нагрузками, то сопротивления на входах этих плеч (в точке разветвления) равны волновым сопротивлениям соответствующих отрезков жёстких коаксиальных линий  $W_2$ ,  $W_3$ , и, следовательно, эквивалентное сопротивление в точке разветвления

$$R_{\text{эКВ}} = \frac{W_2 W_3}{W_2 + W_3}.$$

Тогда волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора во входном плече 1 выбирается равным среднегеометрическому из волнового сопротивления подключаемой линии на входе плеча 1 ( $W_{\text{Л}}$ ) и эквивалентного сопротивления разветвления ( $R_{\text{эКВ}}$ ):

$$W_1 = \sqrt{W_{\text{Л}} R_{\text{эКВ}}}.$$

Электромагнитная энергия, поступающая во входное плечо 1, делится таким тройником между выходными плечами 2 и 3 обратно пропорционально квадратам их волновых сопротивлений, поэтому для отношения мощностей будет справедлива формула

$$\frac{P_2}{P_3} = \left( \frac{W_3}{W_2} \right)^2.$$

**Коаксиальный многоканальный ДМ.** Предназначен для деления электромагнитной энергии более чем на два направления. Например, для синфазного равноамплитудного деления электромагнитной энергии на восемь направлений используется ДМ типа «звёздочка». Его внешний вид представлен на рис. 2.13, б.

Восемь выходных коаксиальных разъёмов расположены по периметру отрезка жёсткой коаксиальной линии (рис. 2.13, а). Внутренние проводники этих разъёмов соединяются с центральным стержнем жёсткой коаксиальной линии в одном сечении. К входному и ко всем выходным коаксиальным разъёмам подсоединяются коаксиальные кабели с волновым сопротивлением  $W_{\text{л}} = 75$  Ом. Поэтому без согласующего устройства КБВ во входном фидере был бы низким (около 1/8). Согласование выполняется четвертьволновым трансформатором, волновое сопротивление которого определяется выражением

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{W_{\text{л}} R_{\text{экв}}},$$

где  $R_{\text{экв}} = W_{\text{л}} / 8 = 75/8$  Ом.

Следовательно,  $W_{\text{тр}} \approx 26,5$  Ом. Волновое сопротивление такой величины достигается утолщением внутреннего стержня.

**Волноводные тройники E- и H-типов.** Волноводные трёхплечие ДМ (тройники) используются в антенно-волноводных трактах радиолокационных станций, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

Волноводный тройник состоит из трёх плеч, представляющих собой отрезки волноводов одинакового поперечного сечения.

В зависимости от плоскости разветвления для прямоугольных волноводов с волной типа  $H_{10}$  различают E- и H-плоскостные волноводные тройники Y- и T-образной формы.

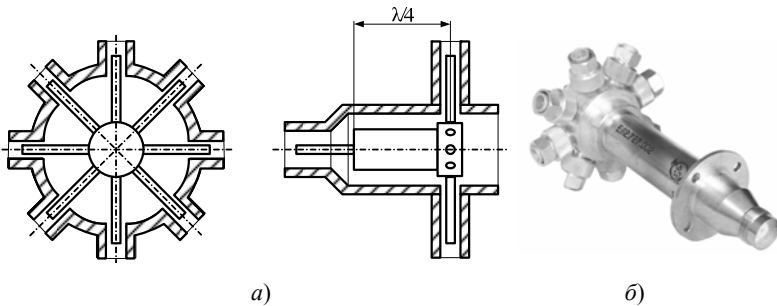


Рис. 2.13. Коаксиальный многоканальный делитель мощности

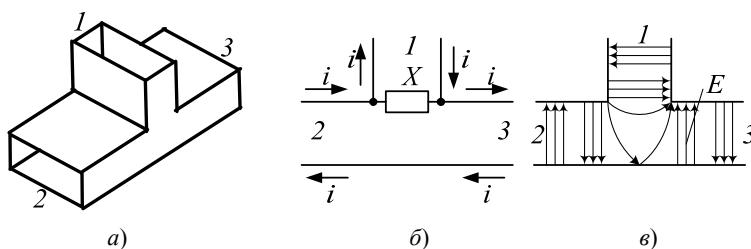


Рис. 2.14. *E*-плоскостной волноводный тройник

***E*-плоскостной волноводный тройник** (рис. 2.14, *a*) эквивалентен последовательному соединению плеч основного волновода (2, 3) с *E*-плечом (1).

Так как все плечи тройника имеют одинаковые размеры поперечного сечения и, следовательно, их волновые сопротивления одинаковы, то это свидетельствует о рассогласовании плеч в точке разветвления по активному сопротивлению. При этом КБВ во входном *E*-плече равен 0,5. Кроме этого, волны, подаваемые в *E*-плечо, будут испытывать отражение от противоположной стенки, что эквивалентно рассогласованию по реактивной составляющей сопротивления. Отражение компенсируется реактивными согласующими элементами, расположенными в области возникновения отражённой волны (показано в виде реактивного сопротивления  $X$  на эквивалентной схеме, рис. 2.14, *b*).

Основные свойства *E*-плоскостного тройника:

1. Электромагнитная волна, поступающая в *E*-плечо (1), делится между плечами 2 и 3 основного волновода в противофазе (см. ориентацию электрических силовых линий на рис. 2.14, *в*) и поровну, если выходные плечи согласованы с нагрузками.

2. Если электромагнитные волны одинаковой амплитуды, поступающие в плечи 2 и 3 основного волновода, подойдут к *E*-плечу в противофазе, то они сложатся и пройдут в него, а если подойдут в фазе, то не пройдут.

***H*-плоскостной волноводный тройник** (рис. 2.15, *a*) эквивалентен параллельному соединению плеч основного волновода (2, 3) с *H*-плечом (1).

Волноводы всех плеч имеют одинаковые размеры поперечного сечения. Это приводит к рассогласованию входного плеча, нагрузкой которого являются два выходных волновода с такими же волновыми сопротивлениями, как и входное плечо. КБВ во входном плече равно 0,5, если выходные плечи согласованы с соответствующими нагрузками. Кроме этого, в месте разветвления присутствует рассогласование, как и на любой неоднородности, которое можно отнести к рассогласованию по реактивной составляющей сопротивления. Компенсация реактивного сопротивления осуществляется сосредоточенными согласующими элементами, установ-

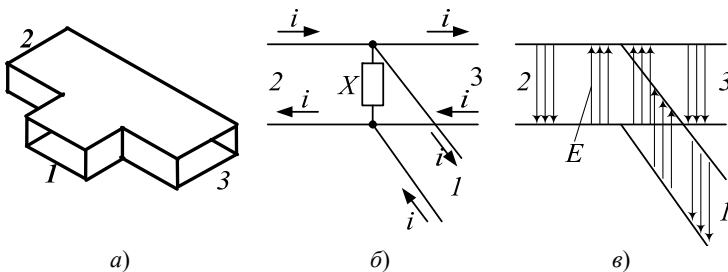


Рис. 2.15.  $H$ -плоскостной волноводный тройник

ливаемыми в области возникновения отражённой волны. Компенсирующее реактивное сопротивление  $X$  показано на эквивалентной схеме  $H$ -плоскостного тройника (рис. 2.15, б).

Основные свойства  $H$ -плоскостного тройника:

1. Электромагнитная волна, поступающая в  $H$ -плечо ( $1$ ), делится между плечами  $2$  и  $3$  основного волновода в фазе (см. ориентацию электрических силовых линий на рис. 2.15, в) и поровну, если выходные плечи согласованы с нагрузками.

2. Если электромагнитные волны одинаковой амплитуды, поступающие в плечи  $2$  и  $3$  основного волновода, подойдут к  $H$ -плечу в фазе, то они сложатся и пройдут в него, а если подойдут в противофазе, то не пройдут.

Указанные свойства волноводных тройников представляют большой практический интерес и лежат в основе работы двойного волноводного  $T$ -моста.

Сравнивая  $E$ - и  $H$ -плоскостные волноводные тройники, можно отметить, что  $H$ -плоскостной тройник может пропустить большую мощность, а  $E$ -плоскостной является более широкополосным, так как у него меньше меняется реактивность в диапазоне частот. Однако полоса пропускания обоих тройников не превышает  $7 \dots 10\%$  при КБВ =  $0,75 \dots 0,80$ .

**$Y$ -образные волноводные разветвления.** На практике применяются только  $E$ -плоскостные  $Y$ -образные разветвления (рис. 2.16), так как в  $H$ -плоскостных в месте разветвления могут не выполняться условия распространения волны в волноводе ( $\lambda < \lambda_{кр}$ ) и, следовательно, в выходные плечи электромагнитные волны могут не пройти или претерпеть сильное ослабление (как в запердежном волноводе).

$Y$ -образные разветвления могут быть с постоянным (рис. 2.16, а) или регулируемым коэффициентом деления (рис. 2.16, б). Деление мощности происходит пропорционально высоте волноводов в разветвлении:

$$P_2 = \frac{P_1 b_1}{b}; \quad P_3 = \frac{P_1 b_2}{b},$$

где  $P_1$  – величина мощности электромагнитной волны во входном плече.



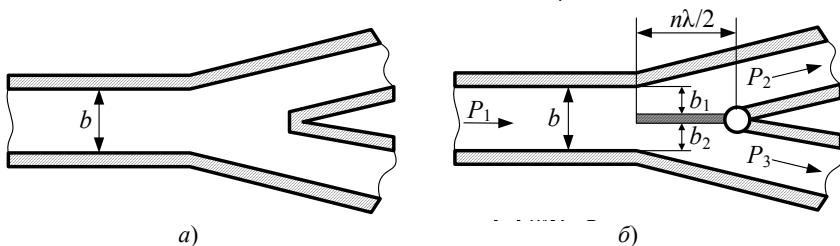


Рис. 2.16. У-образные волноводные разветвления

Высота волноводов в разветвлении  $b_1$  и  $b_2$  регулируется тонкой подвижной пластиной.

У-образные волноводные ДМ имеют более широкую полосу пропускания, чем Т-образные.

**Турникетное соединение волноводов.** Турникетное соединение – это разделительное устройство, состоящее из двух пересекающихся в  $H$ -плоскости под прямым углом прямоугольных волноводов с волной типа  $H_{10}$  и перпендикулярного им круглого волновода с волной типа  $H_{11}$  или волной с вращающейся поляризацией ( $E_{01}, H_{01}$ ).

Для возбуждения волн в круглом волноводе при переходе их из прямоугольного используется специальное переходное устройство. Внешний вид турникетного соединения изображён на рис. 2.17.

Каждый из прямоугольных волноводов и круглый волновод образуют разветвление, аналогичное  $E$ -плоскостному тройнику (плечи 5-1-2 и 6-3-4).

Основные свойства турникетного соединения:

1. Если в круглый волновод волна  $H_{11}$  поступает с поляризацией, соответствующей  $E_x$  (плечо 5 на рис. 2.17), то она делится поровну в противофазе между плечами 1 и 2 и не поступает в плечи 3 и 4.

2. Если в круглый волновод волна  $H_{11}$  поступает с поляризацией, соответствующей  $E_y$  (плечо 6 на рис. 2.17), то она делится поровну в противофазе между плечами 3 и 4 и не поступает в плечи 1 и 2.

3. Если в круглый волновод подаётся волна круговой поляризации, то она делится поровну между всеми плечами прямоугольных волноводов 1–4, но со сдвигом фаз на  $\pi/2$  в каждом из них.

4. Если в плечи 1 и 3 поступят равноамплитудные синфазные волны, то в круглом волноводе возбудится волна с линейной поляризацией под углом  $45^\circ$  к осям  $x$  и  $y$ .

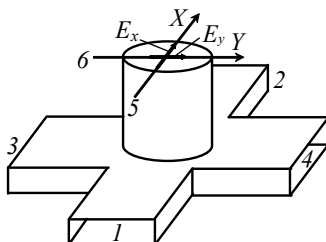


Рис. 2.17. Турникетное соединение волноводов

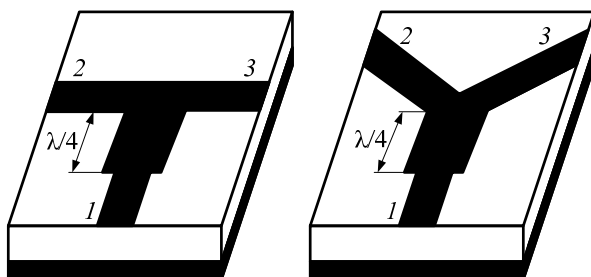


Рис. 2.18. Делители мощности на полосковых линиях передачи

5. Если волна поступает в одно из плеч прямоугольных волноводов, например в плечо  $1$ , то половина её мощности ответвится в плечо  $5$  и по  $1/4$  – в плечи  $3, 4$  (в последние – синфазно), не попадая в плечи  $2$  и  $6$ .

6. Если волна поступает в плечо  $1$ , а плечи  $3$  и  $4$  короткозамкнуты на расстояниях от оси симметрии, отличающихся на  $\lambda/4$ , то отражённые волны в плечах  $3$  и  $4$  противофазны и не пройдут в плечо  $6$ ; таким образом, волна из плеча  $1$  поровну делится между плечами  $5$  и  $6$ , не попадая в плечо  $2$ ; волны в круглом волноводе могут иметь линейную поляризацию (волна  $H_{11}$ ) под углом  $45^\circ$  к осям  $x$  и  $y$  или круговую, что зависит от удаления короткозамыкателей от оси симметрии.

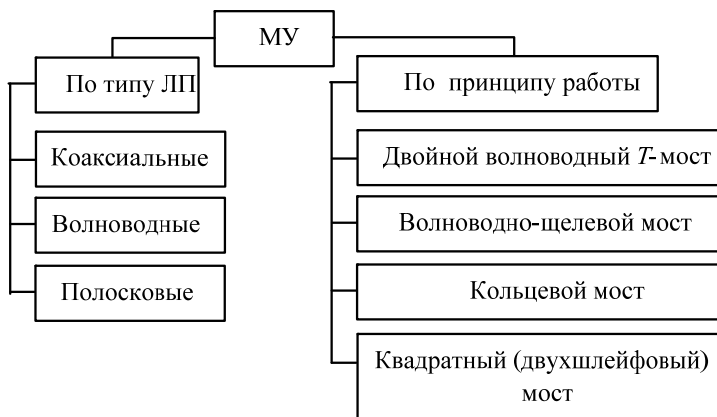
Благодаря перечисленным свойствам, турникетное соединение может использоваться для различных целей, в том числе и для создания поля вращающейся поляризации с переменной эллиптичностью, а также для анализа поляризационных характеристик принимаемого электромагнитного поля.

**Делители мощности на полосковых линиях передачи.** Существуют  $T$ - и  $Y$ -образные полосковые ДМ (рис. 2.18). Они практически не изготавливаются в виде отдельных полосковых тройников, а являются элементами более сложных устройств, выполненных на основе полосковых ЛПП.

Деление мощности электромагнитных волн, поступающих во входное плечо  $1$ , в заданном соотношении осуществляется подбором волновых сопротивлений полосковых линий выходных плеч  $2$  и  $3$  в соответствии с отношением мощностей. Волновое сопротивление необходимой величины подбирается поперечными размерами полосковых линий.

## 2.2. МОСТОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Назначение, классификация мостовых устройств. *Мостовое устройство (мост)* – это многоплечее устройство, предназначенное для деления энергии, поступающей в одно из плеч, между некоторыми другими или для суммирования энергии, поступающей в какие-то из плеч при условии развязки между ними.



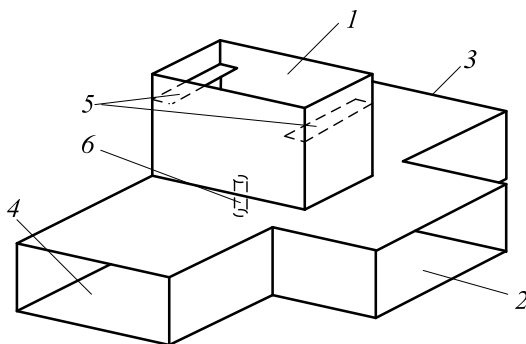
**Рис. 2.19. Классификация мостовых устройств**

Плечи мостового устройства считаются **развязанными**, если при подаче энергии в одно из них, в другое она не проходит.

Классификация мостовых устройств (МУ) представлена на рис. 2.19.

Мостовые устройства применяются в качестве элементов фильтров, балансных детекторов и смесителей, модуляторов, фазовых циркуляторов, делителей мощности, антенных переключателей, а также в устройствах суммарно-разностной обработки сигналов в моноимпульсных радиолокационных станциях.

**Двойной волноводный  $T$ -мост.** Двойной волноводный  $T$ -мост представляет собой сочетание  $E$ - и  $H$ -плоскостного тройников, поэтому его свойства определяются свойствами этих тройников. Он относится к синфазно-противофазным устройствам. Конструкция данного моста представлена на рис. 2.20.



**Рис. 2.20. Конструкция двойного волноводного  $T$ -моста**

Если в плечи 3 и 4 основного волновода (рис. 2.20) подаются волны одинаковой амплитуды и к разветвлению они подходят в фазе, то они складываются и проходят в  $H$ -плечо 2 (по свойству  $H$ -плоскостного тройника), а если к разветвлению волны подходят в противофазе, то они также складываются, но проходят в  $E$ -плечо 1 (по свойству  $E$ -плоскостного тройника).

Отсюда вытекает основное свойство двойного волноводного  $T$ -моста: к какому бы плечу моста ни подводилась волна, она не проходит в противоположное плечо, а делится поровну между двумя другими, если эти плечи симметричны и согласованы.

При возбуждении со стороны  $E$ - и  $H$ -плеч двойной  $T$ -мост характеризуется значительным рассогласованием этих входов. Для согласования  $H$ -плеча устанавливается настроечный ёмкостный штырь 6 в плоскости симметрии, а для согласования  $E$ -плеча – индуктивные диафрагмы 5. Вследствие развязки  $E$ - и  $H$ -плеч оба настроечных элемента действуют совершенно независимо и подбором их положения и размеров удаётся идеально согласовать плечи  $E$  и  $H$  при согласовании с нагрузкой плеч 3 и 4.

Двойные  $T$ -мосты широкополосны, но имеют недостаточно высокую электрическую прочность. Развязка плеч двойных  $T$ -мостов составляет 35...50 дБ при полосе частот около 10% от центральной частоты.

**Кольцевой мост.** Кольцевой мост (гибридное кольцо) представляет собой сочетание четырёх  $T$ -тройников, плечи которых изогнуты и соединены между собой в замкнутое кольцо (рис. 2.21, а).

Длина средней окружности кольца обычно равна  $3\Lambda/2$ , расстояние между ближайшими соседними плечами составляет  $\Lambda/4$ , а между крайними –  $3\Lambda/4$ .

В зависимости от типа линии передачи различают коаксиальные, плосковые, волноводные кольцевые мосты. На рисунке 2.21, а представлен волноводный кольцевой мост с ответвлениями в плоскости  $E$ , что чаще всего встречается.

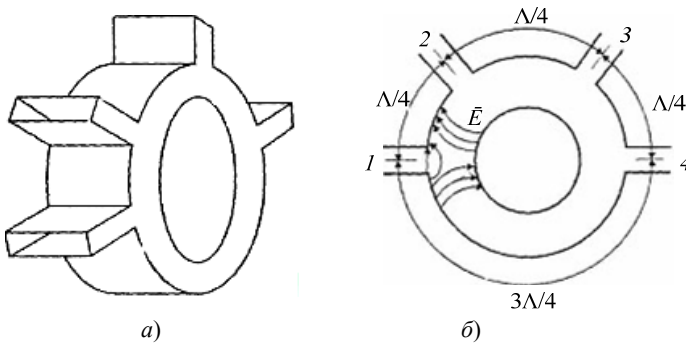


Рис. 2.21. Кольцевой мост

Принцип действия и основные свойства этого устройства рассматриваются с использованием рис. 2.21, б.

При поступлении электромагнитной волны в плечо  $l$  энергия поля волны делится на равные части, распространяющиеся по кольцу в виде электромагнитных волн типа  $H_{10}$  (по часовой стрелке и против часовой стрелки), сдвиг фаз между которыми равен  $\pi$  (по свойству  $E$ -плоскостного тройника). Эти две волны подходят к каждому из плеч 2, 3, 4 с фазовыми соотношениями, учитывающими как начальный сдвиг фаз между ними (равный  $\pi$ ), так и запаздывание каждой из волн на пути от плеча  $l$  до соответствующего плеча.

Эти фазовые соотношения определяются следующим образом:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_2 &= \varphi_{\text{лев}} - \varphi_{\text{прав}} = (\varphi_{0\text{лев}} + k l_{12\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + k l_{12\text{прав}}) = \\ &= \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{5\Lambda}{4}\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{\Lambda}{4}\right) = \pi.\end{aligned}$$

Здесь принято, что начальная фаза волны, движущейся против часовой стрелки от плеча  $l$  к плечу 2  $\varphi_{0\text{лев}} = 0$ , а волны, движущейся по часовой стрелке,  $-\varphi_{0\text{прав}} = \pi$ ; длина пути, пройденного волной от плеча  $l$  к плечу 2 против часовой стрелки,  $-l_{12\text{лев}} = 3\Lambda/4 + \Lambda/4 + \Lambda/4 = 5\Lambda/4$ , а длина пути, пройденного волной от плеча  $l$  к плечу 2 по часовой стрелке,  $-l_{12\text{прав}} = \Lambda/4$ . Так как  $\Delta\varphi_2 = \pi$ , это означает, что две волны от плеча  $l$  подойдут к плечу 2 в противофазе, т.е. плечо 2 возбудится по свойству  $E$ -плоскостного тройника.

Аналогично рассматриваются фазовые соотношения волн в плечах 3 и 4, определяющие условия их возбуждения:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_3 &= (\varphi_{0\text{лев}} + k l_{13\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + k l_{13\text{прав}}) = \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \Lambda\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{\Lambda}{2}\right) = 0; \\ \Delta\varphi_4 &= (\varphi_{0\text{лев}} + k l_{14\text{лев}}) - (\varphi_{0\text{прав}} + k l_{14\text{прав}}) = \left(0 + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{3\Lambda}{4}\right) - \left(\pi + \frac{2\pi}{\Lambda} \frac{3\Lambda}{2}\right) = -\pi.\end{aligned}$$

Следовательно, волна, поступающая в плечо  $l$ , распространяется в плечи 2 и 4 и не распространяется в плечо 3.

Основные свойства кольцевого моста:

1. При полном согласовании плеч моста с нагрузками противоположные плечи 1, 3 и 2, 4 развязаны между собой.

2. Волны, поступающие в плечи 1 и 3, складываются в плече 2 и вычитаются в плече 4; волны, поступающие в плечи 2 и 4, складываются в плече 3 и вычитаются в плече 1. Отсюда следует, что кольцевой мост является синфазно-противофазным устройством.

3. У кольцевого моста волновое сопротивление кольцевой линии в  $\sqrt{2}$  раз больше волновых сопротивлений плеч. Получение заданных вели-

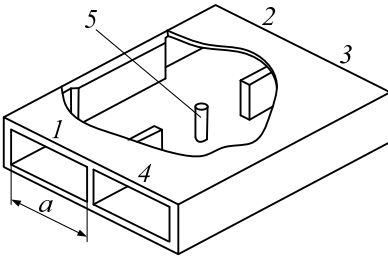


Рис. 2.22. Волноводно-щелевой мост

чин волновых сопротивлений обеспечивается выбором необходимых поперечных размеров линий передачи.

**Волноводно-щелевой мост.**

Волноводно-щелевой мост (ВЩМ) представляет собой два прямоугольных волновода, соединённых по общей узкой стенке прямоугольной щелью, и содержит четыре плеча 1–4 (рис. 2.22).

Участок со щелью длины  $l$  образует отрезок общего сдвоенного волновода с широкой стенкой  $a'$ , несколько меньшей, чем  $2a$  (рис. 2.23):

$$\lambda < a' < 3\lambda/2,$$

где  $a$  – размер широкой стенки каждого из двух волноводов;  $\lambda$  – рабочая длина волны.

Принцип действия ВЩМ поясняется с помощью рис. 2.23. Электромагнитная волна  $H_{10}$ , поступающая в плечо 1, в сдвоенном волноводе возбуждает волны  $H'_{10}$  и  $H_{20}$  в связи с нарушением однородности волновода. Здесь же возбуждаются волны и более высоких порядков, однако размер  $a'$  выбирается таким, чтобы условие  $\lambda < \lambda_{кр}$  было выполнено только

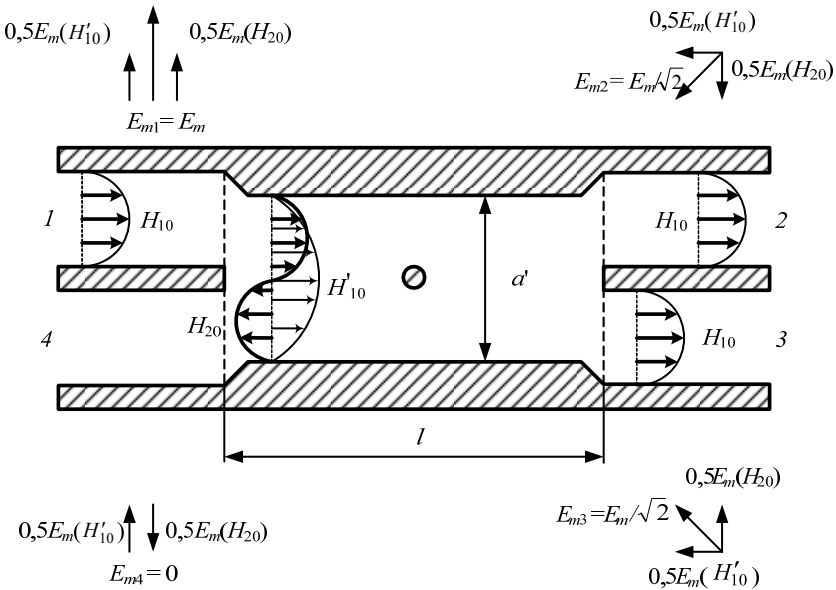


Рис. 2.23. Принцип работы волноводно-щелевого моста

для волн  $H'_{10}$  и  $H_{20}$ . Поэтому волны остальных типов в вдвоенном волноводе не распространяются. Амплитудно-фазовые соотношения волн в плечах моста показаны на рис. 2.23 векторными диаграммами. Из этого рисунка видно, что на входе плеча 4 амплитуды полей волн  $H'_{10}$  и  $H_{20}$  примерно одинаковы, а фазы – противоположны, поэтому плечо 4 не возбуждается ( $E_{m4} = 0$ ). Далее волны  $H'_{10}$  и  $H_{20}$  распространяются по вдвоенному волноводу с различными фазовыми скоростями, так как у них различные  $\lambda_{кр}$  ( $\lambda_{крH'_{10}} = 2a'$ ,  $\lambda_{крH_{20}} = a'$ ). При этом фазовая скорость волны  $H_{20}$  больше, а следовательно, она приобретает меньший фазовый набег, чем волна  $H'_{10}$ . Длина щели  $l$  подбирается такой, чтобы на ней укладывалось  $3\Lambda/4$  для волны  $H'_{10}$  и  $\Lambda/2$  для волны  $H_{20}$ . В этом случае фазовый набег волны  $H'_{10}$  на длине  $l$  составляет  $270^\circ$ , а волны  $H_{20}$  –  $180^\circ$ . В результате фазовый сдвиг между векторами  $H'_{10}$  и  $H_{20}$  будет равен  $90^\circ$  при равенстве их амплитуд. Тогда сдвиг фаз между результирующими векторами напряжённости электрического поля волн в плечах 2 и 3 будет равен  $90^\circ$ , что видно из векторной диаграммы.

Основные свойства волноводно-щелевого моста:

1. В силу абсолютной симметрии моста относительно смежной стенки волна, поступающая в одно из плеч, не проходит в смежное плечо, а делится поровну между остальными плечами. Фазовый сдвиг колебаний электромагнитных волн в этих плечах составляет при этом  $90^\circ$ .

2. Если начальная фаза колебаний исходной волны  $H_{10}$  поворачивается на какой-либо угол  $\varphi$ , то фазы колебаний во всех остальных плечах изменяются на такую же величину  $\varphi$ .

К достоинствам ВЦМ можно отнести компактность, простоту устройства, высокую развязку входных плеч. Развязка входных плеч, а также выравнивание мощностей в выходных плечах производится с помощью ёмкостного подстроечного винта 5 (см. рис. 2.22), расположенного в середине щели связи, и составляет 30...35 дБ.

**Деление и суммирование энергии в мостовых устройствах.** Деление и суммирование высокочастотной энергии в мостовых устройствах определяется фазовыми соотношениями электромагнитных волн в плечах моста. Принцип деления и суммирования высокочастотной энергии рассматривается на примере волноводно-щелевого моста. На рисунке 2.24 представлены векторные диаграммы, описывающие фазовые соотношения колебаний в плечах 1 – 4 в случае, когда одновременно возбуждаются входные плечи 1 и 4, при этом колебания в плече 1 отстают по фазе от колебаний в плече 4 на  $\pi/2$ . На этом рисунке для каждого плеча левее изображены векторные диаграммы для волны, поступающей в плечо 4.

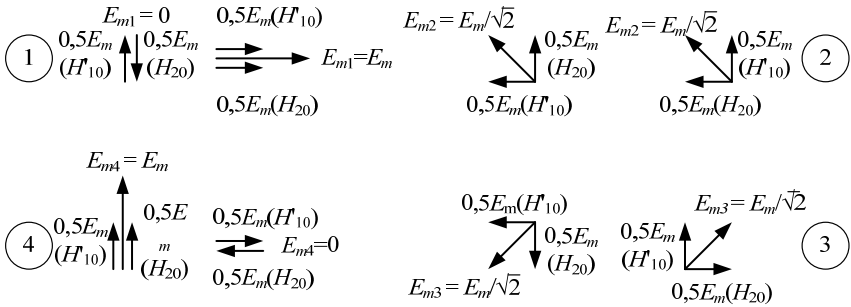


Рис. 2.24. Векторные диаграммы

Совмещая векторные диаграммы колебаний в выходных плечах 2 и 3, можно получить:

$$E_{m2} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} + \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}E_m; \quad E_{m3} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} - \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0.$$

Таким образом, в данном случае плечо 2 является суммирующим, а на выходе плеча 3 колебания отсутствуют. Иными словами, на выходе плеча 2 наблюдается сумма, а на выходе плеча 3 – разность колебаний, поступающих во входные плечи 1 и 4.

В случае когда колебания в плече 1 опережают колебания в плече 4 на  $\pi/2$ , векторные диаграммы имеют вид, представленный на рис. 2.25.

В этом случае

$$E_{m2} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} - \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0; \quad E_{m3} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} + \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}E_m.$$

То есть суммирующим является плечо 3, а на выходе плеча 2 колебания отсутствуют.

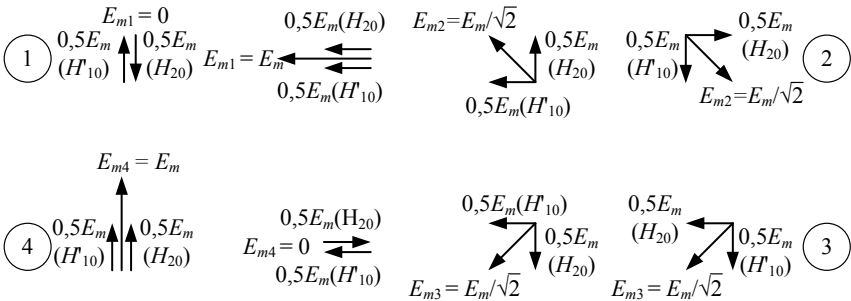


Рис. 2.25. Векторные диаграммы



Таким образом, в зависимости от соотношения фаз колебаний во входных плечах 1 и 4, в выходных плечах 2 и 3 происходит либо суммирование, либо деление электромагнитной энергии. Это позволяет использовать ВЦМ в качестве устройства суммарно-разностной обработки сигналов для реализации моноимпульсного метода измерения угловых координат в РЛС.

### 2.3. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

**Назначение, классификация развязывающих устройств.** *Развязывающие устройства* – это двух-, трёх-, четырёхплечие устройства в СВЧ-линиях передачи, частично или полностью изолирующие один канал (плечо) линии передачи от другого.

Классификация развязывающих устройств:

1. По типу линии передачи: коаксиальные, полосковые, волноводные.
2. По принципу действия и назначению: вентили, аттенюаторы, мосты, направленные ответвители, циркуляторы.

Работа развязывающих устройств основывается на следующих принципах:

- ослаблении электромагнитной энергии в двухплечих устройствах (вентили, аттенюаторы);
- направленном ответвлении части электромагнитной энергии из основной линии во вторичную в четырёхплечих устройствах (направленные ответвители, мосты);
- циркуляции (передаче) всей электромагнитной энергии из одного канала в другой в строго определённой последовательности (циркуляторы).

**Аттенюаторы.** Аттенюаторы – двухплечие устройства, предназначенные для ослабления интенсивности электромагнитных волн в линиях передачи.

Основным параметром, характеризующим аттенюаторы, является ослабление

$$A_{12} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}, \text{ [дБ]},$$

где  $P_1$  и  $P_2$  – мощности электромагнитных волн на входе и на выходе аттенюатора соответственно.

Классификация аттенюаторов представлена на рис. 2.26.

**Поглотительные аттенюаторы.** Поглощительные аттенюаторы представляют собой отрезки коаксиальных, волноводных и полосковых линий передачи с поглотительными элементами различных размеров и формы.

В поглотительных элементах, выполненных из материалов с большими поверхностными или объёмными удельными сопротивлениями, наводятся большие высокочастотные токи. При этом происходит преобразование части энергии электромагнитной волны в тепловую и, следовательно, её ослабление.

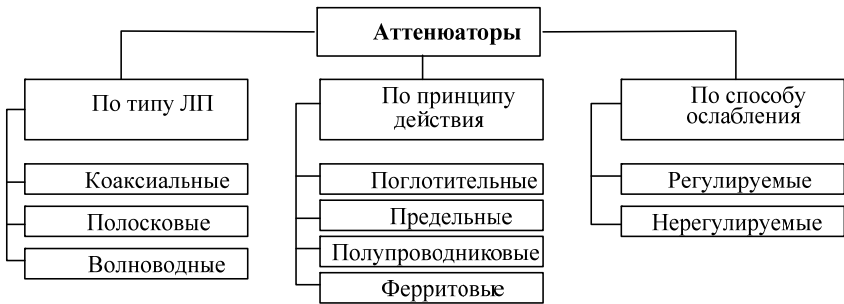


Рис. 2.26. Классификация аттенюаторов

Поглотительные элементы (поглотители) бывают плёночные (поверхностные) и объёмные. Плёночные поглотители – это диэлектрические пластины (гетинакс, керамика, слюда) с тонким поглотительным слоем из проводящего материала большого удельного сопротивления. Поглотительный слой наносится напылением и имеет толщину меньше «скин»-слоя. Объёмные поглотители – смолы или керамика со значительной примесью проводящих или полупроводящих материалов (окислы металлов, графит).

Величина поглощения энергии и качество согласования линии передачи зависят от материала, формы и геометрических размеров поглотительных элементов.

На рисунке 2.27, *а*, *б* представлены примеры нерегулируемых коаксиальных поглотительных аттенюаторов с поглотительными элементами в виде цилиндров из объёмного поглотителя или керамики с напылением поглотительного слоя *l*.

В полосковых линиях передачи резисторный слой наносится на поверхность полосковой линии или в её разрыве (рис. 2.27, *в*).

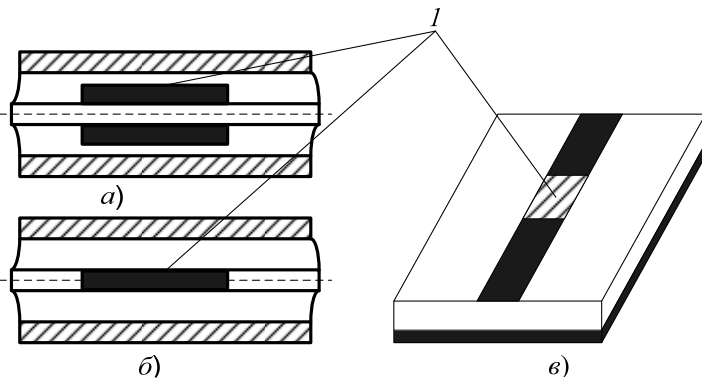


Рис. 2.27. Поглотительные аттенюаторы

Примеры конструктивного исполнения регулируемых поглотительных аттенуаторов приведены на рис. 2.28.

В регулируемых поглотительных аттенуаторах ослабление увеличивается, если поглотительная пластинка перемещается в область волновода с большей напряжённостью поля  $E$  (рис. 2.28, *a*), ориентируется параллельно электрическим силовым линиям в поляризованных аттенуаторах (рис. 2.28, *б*), опускается на большую величину в полость волноводной и коаксиальной линии передачи (рис. 2.28, *в, г*).

Форма поглотительных пластин подбирается такой, чтобы имело место минимальное отражение, а градуировочная кривая имела зависимость величины ослабления от глубины погружения, близкую к линейному закону.

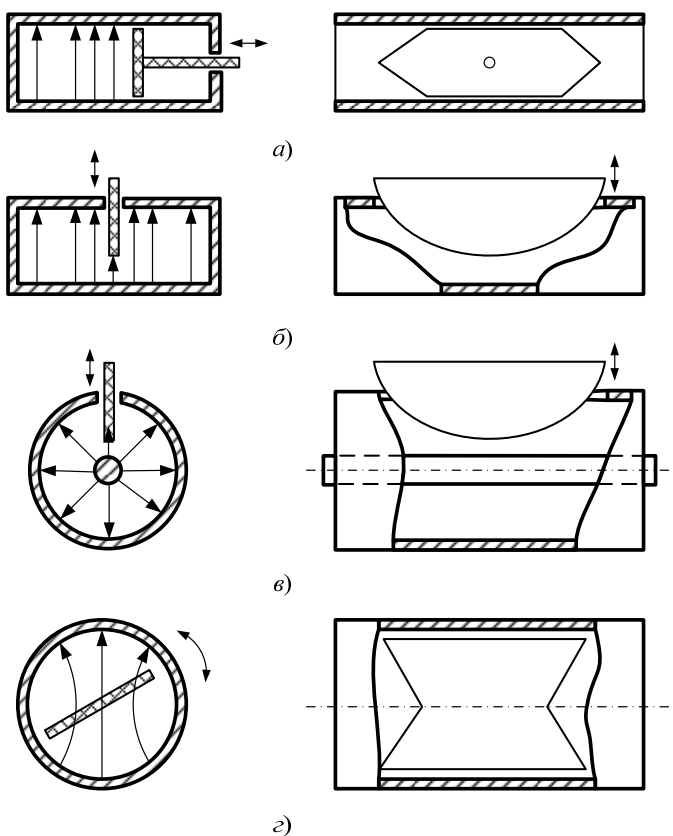


Рис. 2.28. Конструктивное исполнение регулируемых поглотительных аттенуаторов

Достоинства поглотительных аттенуаторов: малые отражения электромагнитных волн, простота конструкции, малая зависимость величины ослабления от частоты. Ослабление в поглотительных аттенуаторах составляет  $A_{12} = 0 \dots 40$  дБ при КСВ = 1,02...1,20.

**Предельные аттенуаторы.** Ослабление электромагнитной энергии в предельных аттенуаторах основано на свойстве отражения электромагнитных волн в предельных (запредельных) волноводах (при  $\lambda > \lambda_{кр}$ ). На рисунке 2.29 представлены примеры конструкции коаксиальных предельных аттенуаторов. Они представляют собой коаксиальную линию передачи, в разрыве которой располагается отрезок круглого запредельного волновода. Элементами связи коаксиальной линии с волноводом являются диски или петли связи, которые возбуждают в круглом волноводе электромагнитные волны типа  $E_{01}$  (рис. 2.29, а) или  $H_{11}$  (рис. 2.29, б) соответственно. Длина запредельного волновода определяет величину ослабления и может быть постоянной или регулируемой.

Ослабление предельного аттенуатора  $A_{12}$  в децибелах может быть определено из условия

$$E_{\text{вых}} = E_{\text{вх}} e^{-k'l},$$

где  $E_{\text{вх}}$ ,  $E_{\text{вых}}$  – амплитуды напряжённости электрического поля на входе и выходе аттенуатора соответственно;  $k' = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 - 1}$  – коэффициент распространения волн в запредельном волноводе;  $l$  – длина запредельного волновода.

Отсюда

$$A_{12} = 10 \lg \left( \frac{E_{\text{вх}}}{E_{\text{вых}}} \right)^2 = k'l \cdot 20 \lg e = 8,68 k'l.$$

Следовательно, ослабление в предельных аттенуаторах прямо пропорционально длине запредельного волновода.

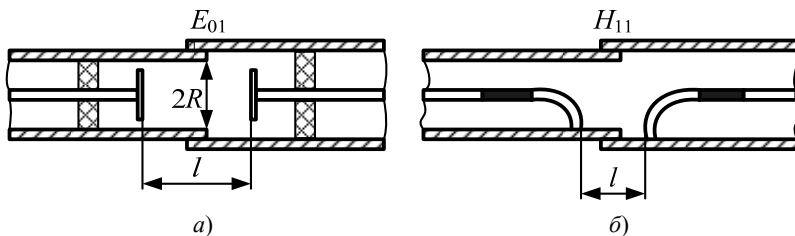


Рис. 2.29. Предельные аттенуаторы

Недостатки предельных аттенуаторов:

1. Невозможность получить ослабление менее 20 дБ из-за наличия согласующих элементов. Согласующие элементы в виде шайб или цилиндров из поглотительных материалов на входе и выходе предельного аттенуатора включаются в связи с тем, что ослабление в предельном аттенуаторе обусловлено отражением электромагнитных волн и не связано с поглощением энергии, поэтому необходимо согласование его с линией передачи.

2. Невозможность получить ослабление предельных аттенуаторов более 120...160 дБ из-за наличия внешних связей входа и выхода вследствие недостаточной их экранировки.

3. Зависимость ослабления предельных аттенуаторов от частоты. Сопротивление элементов связи в предельных аттенуаторах носит реактивный характер (ёмкостный, индуктивный). Поэтому на различных частотах отражения волн различны, и ослабление зависит от частоты.

Достоинства предельных аттенуаторов: достаточно большие ослабления, а также линейная градуировочная зависимость ослабления от длины запредельного волновода.

**Электронно-управляемые аттенуаторы на  $p-i-n$  диодах.** Принцип работы таких аттенуаторов основан на использовании  $p-i-n$  диодов с электрически управляемым внутренним активным сопротивлением.

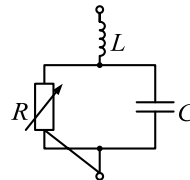
Эквивалентная схема  $p-i-n$  диода представлена на рис. 2.30.

Введение диода в регулярную линию передачи и подача на него управляющего электрического воздействия позволяют изменять его внутреннее активное сопротивление и, как следствие, коэффициент ослабления аттенуатора  $A_{12}$ .

Достоинство таких аттенуаторов – высокое быстродействие, так как изменение внутреннего сопротивления  $p-i-n$  диода происходит практически мгновенно.

Используются следующие варианты включения управляемых аттенуаторов с  $p-i-n$  диодами в линию передачи:

- параллельное или последовательное включение в ЛП одного диода (рис. 2.31, а, б);
- параллельное или последовательное включение в ЛП нескольких диодов (рис. 2.31, в, г);
- лестничное соединение диодов (рис. 2.31, д);
- последовательно-параллельное соединение диодов с использованием корректирующих цепей (рис. 2.31, е).



**Рис. 2.30.**  
**Эквивалентная схема  $p-i-n$  диода:**  
 $R$  – резисторное сопротивление диода;  
 $C$  – ёмкость  $p-i-n$  структуры;  
 $L$  – индуктивность контактной проволочки и выводов диода

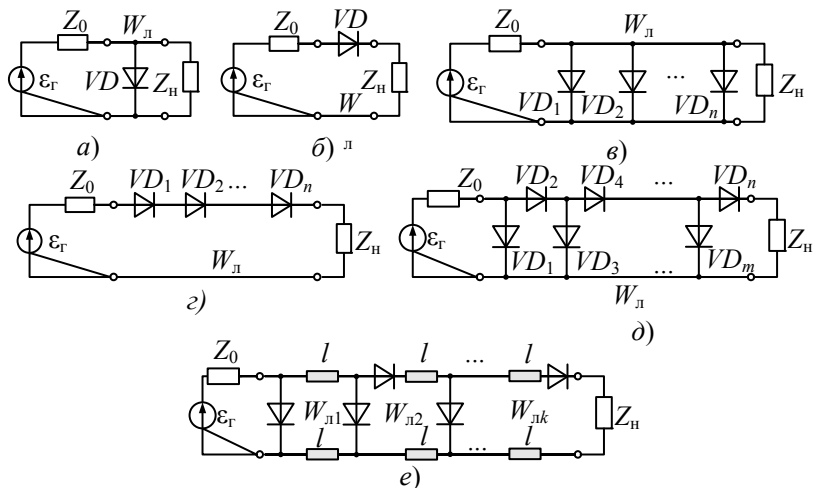


Рис. 2.31. Соединение диодов *p-i-n* диодов

Схемы включения диодов на рис. 2.31 представлены без учёта цепей управления. Рассмотренные аттенюаторы на одном *p-i-n* диоде (см. рис. 2.31, *а, б*) отличаются небольшим диапазоном регулировок. Большее ослабление в аттенюаторе может быть получено путём параллельного или последовательного включения  $N$  диодов (см. рис. 2.31, *в, г*), в этом случае  $A_{\Sigma} = N^2 A_1$ , где  $A_{\Sigma}$  – общее (суммарное) ослабление;  $A_1$  – ослабление за счёт одного *p-i-n* диода.

Существенное увеличение максимального ослабления в аттенюаторе получается при лестничном соединении диодов (см. рис. 2.31, *д*).

В данном случае общее максимальное ослабление интенсивности ЭМВ определяется как

$$A_{\Sigma} = 4^{m+n+1} A_{\Pi}^m A_{\text{пар}}^n,$$

где  $A_{\Pi}$  – ослабление за счёт последовательно включённого одиночного диода;  $A_{\text{пар}}$  – ослабление за счёт параллельно включённого одиночного диода;  $m$  – количество последовательно включённых диодов;  $n$  – количество параллельно включённых диодов.

Для улучшения диапазонных свойств и увеличения верхней рабочей частоты аттенюатора применяют корректирующие цепи (см. рис. 2.31, *е*). В СВЧ-диапазоне в качестве них используются отрезки длинных линий, которые в зависимости от длины будут эквивалентны сосредоточенной ёмкости или индуктивности.

Конструктивно многосвязные управляемые аттенюаторы, как правило, выполняются по полосковой технологии. В разрывы проводника,

а также между проводником и подложкой включают управляемые *p-i-n* диоды. Отрезки полосковой линии между такими секциями выбирают определённой длины  $l < \Lambda/8$  и с требуемыми значениями волнового сопротивления.

Управление аттенуатором может выполняться как плавно изменяемым током, так и дискретным (ступенчатым). В последнем случае к величинам минимального и максимального ослабления добавляется дискретность изменения данного параметра. Следовательно, в целом управляемые аттенуаторы могут сопрягаться как с аналоговыми, так и с цифровыми устройствами управления.

**Направленные ответвители.** Направленный ответвитель (НО) – это четырёхплечее устройство, предназначенное для направленного ответвления части электромагнитной энергии из первичной (основной) линии передачи в одно из плеч вторичной (вспомогательной) линии.

Другое плечо вторичной линии оказывается *развязанным* относительно возбуждаемого плеча первичной линии. Направление передачи энергии во вторичную линию зависит от направления прохождения волн в первичной. Различают сонаправленные и противоположные ответвители. Их обозначение на функциональных схемах приведено на рис. 2.32.

Направленный ответвитель, осуществляющий равное деление мощности между выходными плечами первичной и вторичной линий, называется трёхдецибелным направленным ответвителем.

Основные характеристики НО:

- рабочее затухание в первичной линии;
- переходное ослабление;
- развязка;
- направленность;
- фазовые соотношения волн в выходных плечах.

Рабочее затухание – отношение мощностей на входе и выходе первичной линии  $C_{13} = 10 \lg(P_1/P_3)$ , дБ (см. рис. 2.32).

Переходное ослабление – отношение мощностей на входе первичной линии и связанном с ним выходе вторичной линии  $C_{14} = 10 \lg(P_1/P_4)$ , дБ (рис. 2.32, *а*).

Развязка – отношение мощностей на входе первичной линии и на развязанном выходе вторичной линии  $C_{12} = 10 \lg(P_1/P_2)$ , дБ (рис. 2.32, *б*).

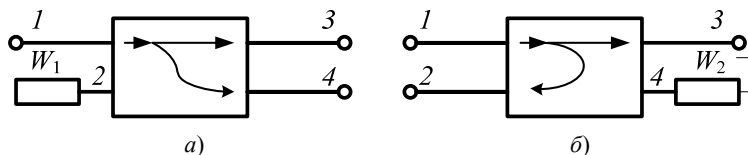


Рис. 2.32. Направленные ответвители



**Рис. 2.33. Классификация направленных ответвителей**

Направленность – отношение мощностей на выходах связанного и развязанного плеч вторичной линии  $C_{42} = 10\lg(P_4/P_2)$ , дБ (см. рис. 2.32).

Фазовые соотношения характеризуют разность фаз полей в выходных плечах. Наибольшее распространение получили квадратурные направленные ответвители ( $\Delta\varphi = 90^\circ$ ) и синфазно-противофазные ( $\Delta\varphi = 0$  или  $\Delta\varphi = 180^\circ$ ).

Классификация направленных ответвителей представлена на рис. 2.33.

Направленные ответвители используются в измерительных цепях радиотехнических систем для контроля параметров высокочастотных сигналов (мощности, частоты и т.д.).

**Коаксиальные и полосковые направленные ответвители.** В коаксиальных и полосковых направленных ответвителях используются элементы связи с распределёнными параметрами. Они представляют собой устройства, в которых вблизи первичной линии  $a$  на некотором участке  $l$  (рис. 2.34) располагается вторичная линия  $b$ . Между первичной и вторичной линиями ввиду их близкого расположения возникает электромагнитная связь. На рисунке 2.34,  $a$  – представлен коаксиальный направленный ответвитель, а на рис. 2.34,  $b$  – полосковый. Их конструкция и принцип действия аналогичны. В развязанном плече вторичной линии обычно устанавливается оконечная поглощательная нагрузка 5.

Для рассмотрения физических процессов, поясняющих ответвление электромагнитной энергии только в одном из плеч вторичной линии, распределённую электромагнитную связь можно упрощённо представить в



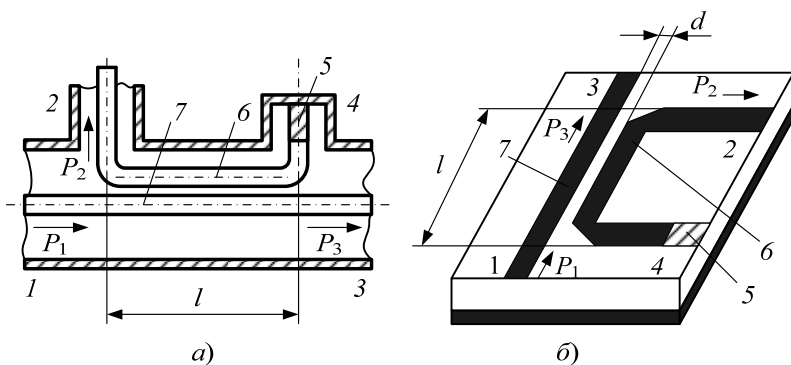


Рис. 2.34. Коаксиальные и полосковые направленные ответвители

виде сосредоточенной ёмкостной (электрической) и индуктивной (трансформаторной) связи. Эквивалентные схемы направленного ответвителя с такими связями в соответствующих плечах представлены на рис. 2.35.

Направления высокочастотных токов (в течение полупериода), наводимых в соответствующих плечах вторичной линии за счёт ёмкостной и индуктивной связи, на рисунке указаны стрелками. В одном из плеч вторичной линии токи ёмкостной и индуктивной связи могут складываться синфазно (токи в плече 2 на рис. 2.35), а в другом (в плече 4) – противофазно, т.е. вычитаться. Можно добиться равенства амплитуд токов ёмкостной и индуктивной связи, т.е. практически полной компенсации токов в плече 4. Это осуществляется подбором величины сопротивления оконечной нагрузки  $R_H$  в развязанном плече, длиной участка связи  $l$ , расстоянием  $d$  до вторичной линии, поперечными размерами линии передачи и свойствами диэлектрика. Конструкцией элемента связи с распределёнными параметрами можно также добиться, чтобы направленный ответвитель был сонаправленным или противонаправленным.

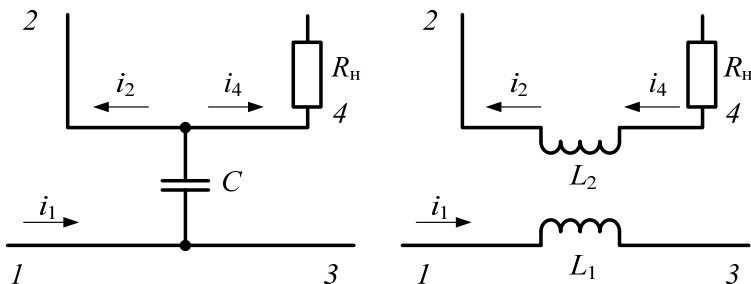


Рис. 2.35. Эквивалентные схемы направленного ответвителя

Коаксиальные и полосковые направленные ответвители обладают большой широкополосностью, что является их достоинством. Например, полосковые направленные ответвители имеют полосу от 1 до 18 ГГц при направленности в этой полосе 20 дБ.

**Волноводные однодырочные направленные ответвители.** Волноводный однодырочный направленный ответвитель представляет собой два прямоугольных волновода, имеющих на некотором участке общую стенку с одним элементом связи в виде круглого отверстия или крестообразной щели. Отверстие связи может размещаться на оси симметрии (позиция 6 на рис. 2.36, а) или смещено по одной из диагоналей общей части широких стенок волноводов (позиции 7 и 8 на рис. 2.36, а). Оси волноводов развернуты под углом  $\gamma$ , который в некоторых направленных ответвителях может быть равным  $90^\circ$ . При  $\gamma = 90^\circ$  отверстия связи чаще всего смещаются на некоторое расстояние от оси симметрии (позиции 7, 8 на рис. 2.36, а).

Рассматривая электрические и магнитные силовые линии полей ( $E$  и  $H$  на рис. 2.36, б), можно убедиться, что отверстие является элементом электрической и магнитной связи между волноводами.

Если отверстие связи смещено по диагонали от оси симметрии в место с меньшей напряжённостью электрического поля в первичном волноводе (позиция 7 или 8 на рис. 2.36, а), то связь преимущественно становится магнитной. При этом возбуждение осуществляется как поперечными, так и продольными составляющими магнитного поля.

Если отверстие размещается на оси симметрии, то присутствует сильная электрическая связь (из-за максимума амплитуды электрической составляющей поля посередине волновода), а также – магнитная связь за счёт поперечной составляющей магнитного поля. При этом величина магнитной связи зависит от угла  $\gamma$ , увеличение которого от 0 до  $90^\circ$  уменьшает магнитную связь до нуля. Действительно, поперечная составляющая магнитного поля первичного волновода (вектор  $H \perp (1)$  на рис. 2.36, а) имеет поперечную проекцию во вторичном волноводе  $H \perp (2) = H \perp (1) \cos \gamma$ .

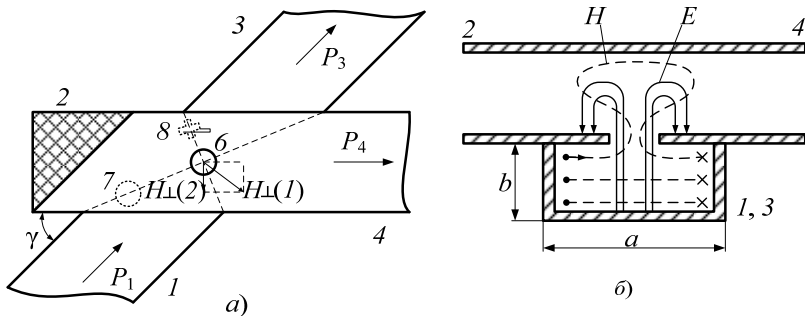


Рис. 2.36. Волноводные однодырочные направленные ответвители

Электромагнитные волны, возбуждаемые во вторичном волноводе за счёт электрической и магнитной связи, в одном из его плеч складываются синфазно, а в другом – противофазно. Поэтому ответвление электромагнитных волн направлено во вторичный волновод.

Изменяя размер отверстия связи, величину его смещения относительно оси симметрии, а также угол между осями волноводов  $\gamma$ , можно добиться получения нужных величин переходного ослабления, развязки, направленности.

Среди направленных ответвителей с одиночными отверстиями связи высокой направленностью, широкополосностью, малыми габаритами и т.д. отличаются направленные ответвители с крестообразной щелью и взаимно перпендикулярным расположением волноводов ( $\gamma = 90^\circ$ ). Максимальная связь получается при величине смещения щели, равной  $a/4$ .

Однодырочные направленные ответвители целесообразно создавать со значением переходного ослабления 30...50 дБ, а для получения переходного ослабления 15...25 дБ используются одновременно два отверстия связи, смещённые по одной диагонали в различные стороны от оси симметрии.

Однодырочные направленные ответвители обладают сравнительно малыми габаритами и поэтому нашли широкое применение в радиотехнических системах в схемах контроля проходящей мощности от передатчика к антенне, для ответвления части мощности передатчика к смесителю приёмника и т.п.

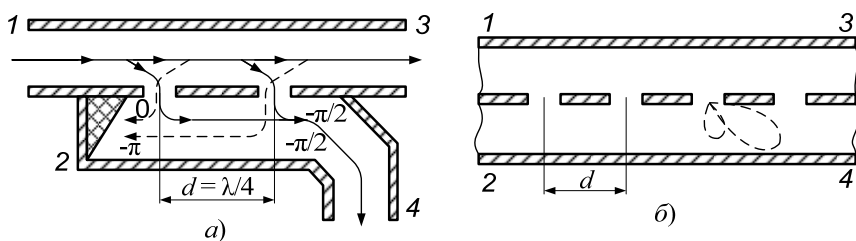
**Волноводные многодырочные направленные ответвители.** Волноводный многодырочный направленный ответвитель состоит из двух параллельных волноводов со смежной широкой или узкой стенкой, с двумя или более отверстиями связи в ней. Отверстия связи, чаще всего круглой формы, располагаются вдоль оси симметрии.

Направленные ответвители со связью через отверстия в узких стенках волновода используются при передаче больших уровней мощности в первичном волноводе.

*В двухдырочном направленном ответвителе* отверстия связи располагаются на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга (рис. 2.37, а).

У многодырочных направленных ответвителей расстояние между отверстиями связи  $d$  может быть любым, однако наилучшие результаты по направленности и согласованию получаются при  $d = \lambda/4$ .

Электромагнитные волны, проходя по первичному волноводу, возбуждают отверстия связи, которые в свою очередь создают электромагнитные волны, направленно распространяющиеся в одно из плеч вторичного волновода. В другое плечо вторичного волновода волны практически не поступают, и оно оказывается развязанным с входным. В развязанном плече направленного ответвителя обычно устанавливается оконечная поглочительная нагрузка. В ней поглощаются нескомпенсированные волны, а также волны, создаваемые во вторичном волноводе отражёнными волнами от несогласованной нагрузки первичного волновода.



**Рис. 2.37. Волноводные направленные ответвители**

Направленность двух- и многодырочных НО можно пояснить следующим образом. Возбуждение отверстий связи электромагнитной волной, проходящей по первичному волноводу, осуществляется с запаздыванием по фазе полей в последующих отверстиях по отношению к предыдущим на величину  $\Delta\varphi = k'd = (2\pi/\lambda) d$ . Для двухдырочного НО она составляет  $\Delta\varphi = (2\pi/\lambda) \lambda/4 = \pi/2$ . Тогда в двухдырочном НО в выходном плече 4 вторичного волновода (рис. 2.37, а) поля, созданные отверстиями связи, будут синфазны, а в развязанном плече 2 – противофазны.

В многодырочном НО отверстия, как элементы возбуждения вторичного волновода, можно считать антенной решёткой. Так как каждое последующее отверстие возбуждается с некоторым запаздыванием по фазе относительно предыдущего отверстия, то рассматриваемая антенная решётка будет представлять собой систему осевого излучения. Если рассматривать диаграмму направленности такой решётки (рис. 2.37, б), то максимум её главного лепестка ориентирован в направлении одного из плеч вторичного волновода, другое плечо практически не возбуждается и оно развязано с входным.

Двухдырочные направленные ответвители обладают высокой направленностью (более 35 дБ), но имеют узкую полосу пропускания (несколько процентов) из-за того, что расстояние между отверстиями связи не остаётся четвертьволновым при изменении длины волны.

Многодырочные волноводные направленные ответвители обеспечивают направленность более 35 дБ в широкой полосе частот (10...30%), практически равной полосе пропускания прямоугольного волновода. Направленность таких ответвителей возрастает с увеличением количества отверстий. У широкополосных направленных ответвителей количество отверстий может достигать 10...20. Несмотря на достаточно большие габариты, многодырочные направленные ответвители нашли широкое применение в измерительных рефлектометрах.

## 2.4. ФАЗИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

### Назначение, классификация фазирующих устройств.

Фазирующие устройства предназначены для выполнения следующих функций:

1) плавное или дискретное изменение фазы ЭМВ в одном канале или сечении фидерного тракта относительно фазы ЭМВ в другом канале или сечении (такие устройства называются фазовращателями);

2) создание фиксированного или изменяемого разностного сдвига фаз ЭМВ, распространяющихся в ЛП в противоположных направлениях, или для ЭМВ с взаимно ортогональной поляризацией (такие устройства называются секциями дифференциального фазового сдвига).

Классификация фазирующих устройств:

1. По типу линии передачи: коаксиальные, полосковые, волноводные.

2. По способу изменения фазы: механические, электрически управляемые.

3. По виду фазового сдвига: плавные, дискретные.

4. По способу создания фазового сдвига: проходные, отражательные.

5. По наличию фазового сдвига для ЭМВ встречных направлений: взаимные, невзаимные.

Принцип работ фазирующих устройств основан на известном свойстве электромагнитной волны приобретать фазовый набег при прохождении ею некоторого расстояния в среде с определёнными электрическими и геометрическими параметрами.

Фазовый набег  $\Delta\varphi$ , приобретаемый электромагнитной волной при её распространении в линии передачи на отрезке длиной  $l$ , может быть определён из следующего выражения:

$$\Delta\varphi = k'l = \frac{2\pi}{\Lambda} l ,$$

где  $k' = 2\pi/\Lambda$  – коэффициент распространения ЭМВ в линии передачи;  $\Lambda$  – длина волны в линии передачи.

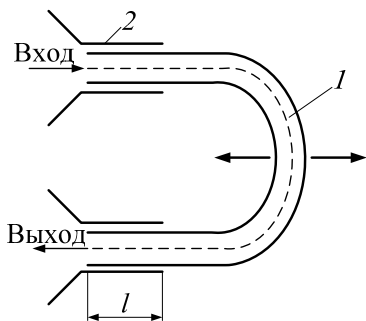
Как известно, длина волны в линии передачи зависит от длины волны генератора и типа линии передачи (её конструкции, геометрических размеров, электрических параметров диэлектрика, заполняющего внутреннее пространство линии передачи).

Следовательно, изменить фазовый набег ЭМВ при её распространении в линии передачи можно следующими способами:

1) изменить геометрическую длину отрезка линии передачи  $l$ ;

2) включить в отрезок линии передачи сосредоточенную реактивность, которая, являясь неоднородностью, изменяет амплитудное распределение электромагнитного поля (ЭМП) вдоль линии передачи, что в итоге эквивалентно изменению геометрической длины отрезка линии передачи;

3) изменить геометрические размеры поперечного сечения линии передачи, например размер широкой стенки прямоугольного волновода, что ведёт к изменению критической длины волны  $\lambda_{кр}$  в нём и, как следствие, – к изменению длины волны в волноводе  $\Lambda$ ;



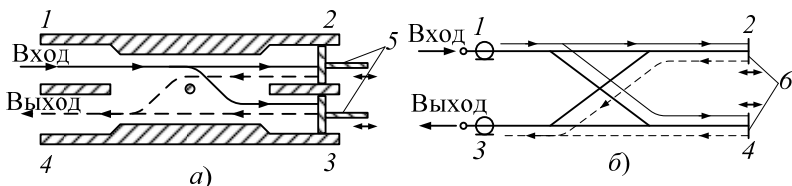
**Рис. 2.38. Механический коаксиальный фазовращатель trombone типа**

нение геометрической длины.

Конструкция такого ФВ представлена на рис. 2.38. Изменяя положение подвижной секции  $l$  относительно неподвижной  $2$  (см. рис. 2.38), можно плавно изменять длину отрезка  $l$  коаксиальной ЛП, а следовательно, и величину фазового сдвига ЭМВ. Такой фазовращатель является **проходным**. Он нашёл применение в фидерном тракте диспетчерского радиолокатора в качестве элемента, обеспечивающего подбор оптимальной нагрузки на магнетрон передающего устройства. Кроме того, он используется в тракте питания антенной решётки радионавигационного маяка для регулирования фазовых соотношений токов возбуждения её элементов при перестройке рабочей частоты.

**Фазовращатели на основе мостовых устройств и направленных ответвителей.** Такие фазовращатели являются **отражательными**. Принцип их действия основан на отражении ЭМВ от короткозамкнутого отрезка линии передачи. Они могут быть реализованы на основе волноводно-щелевого моста (рис. 2.39, *а*) или трёхдецибильного направленного ответвителя (рис. 2.39, *б*).

В таких устройствах в выходных плечах установлены короткозамкнутые подвижные поршни  $5$  или плунжеры  $6$  (см. рис. 2.39). Изменяя их положение, можно в нужных пределах изменять длину  $l$  отрезка ЛП и, как следствие, – величину фазового сдвига ЭМВ на выходе ФВ.



**Рис. 2.39. Фазовращатели на основе мостовых устройств и направленных ответвителей**

4) изменить электрические параметры диэлектрика (относительную диэлектрическую и магнитную проницаемости), заполняющего линию передачи, что ведёт к изменению длины волны в линии передачи.

На основе этих способов созданы различные конструкции фазированных устройств.

**Механический коаксиальный фазовращатель (ФВ) trombone типа** представляет собой отрезок коаксиальной ЛП, в котором для управления сдвигом фазы ЭМВ используется изменение

Принцип работы отражательного ФВ поясняется на примере ФВ на основе волноводно-щелевого моста (см. рис. 2.39, а). ЭМВ, поступающая во входное плечо 1 моста, делится поровну между плечами 2 и 3 и не попадает в плечо 4. Отражённые от короткозамкнутых поршней волны проходят через сдвоенный волновод (участок со щелью) в обратном направлении и складываются в плече 4 по свойству волноводно-щелевого моста. Фаза волны на выходе (в плече 4) определяется пройденным расстоянием, т.е. положением короткозамкнутых поршней.

Принцип работы ФВ на основе трёхдецибелного направленного ответвителя аналогичен рассмотренному.

Данные ФВ нашли применение в высокочастотных трактах в качестве элементов их настройки, а также как элементы более сложных устройств.

**Волноводные фазовращатели с диэлектрическими пластинами и металлическими вставками.** Механический волноводный ФВ с диэлектрической пластиной представляет собой отрезок прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  либо круглого волновода с волной  $H_{11}$ , в полости которого располагается пластина из диэлектрика с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon > 1$ .

Существуют следующие виды конструкции ФВ с диэлектрическими пластинами:

1. Диэлектрическая пластина располагается внутри прямоугольного волновода параллельно электрическим силовым линиям (рис. 2.40). Если пластина находится вблизи узкой стенки волновода, она практически не влияет на распространение ЭМВ в нём, так как в этом месте напряжённость электрического поля мала. Если пластину передвигать к середине волновода (к пучности электрического поля), то это приводит к уменьшению напряжённости поля. В свою очередь, это эквивалентно тому, что всё внутреннее пространство волновода на участке с пластиной оказывается заполненным сплошной диэлектрической средой с некоторой эффективной проницаемостью  $\epsilon_{\text{эф}}$ :

$$1 < \epsilon_{\text{эф}} < \epsilon.$$

Таким образом, при перемещении пластины от узкой стенки к середине волновода величина  $\epsilon_{\text{эф}}$  меняется от 1 до некоторой максимальной величины, что приводит к уменьшению длины волны в волноводе  $\Lambda$  и возрастанию величины фазового сдвига ЭМВ.

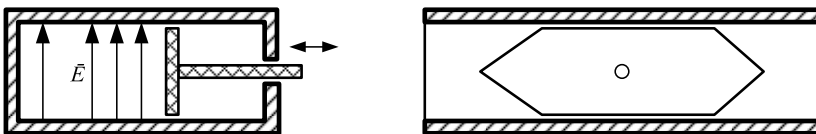


Рис. 2.40. Волноводный фазовращатель с диэлектрической пластиной

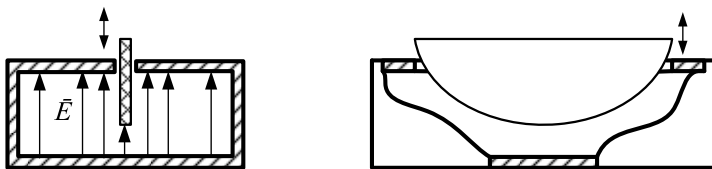


Рис. 2.41. Волноводный фазовращатель с диэлектрической пластиной

Для уменьшения отражений от торцов пластины её края срезают на клин, а длину выбирают равной целому числу полувольт  $l_{пл} = n\Lambda/2$ ,  $n = 1, 2, 3$ , что обеспечивает противофазное сложение ЭМВ, отражённых от входного и выходного торцов пластины. Эти меры улучшают согласование фазовращателя с волноводным трактом.

2. Диэлектрическая пластина вдвигается в прямоугольный волновод через продольную щель, прорезанную посередине широкой стенки, и находится при этом всегда в пучности напряжённости электрического поля (рис. 2.41).

При изменении глубины погружения пластины в волновод изменяется  $\epsilon_{эф}$ , и, следовательно, фазовый набег ЭМВ. В частности, чем глубже погружена пластина в волновод, тем больше величина  $\epsilon_{эф}$  и тем больший фазовый набег приобретает распространяющаяся в волноводе электромагнитная волна. Для уменьшения отражений ЭМВ от пластины ей придают форму сегмента круга.

3. Диэлектрическая пластина располагается внутри круглого волновода с волной  $H_{11}$  и может доворачиваться относительно продольной оси волновода (рис. 2.42).

Если пластина перпендикулярна линиям напряжённости электрического поля волны  $H_{11}$ , её влияние на проходящую ЭМВ незначительно. Если же диэлектрическая пластина располагается параллельно силовым линиям вектора  $\vec{E}$ , то эффективная диэлектрическая проницаемость возрастает, и величина фазового сдвига увеличивается. Как и в ФВ на прямоугольном волноводе, для улучшения согласования длину пластины выбирают равной целому числу полувольт, а её края срезают на клин.

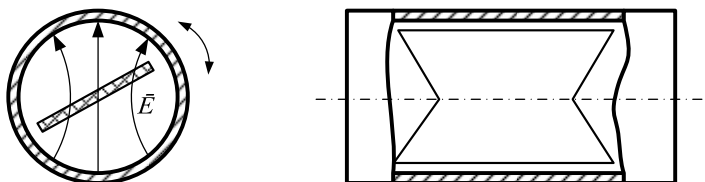


Рис. 2.42. Волноводный фазовращатель с диэлектрической пластиной



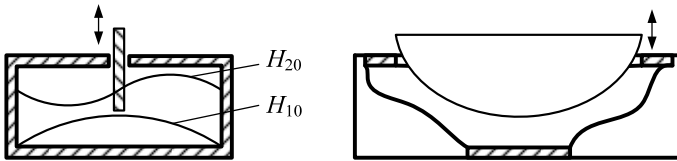


Рис. 2.43. Механический волноводный фазовращатель с металлической вставкой

**Механический волноводный ФВ с металлической вставкой** представляет собой отрезок прямоугольного волновода, в полость которого через щель, прорезанную посередине широкой стенки, вдвигается металлическая пластина (рис. 2.43).

Изменение фазы ЭМВ в этом случае объясняется тем, что в волноводе в пространстве, где присутствует металлическая пластина, возбуждается волна типа  $H_{20}$ , критическая длина волны которой  $\lambda_{кр} = a$  и отличается от критической длины волны  $H_{10}$ , которая равна  $\lambda_{кр} = 2a$ . В результате на выходе фазовращателя появляется фазовый сдвиг, обусловленный суперпозицией двух электромагнитных волн с различными критическими длинами волн. Очевидно, что и в этом случае, чем глубже погружена металлическая пластина в полость волновода, тем больше результирующий фазовый сдвиг ЭМВ на выходе фазовращателя.

**Электронно-управляемые диодные аналоговые и дискретные фазовращатели.** В случаях когда необходимы большие скорости изменения фазы ЭМВ, используются *электронно-управляемые фазовращатели*, в которых применяются полупроводниковые высокочастотные диоды. По виду фазового сдвига такие ФВ могут быть как аналоговыми, так и дискретными. Практическая реализация электронно-управляемых фазовращателей может выполняться на схемах с варикапами либо на схемах с  $p-i-n$  диодами. Схема ФВ на варикапах представлена на рис. 2.44. Варикап представляет собой полупроводниковый диод с электрически управляемой ёмкостью. Как правило, он включается в волновод параллельно, как это показано на рис. 2.44.

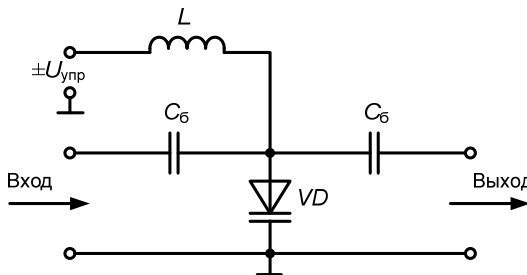


Рис. 2.44. Фазовращатель на варикапах

В зависимости от полярности и величины управляющего напряжения  $U_{упр}$  в таком фазовращателе могут быть реализованы следующие режимы работы.

1. *Режим запирания волновода.* Он создаётся путём подачи на варикап положительного управляющего напряжения. При этом варикап представляет собой на эквивалентной схеме короткое замыкание в месте его включения. Этот режим используется в дискретных фазовращателях отражательного типа, в которых применяются несколько таких диодов, обеспечивающих дискретное изменение фазы за счёт изменения длины пути, проходимо­го электромагнитной волной от входа до места отражения и обратно.

2. *Режим плавного изменения фазы.* Он создаётся путём подачи на варикап отрицательного управляющего напряжения. В этом случае варикап представляет собой на эквивалентной схеме сосредоточенную реактивность ёмкостного характера, влияние которой эквивалентно изменению геометрической длины отрезка линии передачи. Такой режим используется в проходных аналоговых фазовращателях. Одним варикапом можно изменить фазу до  $45^\circ$ . Для создания большого фазового сдвига используют несколько включённых в волновод диодов (6 – 8 шт.).

Достоинство ФВ на варикапах – малая мощность управляющих цепей, которая составляет милливатты при величине управляющего напряжения единицы вольт. Недостатки таких ФВ – невысокая точность изменения фазы ЭМВ и ограничение на величину мощности ЭМВ, которую можно передать по волноводу. Поэтому ФВ на варикапах применяются в основном в приёмных схемах.

**Дискретные фазовращатели отражательного типа** реализуются на схемах с *p-i-n* диодами. Они лишены недостатков, присущих фазовращателям на варикапах, и обеспечивают возможность работы на больших высокочастотных мощностях (ватты...киловатты). В таких фазовращателях используется следующее свойство *p-i-n* диода.

*P-i-n* диод состоит из *p*- и *n*-областей, между которыми находится слой практически чистого полупроводника – *i*-область (рис. 2.45, а).

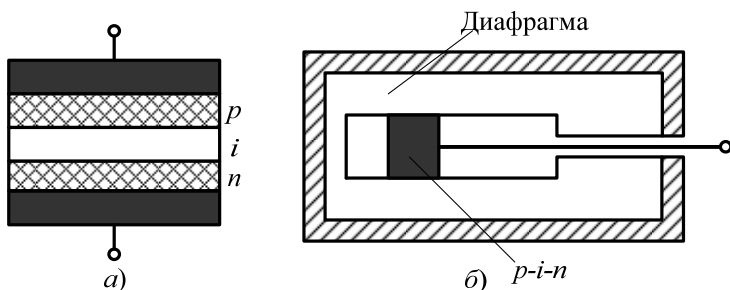


Рис. 2.45. Дискретный фазовращатели отражательного типа

При отрицательном смещении  $p$ - $i$ - $n$  диод представляет собой небольшую ёмкость и практически не оказывает влияния на распространение ЭМВ. При положительном смещении из  $p$ - и  $n$ -областей интенсивно инжектируются дырки и электроны в  $i$ -область, в результате чего её сопротивление резко уменьшается и диод является короткозамыкателем. Такие диоды включают в резонансную диафрагму, помещённую внутрь волновода (рис. 2.45, б). При этом, в зависимости от поданного на диод смещения, ЭМВ либо проходит, либо отражается от диафрагмы, что позволяет построить дискретный отражательный фазовращатель (рис. 2.46).

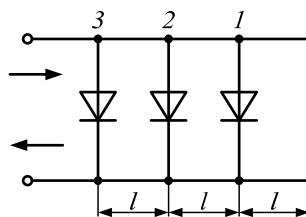


Рис. 2.46. Дискретный отражательный фазовращатель

При отрицательном смещении всех диодов ЭМВ отражается от торцевой короткозамкнутой стенки волновода. Если же на 1-й диод подано положительное смещение, то отражение ЭМВ происходит от этой диафрагмы, и фаза выходящей ЭМВ, по сравнению с предыдущим случаем, изменится на величину  $\Delta\varphi$ , равную

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi l}{\lambda}.$$

Очевидно, что при положительном включении любого диода изменение фазы будет определяться выражением

$$\Delta\varphi_n = \frac{4\pi l n}{\lambda},$$

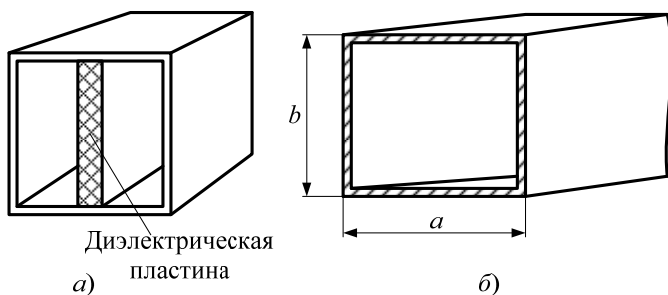
где  $n$  – номер положительно включённого диода.

Если выбрать расстояние между диафрагмами  $l = \lambda/16$ , то с помощью трёх диодов и торцевой стенки можно изменять фазу с дискретом, равным  $45^\circ$ .

**Волноводные секции дифференциального фазового сдвига.** Секции дифференциального фазового сдвига (СДФС) для волн с ортогональной поляризацией могут быть построены в виде отрезков квадратного, квазиквадратного или круглого волноводов.

СДФС на отрезке квадратного волновода представляет собой отрезок квадратного волновода с помещённой внутрь него посередине стенки диэлектрической пластиной с  $\epsilon > 1$  (рис. 2.47, а).

В квадратном волноводе возможно одновременное распространение электромагнитных волн типа  $H_{10}$  и  $H_{01}$ , векторы напряжённости электрического поля  $E$  которых в волноводе располагаются взаимно перпендикулярно. Диэлектрическая пластина не оказывает существенного влияния на



**Рис. 2.47. Волноводные секции дифференциального фазового сдвига**

процесс распространения электромагнитной волны, у которой силовые линии вектора  $E$  перпендикулярны ей. Для волны же с ориентацией вектора  $E$ , параллельной пластине, она, находясь в пучности поля, увеличивает эффективную диэлектрическую проницаемость, что приводит к увеличению набега фазы этой волны. В итоге на выходе секции создается дифференциальный фазовый сдвиг между волнами  $H_{10}$  и  $H_{01}$ .

*СДФС на отрезке квазиквадратного волновода* представляет собой отрезок волновода, у которого размеры стенок  $a$  и  $b$  почти одинаковы (рис. 2.47, б). В практических конструкциях соотношение размеров стенок следующее:

$$b \approx 0,95a.$$

В такой секции дифференциальный фазовый сдвиг волн с взаимной ортогональной поляризацией образуется за счёт неодинаковости размеров  $a$  и  $b$  и, следовательно, различий между критическими длинами волн  $H_{10}$  ( $\lambda_{кр} = 2a$ ) и  $H_{01}$  ( $\lambda_{кр} = 2b$ ):

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{H_{10}} - \Delta\varphi_{H_{01}} = \frac{2\pi}{\Lambda_{H_{10}}}l - \frac{2\pi}{\Lambda_{H_{01}}}l = 2\pi \frac{l}{\lambda} \left[ \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2} \right].$$

Поэтому, подбирая длину отрезка квазиквадратного волновода, можно добиться требуемого фазового сдвига.

*СДФС на отрезке круглого волновода* представляет собой отрезок круглого волновода, в котором, например, установлены продольные металлические вставки с четвертьволновыми выступами для согласования (рис. 2.48, а).

В круглом волноводе возможно распространение двух волн типа  $H_{11}$  взаимно ортогональной поляризации. Вставки увеличивают критическую длину волны, вектор  $E$  которой параллелен вставкам (рис. 2.48, б). На распространение ЭМВ, вектор  $E$  которой перпендикулярен вставкам, они практически не влияют (рис. 2.48, в). В силу неодинаковости критиче-

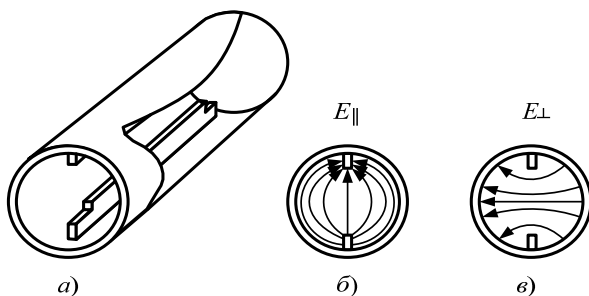


Рис. 2.48. СДФС на отрезке круглого волновода

ских длин волн неодинаковыми оказываются и коэффициенты распространения:

$$k'_{\parallel} = (2\pi/\lambda)\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}\parallel})^2}; \quad k'_{\perp} = (2\pi/\lambda)\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}\perp})^2}.$$

Поэтому волна с вектором  $E$ , параллельным вставке, получит больший фазовый набег, чем волна с вектором  $E$ , перпендикулярным вставкам. Подбирая длину секции, добиваются требуемого фазового сдвига. Вместо металлических вставок возможно применение диэлектрической пластины, влияние которой было рассмотрено ранее.

### Контрольные вопросы

1. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия коаксиальных соединителей.
2. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия контактного и дроссельно-фланцевого волноводных соединений.
3. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия гибких волноводных секций.
4. Поясните конструкцию и принцип действия коаксиального и волноводного делителей мощности.
5. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия мостовых устройств.
6. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия аттенюаторов.
7. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия направленных ответвителей.
8. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия механического коаксиального фазовращателя тромбонного типа.
9. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия фазовращателей на основе мостовых устройств и направленных ответвителей.

10. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводных фазовращателей с диэлектрическими пластинами и металлическими вставками.

11. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия электронно-управляемых фазовращателей непрерывного и дискретного типов.

12. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводных секций дифференциального фазового сдвига для волн с взаимно ортогональной поляризацией.

### 3. УСТРОЙСТВА СВЧ С НАМАГНИЧЕННЫМИ ФЕРРИТАМИ

#### 3.1. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ И ВЕНТИЛИ

**Назначение, классификация ферритовых фазовращателей.** Ферритовые ФВ предназначены для получения нерегулируемого или регулируемого фазового сдвига электромагнитной волны. Работа этих устройств основана на свойстве намагниченного феррита – анизотропии относительной магнитной проницаемости  $\mu$ . Управление фазой колебаний в таких устройствах осуществляется изменением амплитуды подмагничивающего поля.

Классификация ферритовых ФВ:

1. По типу линии передачи: коаксиальные, полосковые, волноводные.
2. По назначению: невзаимные, взаимные.
3. По скорости управления фазой: малого, среднего, большого быстрогодействия.

Во взаимных ФВ, в отличие от невзаимных, параметры среды не изменяются при изменении направления распространения ЭМВ.

В зависимости от требуемого быстрогодействия конструкция фазовращателей различна. Фазовращатели с малым быстрымдействием (время установки требуемого фазового сдвига не превышает единиц – десятков миллисекунд) конструктивно выполняются с использованием поперечного подмагничивания, со средним быстрымдействием (время установки требуемого фазового сдвига не превышает десятков – сотен микросекунд) – с использованием продольного подмагничивания, с большим быстрымдействием (время установки требуемого фазового сдвига не превышает микросекунд – долей микросекунд) – с использованием импульсного управления.

Ферритовые ФВ могут быть созданы на любую рабочую частоту в диапазоне 8...70 ГГц, способны пропускать более высокие уровни мощности, чем полупроводниковые ФВ на диодах, но обладают несколько меньшим быстрымдействием.

**Волноводные невзаимные ферритовые фазовращатели.** Волноводный невзаимный ферритовый ФВ представляет собой отрезок прямоугольного волновода, в полости которого параллельно узкой стенке на расстоянии  $a/4$  от неё расположена ферритовая пластина. При этом пласти-

на помещается в поперечное подмагничивающее поле, которое создаётся магнитом, расположенным вне полости волновода. Величина подмагничивающего поля для минимизации потерь энергии ЭМВ в феррите выбирается очень малой: значительно меньше величины подмагничивающего поля, при которой наблюдается явление ферромагнитного резонанса.

$$H_0 \ll H_{0\text{рез.}}$$

Конструкция такого фазовращателя представлена на рис. 3.1. На этом же рисунке изображено распределение поля в полости волновода.

На рисунке 3.1 видно, что линии напряжённости магнитного поля волны  $H_{10}$ , распространяющейся по волноводу, замкнуты и параллельны широким стенкам волновода. По краям этих стенок имеется только продольная составляющая магнитного поля  $H_z$ , в середине – только поперечная  $H_y$ . В точках  $A$  и  $B$  имеются обе эти составляющие, и так как они равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , то вектор результирующего поля в этих точках имеет круговую поляризацию. В зависимости от направления поля подмагничивания  $H_0$  или направления распространения ЭМВ вектор результирующего поля в точке  $A$  может быть правого вращения ( $H_+$ ), а в точке  $B$  – левого ( $H_-$ ) и наоборот. В соответствии с этим волны будут называться правой ( $H_+$ ) и левой ( $H_-$ ).

При этом магнитная проницаемость ферритовой пластины для правой и левой волны различна:  $\mu_+ < \mu_-$ . Поэтому фазовые скорости этих волн в намагниченном феррите будут различны:

$$V_{\phi+} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu_+}} > V_{\phi-} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu_-}},$$

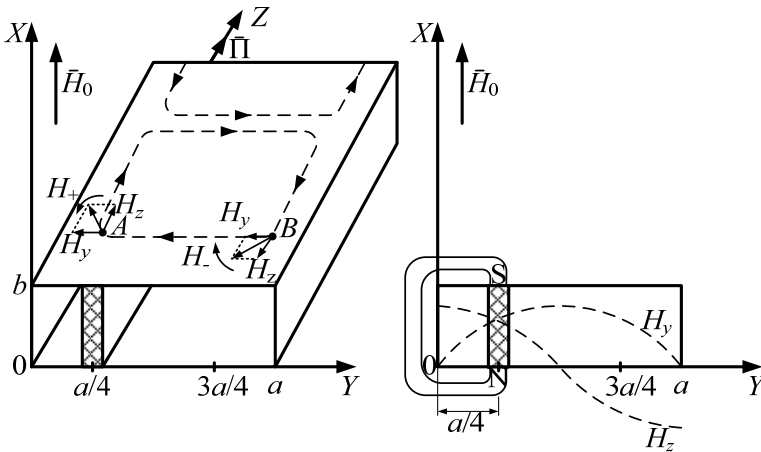


Рис. 3.1. Волноводный невзаимный ферритовый фазовращатель

а значит будут различны и фазовые набегии этих волн:  $\Delta\varphi_+ < \Delta\varphi_-$ . В результате на выходе ФВ появится невзаимный фазовый сдвиг как разность этих фазовых набегов:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ - \Delta\varphi_- = \beta_+ l - \beta_- l = \omega l \left( \frac{1}{V_{\phi+}} - \frac{1}{V_{\phi-}} \right),$$

где  $\beta_+ = \frac{2\pi}{\lambda_+}$ ,  $\beta_- = \frac{2\pi}{\lambda_-}$  – коэффициенты фазы правой и левой волн;  $l$  – длина ферритовой пластины.

При этом, если изменится направление подмагничивающего поля или направление распространения ЭМВ, величина фазового сдвига будет другой. В этом и заключается его невзаимность.

На величину фазового сдвига влияют следующие факторы:

1. Величина смещения ферритовой пластины от узкой стенки волновода (рис. 3.2, а). Наибольший фазовый сдвиг, как видно из графика, наблюдается при смещении пластины от узкой стенки волновода на расстояние, равное  $a/4$  и  $3a/4$ .

2. Величина подмагничивающего поля  $H_0$  (рис. 3.2, б). В практических конструкциях выбирают оптимальную величину подмагничивающего поля  $H_{0\text{опт}}$ , так как при меньших значениях  $H_0$  фазовый набег ЭМВ уменьшается, что показано на графике, и длина конструкции возрастает, а при больших значениях  $H_0$  – неоправданно возрастают затраты энергии, так как с увеличением  $H_0$  набег фазы практически не изменяется.

3. Характеристики феррита, из которого изготовлена пластина.

При определённых характеристиках феррита и заданной величине подмагничивающего поля можно подобрать такую толщину пластины, которая обеспечит необходимый дифференциальный фазовый сдвиг при расположении ферритовой пластины непосредственно у стенки волновода. Это широко используется для упрощения конструкции фазовращателей и улучшения теплоотвода.

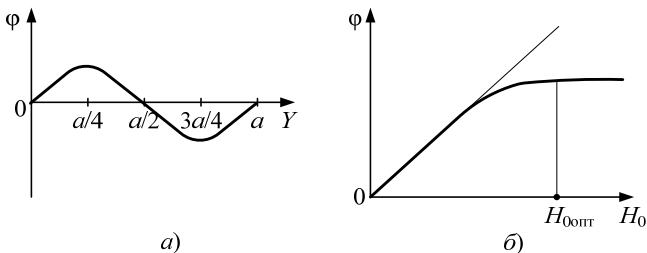


Рис. 3.2. Изменение фазового сдвига ферритового фазовращателя



На практике широкое распространение нашли ферритовые невзаимные фазовращатели, в которых ферритовая пластина скреплена с диэлектрической пластиной. Такая конструкция способствует сохранению вращающейся поляризации вектора  $H$ , близкой к круговой в требуемом сечении (в зоне размещения феррита) в широкой полосе частот. При этом, кроме расширения диапазонности, улучшается согласование в волноводе, увеличивается набег фазы на единицу длины.

Для увеличения фазового сдвига и уменьшения длины конструкции можно использовать две пластины, расположенные в продольных сечениях  $a/4$  и  $3a/4$  и подмагничиваемые полями противоположного направления (рис. 3.3 *а*).

На рисунке 3.3, *б* приведён пример конструкции невзаимного фазовращателя с регулируемым фазовым сдвигом. В этих фазовращателях используют ферриты с прямоугольной петлёй гистерезиса  $1$ , помещённые в прямоугольный волновод  $2$ . Такие ферриты после намагничивания током  $i$ , протекающим по проводу  $3$  (рис. 3.3, *б*) (время протекания тока  $t_i \approx 1$  мкс), сохраняют остаточную намагниченность неограниченно долго без затрат энергии. В зависимости от направления протекания и величины тока  $i$  остаточную намагниченность можно изменять, что повлечёт изменение фазового набег (в соответствии с графиком на рис. 3.2, *б*).

При реализации таких фазовращателей используют ферритовые вставки с замкнутым магнитным контуром в виде прямоугольных тороидов, поэтому иногда их называют тороидальными. В целом принцип действия такого фазовращателя не отличается от принципа действия фазовращателя с двумя намагниченными пластинами (см. рис. 3.3, *а*). Однако особенность конструкции позволяет существенно экономить энергию, необходимую для намагничивания феррита.

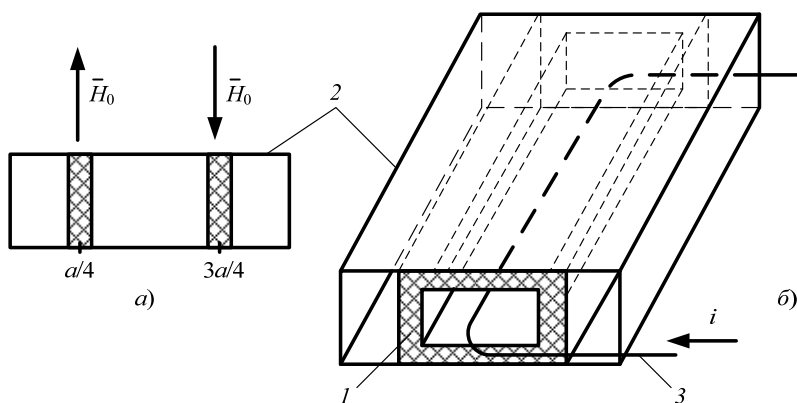


Рис. 3.3. Невзаимный фазовращатель с регулируемым фазовым сдвигом

Если необходимо устанавливать различные фазовые набег с определённым дискретом, например в фазированных антенных решётках, то последовательно устанавливают необходимое число ферритовых тороидов (по количеству дискретов фазы).

Скорость переключения таких фазовращателей 0,5...2,0 мкс. Допустимый уровень средней мощности СВЧ-колебаний может достигать 0,2...0,4 кВт. Ослабление, вносимое фазовращателем с перекрытием фазы от 0 до 2%, составляет не более 0,8...1,2 дБ в полосе частот  $\pm 5\%$  от центральной.

Невзаимные ферритовые ФВ используются в фазированных антенных решётках, фазовых модуляторах, фазовых циркуляторах и в других устройствах.

**Волноводные взаимные ферритовые фазовращатели.** Во взаимных фазовращателях (рис. 3.4) используются продольно-намагниченные ферритовые стержни 5, устанавливаемые вдоль оси волновода. Катушка подмагничивания в форме соленооида 3 располагается в месте установки феррита снаружи волновода 4. При этом волновод может быть как прямоугольным, так и круглым. На рисунке 3.4 представлен круглый волновод. Также на рисунке обозначены прямоугольный волновод 1 и переход от прямоугольного волновода к круглому 2. Величина подмагничивающего поля выбирается малой, чтобы обеспечить малые потери энергии ЭМВ в феррите ( $H_0 \ll H_{0\text{рез}}$ ).

В этом случае линейно поляризованная волна, распространяющаяся в волноводе, может быть представлена в виде суммы волн с правой и левой круговой поляризацией, для которых составляющая магнитной проницаемости феррита, определяющая их фазовую скорость,  $\mu'_+ < \mu'_-$ , поэтому фазовые набег правой и левой волн различны:

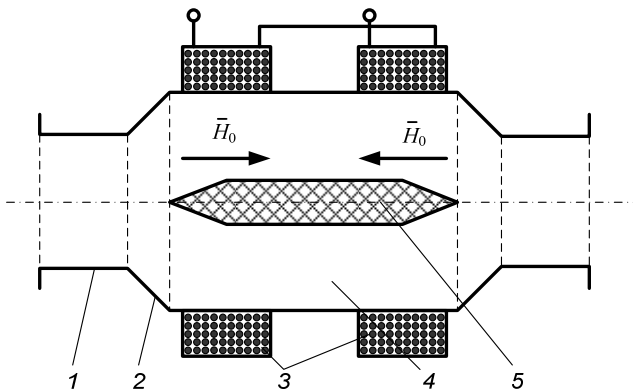


Рис. 3.4. Волноводный взаимный ферритовый фазовращатель

$$\Delta\varphi_+ = \beta_+ l; \quad \beta_+ = \frac{2\pi}{\lambda_+}; \quad \lambda_+ = V_{\phi+} T; \quad V_{\phi+} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu_+}};$$

$$\Delta\varphi_- = \beta_- l; \quad \beta_- = \frac{2\pi}{\lambda_-}; \quad \lambda_- = V_{\phi-} T; \quad V_{\phi-} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu_-}}.$$

При этом  $\Delta\varphi_+ < \Delta\varphi_-$ , а результирующий фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ - \Delta\varphi_-$ .

Неравенство  $\Delta\varphi_+ < \Delta\varphi_-$  справедливо для ЭМВ, распространяющихся как в прямом, так и в обратном направлении, поэтому такие фазовращатели являются взаимными. Изменяя величину подмагничивающего поля, можно регулировать результирующий фазовый сдвиг от 0 до  $2\pi$ .

Во взаимных ферритовых фазовращателях проявляется нежелательный для них эффект Фарадея, при котором выходное плечо фазовращателя может возбуждаться полем меньшей амплитуды или даже окажется полностью развязанным с входным плечом. Это приводит также к паразитной амплитудной модуляции и нарушению согласования входов при изменении поля подмагничивания. Поэтому такие фазовращатели часто выполняются на основе круглого волновода с волной  $H_{11}$ , причём в качестве специальной меры по устранению эффекта Фарадея используют встречное подмагничивание ферритового стержня двумя встречно включёнными катушками 3 (см. рис. 3.4).

Во взаимных ФВ на основе прямоугольного волновода (рис. 3.5) эффект Фарадея не проявляется, если волновод является запредельным для волн с вектором  $E$ , параллельным широким стенкам волновода (например, для волн  $H_{01}$ ).

Взаимные ФВ позволяют управлять фазой от 0 до  $2\pi$  при уровнях средней мощности не более 0,5 кВт и ослабления не более 0,5...1,0 дБ. Они являются широкополосными и обладают более высоким быстродействием по сравнению с не взаимными ФВ, но менее быстродействующие по сравнению с ФВ на диодах. Однако такие ФВ обеспечивают возможность работы при высоких уровнях мощности и нечувствительны к кратковременным перегрузкам.

Волноводные взаимные ФВ применяются в качестве элементов циркуляторов, фазовых модуляторов, фазированных антенных решёток и т.д.

**Назначение, классификация ферритовых вентиляей.** В основе работы ферритовых вентиляей также

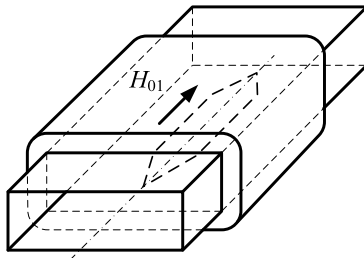


Рис. 3.5. Взаимный фазовращатель на основе прямоугольного волновода

лежат анизотропные свойства намагниченного феррита. Ферритовый вентиль – это устройство, пропускающее ЭМВ в прямом направлении и не пропускающее её в обратном. Более строго основным свойством вентиля является то, что величина вносимого им затухания зависит от направления распространения волны. В зависимости от рабочего диапазона, конструкции, уровня передаваемой мощности затухание волны в прямом направлении лежит в пределах от 0,1 до 1,0 дБ, в обратном – 10...70 дБ. Поэтому ферритовые вентили в большинстве случаев используют в качестве широкополосных согласующих устройств, обеспечивающих КБВ в фидерном тракте 0,80...0,85 в полосе частот 5...10%, что позволяет исключить влияние несогласованной нагрузки на работу генератора.

Классификация ферритовых вентиляей:

1. По типу линии передачи: коаксиальные, полосковые, волноводные.
2. По эффекту, положенному в основу работы:
  - вентили, основанные на эффекте Фарадея;
  - вентили со смещением поля;
  - вентили с резонансным поглощением.

**Вентили со смещением поля.** В вентилях со смещением поля используется явление невзаимного смещения поля в поперечном сечении линии передачи прямой правополяризованной волны и обратной левополяризованной волны. В вентилях на основе прямоугольных волноводов ферритовая пластина располагается вдоль волновода в сечении  $a/4$ , т.е. там, где имеет место круговая поляризация вектора  $H$ . На поверхность ферритовой пластины наносится поглощительный слой из материала с большим сопротивлением. Для увеличения диапазонности ферритовая пластина может использоваться совместно с диэлектрической пластиной.

Направление постоянного подмагничивающего поля  $H_0$  выбирается таким, что прямая волна в феррите – правополяризованная, а обратная – левополяризованная. Величина подмагничивающего поля выбирается меньше резонансной, при которой магнитная проницаемость для правополяризованной волны отрицательна ( $\mu'_+ < 0$ ). В этом случае коэффициент распространения правополяризованной волны в феррите является величиной чисто мнимой, и волна распространяться в феррите не может, т.е. вытесняется из него. Распределение амплитуды поля прямой волны в поперечном сечении волновода ( $E_+$ ) изменяется и приобретает вид, показанный на рис. 3.6.

Обратная левополяризованная волна концентрируется на поверхности ферритовой пластины, так как феррит для этой волны представляет собой диэлектрическую среду с  $\mu'_- \approx 1$  и  $\varepsilon > 10$ , и, следовательно, имеет место эффект «прилипания» электромагнитной волны к поверхности феррита (в данном случае феррит играет роль замедляющей системы). Максимум амплитудного распределения поля обратной левополяризованной

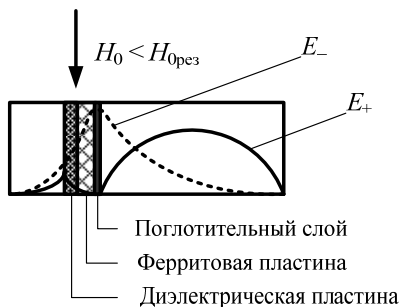
волны приходится на поглотительный слой (см.  $E_-$  на рис. 3.6). Таким образом, прямая правополяризованная волна распространяется вне феррита и поглотительного слоя и практически не ослабляется, а обратная левополяризованная волна быстро затухает в поглотительном слое.

Вентили со смещением поля имеют более лёгкую, чем у резонансных, магнитную систему, так как  $H_0 < H_{\text{рез}}$ . Они обладают большей широкополосностью, но могут работать при сравнительно невысоких уровнях мощности.

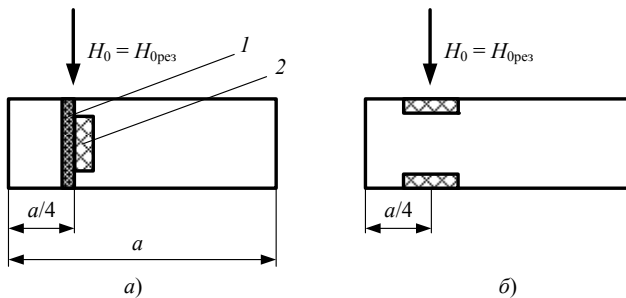
**Вентили с резонансным поглощением.** Вентили с использованием явления ферромагнитного резонанса можно выполнить на основе продольно-намагниченного феррита, но чаще предпочтение отдают вентилям с поперечно-намагниченным ферритом, так как в этом случае амплитуда требуемого подмагничивающего поля оказывается несколько меньшей.

Конструкция волноводного вентиля аналогична конструкции невзаимного фазовращателя (см. рис. 3.1), и принцип его работы основан на тех же особенностях поля волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе, что и в фазовращателе. Учитывая эти особенности, подобрав амплитуду подмагничивающего поля  $H_0$  до величины, соответствующей резонансной  $H_{\text{рез}}$ , можно получить, что энергия правополяризованной волны будет поглощаться ферритом, а левополяризованной – проходить сквозь феррит практически без потерь. Естественно, что прямая и обратная волны в одной и той же точке волновода имеют противоположные направления вращения вектора  $H$ . Поэтому поперечно-намагниченный феррит помещают в том месте волновода, где прямая волна имеет левую круговую поляризацию, а обратная – правую круговую. И для прямой волны феррит – просто диэлектрик со сравнительно малым поглощением, а обратная волна испытывает в феррите резонансное поглощение. Этим и обеспечивается решение задачи согласования линии передачи.

С изменением частоты входящей волны сечение с круговой поляризацией смещается из точки, где располагается феррит, а это влечёт за собой значительные изменения прямого и обратного затуханий. Поэтому для расширения полосы пропускания вентиля используется диэлектрическая пластина 1, на которую наклеивается ферритовая пластина 2, причём высота последней выбирается равной приблизительно  $0,6b$ , где  $b$  – размер узкой стенки волновода (рис. 3.7, а).



**Рис. 3.6. Распределение амплитуды поля прямой волны в поперечном сечении волновода**



**Рис. 3.7. Способы размещения ферритовой пластины в волноводном вентиле**

Диэлектрическая пластина способствует сохранению в полосе частот условий вращения вектора  $H$  в области, где расположен феррит.

Иногда для повышения уровня передаваемой мощности электромагнитных волн ферритовые пластины размещают на широкой стенке волновода (рис. 3.7, б). Это улучшает теплоотвод, снижает опасность возникновения электрического пробоя, но ухудшает согласование и требует более сильного подмагничивающего поля.

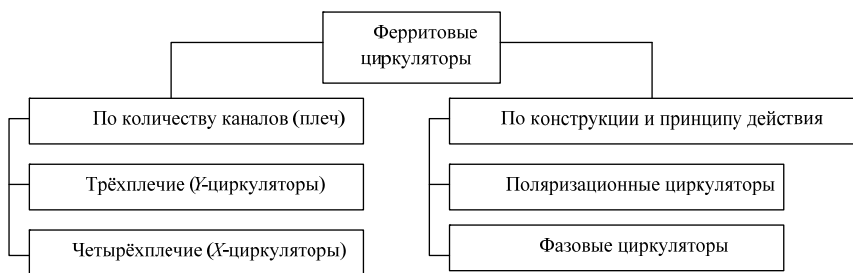
Общими недостатками вентиля с резонансным поглощением являются:

- большое подмагничивающее поле  $H_{0рез}$  (тысячи эрстед), поэтому системы подмагничивания достаточно массивны;
- мощность обратной волны не должна быть слишком большой, так как она практически полностью расходуется на разогрев ферритовой пластины.

### 3.2. ФЕРРИТОВЫЕ ЦИРКУЛЯТОРЫ

**Назначение, классификация ферритовых циркуляторов.** *Циркулятором* называется развязывающее многоканальное устройство, в котором электромагнитные волны распространяются из одного канала в другие только в определённой последовательности.

Классификация циркуляторов представлена на рис. 3.8.



**Рис. 3.8. Классификация циркуляторов**

Поляризационные циркуляторы используют в работе эффект Фарадея, а фазовые – используют мостовые схемы с ферритовыми пластинами.

Основные параметры циркуляторов: рабочий диапазон частот, полоса пропускания, КСВ на входе каждого плеча, прямые потери, обратное затухание, электрическая прочность, масса и габаритные размеры.

**Волноводный циркулятор на основе эффекта Фарадея** (поляризационный циркулятор). Поляризационный циркулятор – это четырёхплечее устройство, работа которого основана на эффекте Фарадея и поляризационной избирательности выходных плеч. Конструкция циркулятора представлена на рис. 3.9.

Круглый волновод 8 соединён плавными переходами с прямоугольными волноводами 1 и 2, широкие стенки которых повернуты относительно друг друга на  $45^\circ$ . Эти прямоугольные волноводы являются 1-м и 2-м плечами циркулятора. В них могут распространяться ЭМВ типа  $H_{10}$ .

На оси круглого волновода укреплен с помощью пенополистиролового держателя 6 ферритовый стержень 5, который помещается в продольное подмагничивающее поле  $H_0$ . Источником этого поля служит соленоид 7, напряжённость поля которого подобрана такой, что ЭМВ, проходящая через стержень, вследствие эффекта Фарадея претерпевает поворот плоскости поляризации на  $45^\circ$  против часовой стрелки, если смотреть по направлению вектора  $H_0$ .

Плечи 3 и 4 представляют собой прямоугольные волноводы с волной типа  $H_{10}$ . Они также повернуты относительно друг друга на  $45^\circ$  и перпендикулярны широким стенкам волноводов 1 и 2 соответственно. Плечи 1 – 4 могут возбуждать в круглом волноводе 8 волну типа  $H_{11}$ .

Принцип действия циркулятора, основанный на эффекте Фарадея, объясняется следующим образом. Распространяющаяся по циркулятору линейно поляризованная волна может быть представлена в виде суммы двух волн одинаковой амплитуды с круговой поляризацией правого и левого вращения ( $E_+$  и  $E_-$ ). Магнитная проницаемость продольно-намагниченного феррита для этих волн различная ( $\mu_+ < \mu_-$ ). Следовательно,

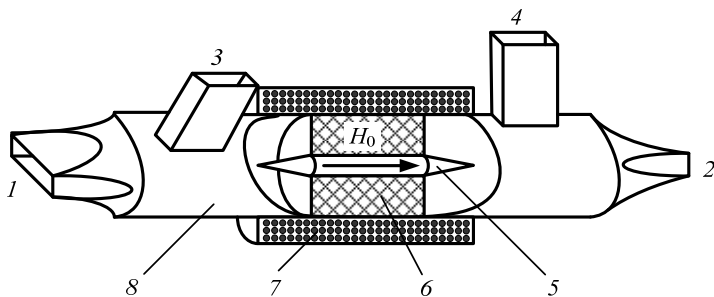


Рис. 3.9. Поляризационный циркулятор

различны и их фазовые скорости ( $V_{\phi+} > V_{\phi-}$ ). Это приводит к тому, что результирующий вектор напряжённости электрического поля (а следовательно, и плоскость поляризации) волны, прошедшей феррит, поворачивается на угол

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ - \Delta\varphi_- = (k_+ - k_-)l,$$

где  $\Delta\varphi_+$ ,  $\Delta\varphi_-$  – фазовые набегги право- и левополяризованной волн;  $k_+$ ,  $k_-$  – их коэффициенты распространения;  $l$  – длина ферритового стержня.

Длина ферритового стержня, его диаметр и величина напряжённости подмагничивающего поля  $H_0$  выбираются такими, чтобы после прохождения стержня плоскость поляризации волны поворачивалась бы на  $45^\circ$ .

Следует рассмотреть прохождение электромагнитной энергии через циркулятор при подключении генератора к плечу 1, плечи 2 – 4 при этом подключены к согласованным нагрузкам (рис. 3.10, а). Поступающая в виде волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе в 1-е плечо энергия преобразуется плавным переходом в волну  $H_{11}$  в круглом волноводе. Дойдя до плеча 3 циркулятора, волна  $H_{11}$  его не возбуждает, так как вектор напряжённости электрического поля волны  $H_{11}$  оказывается параллельным широким стенкам прямоугольного волновода плеча 3 и это плечо, следовательно, представляет собой запердельный волновод. После прохождения ферритового стержня плоскость поляризации волны  $H_{11}$  повернётся на угол  $45^\circ$  против часовой стрелки. Подойдя к плечу 4 циркулятора, волна  $H_{11}$  также его не возбуждает, поскольку широкие стенки его прямоугольного волновода также оказываются параллельными силовым линиям напряжённости электрического поля, поскольку это плечо повёрнуто (если смотреть со стороны плеча 1) также на угол  $45^\circ$  против часовой стрелки и поэтому является запердельным. Далее ЭМВ типа  $H_{11}$  в круглом волноводе преобразуется плавным переходом в волну  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе, причём ориентация плоскости поляризации в пространстве сохраняется. Таким образом, силовые линии вектора  $E$  волны  $H_{10}$  у плеча 2 циркулятора оказываются перпендикулярными широким стенкам волновода этого плеча (оно же развёрнуто на  $45^\circ$  против часовой стрелки, если смотреть со стороны плеча 1), следовательно, это плечо не является запердельным, и энергия проходит в него. Таким образом, энергия из плеча 1 проходит в плечо 2.

При подключении генератора к плечу 2 энергия поступит в плечо 3, аналогично, при подключении генератора к плечу 3 энергия проходит в плечо 4 и, наконец, при подключении генератора к плечу 4 энергия поступает в плечо 1 (рис. 3.10, б – г). В этом нетрудно убедиться, если учесть то обстоятельство, что эффект Фарадея носит невазимный характер, т.е. независимо от направления движения ЭМВ, плоскость поляризации поворачивается всегда против часовой стрелки, если смотреть по направлению подмагничивающего поля.



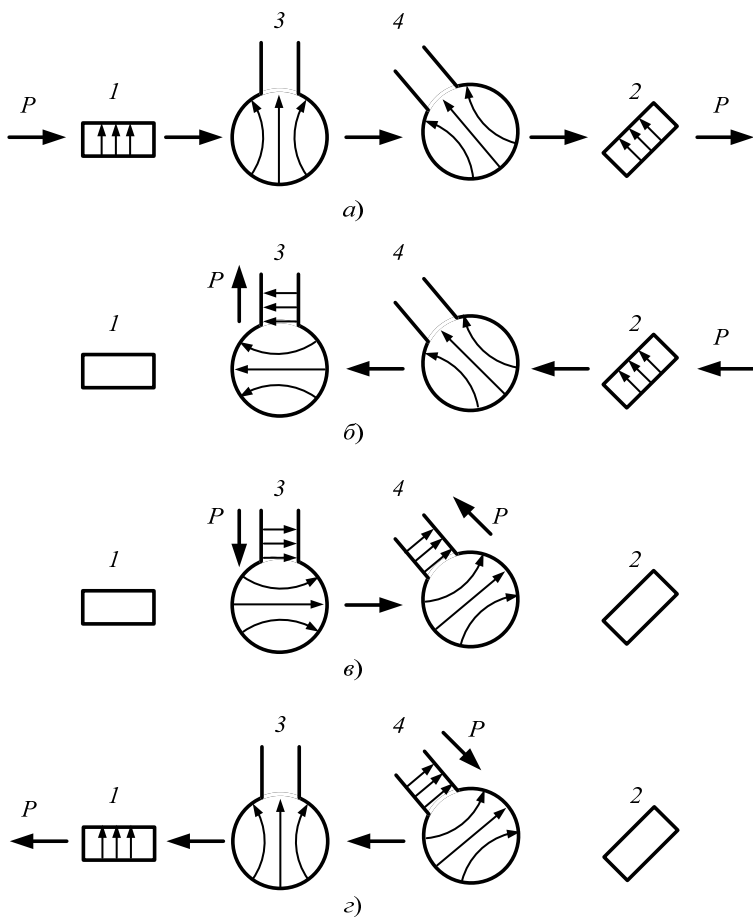


Рис. 3.10. К принципу работы поляризационного циркулятора

Таким образом, при выбранной ориентации вектора напряжённости подмагничивающего поля циркулятор реализует последовательность передачи энергии вида  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ . Нетрудно убедиться, что при изменении ориентации вектора  $H_0$  на противоположную последовательность прохождения энергии между плечами примет вид:  $1 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$ . Несомненным достоинством поляризационного циркулятора является малая величина напряжённости подмагничивающего поля, что позволяет получить быстродействующие ВЧ-переключатели, позволяющие производить переключение каналов за время, не превышающее 15 мкс. Их недостатком являются сравнительно большие габаритные размеры и невысокая (около  $-20$  дБ) развязка между каналами.

**Волноводный циркулятор с двойным  $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом.** Он относится к фазовым циркуляторам и состоит из двойного волноводного  $T$ -моста со «свёрнутыми» плечами основного волновода, двух невзаимных ферритовых фазовращателей и волноводно-щелевого моста. Фазовращатели, по сути, образуют СДФС. На них подаётся поперечное подмагничивающее поле, величина которого, а также параметры ферритовых пластин способствуют образованию дифференциальных фазовых сдвигов в одном направлении распространения волны  $0^\circ$ , а в противоположном  $-\pi/2$  (рис. 3.11). Ниже описывается принцип действия циркулятора.

Пусть энергия поступает в плечо 1 циркулятора. Она делится поровну и в фазе между «свёрнутыми» плечами  $A$  и  $B$  основного волновода и не поступает в плечо 3 (по свойству  $T$ -моста). Распространяясь далее по верхнему и нижнему волноводам, ЭМВ приобретут фазовые набеги в фазовращателях, причём в нижнем волноводе волна приобретает запаздывание по фазе на  $\pi/2$  по сравнению с волной в верхнем волноводе. Щелевым мостом каждая половина мощности делится ещё пополам, причём волны, проходя из верхнего волновода в нижний и наоборот, в обоих случаях получают запаздывание на  $\pi/2$ . Если теперь просуммировать результирующие фазовые сдвиги, то окажется, что волны, пришедшие двумя путями к плечу 4, отличаются по фазе на величину  $\Delta\varphi_4 = 0 - (-\pi/2 - \pi/2) = \pi$ , а к плечу 2 – на величину  $\Delta\varphi_2 = -\pi/2 - (-\pi/2) = 0$ . Поскольку амплитуды волн, пришедших к входам плеч 2 и 4, одинаковы, то на входе плеча 4 ЭМВ взаимно компенсируются, а в плече 2 складываются синфазно. Таким образом, электромагнитная энергия из плеча 1 проходит только в плечо 2.

Построением путей прохождения волн по верхнему и нижнему волноводам и подсчётом результирующих фазовых сдвигов можно убедиться, что из плеча 2 энергия поступает в плечо 3, из плеча 3 ЭМВ поступят в

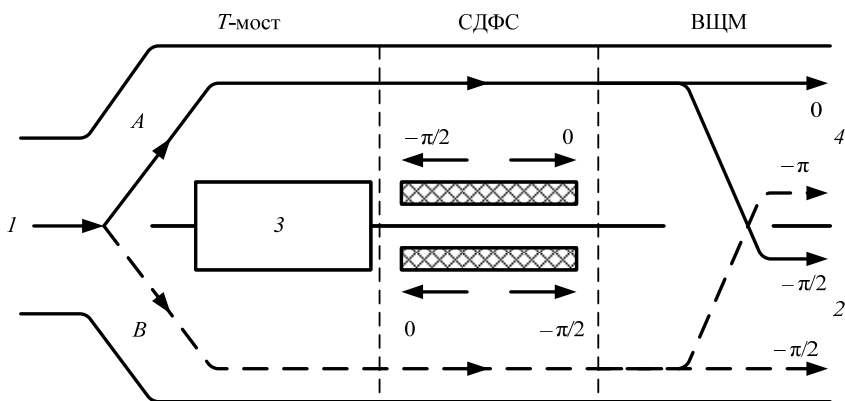


Рис. 3.11. Волноводный циркулятор

плечо 4, из плеча 4 – в плечо 1. Следовательно, в рассмотренном циркуляторе реализуется последовательность передачи энергии между плечами вида  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ . При изменении ориентации вектора подмагничивающего поля на противоположную в циркуляторе будет реализована последовательность прохождения энергии между каналами вида  $1 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$ .

Сравнивая поляризационные циркуляторы с фазовыми, необходимо отметить существенные преимущества последних в отношении возможности работы их при больших уровнях мощности. Это объясняется несколькими причинами: делением мощности между двумя каналами, хорошей теплоотдачей ферритовых пластин стенкам волновода, нахождением пластин не в максимуме электрического поля. Кроме того, в фазовых циркуляторах обеспечивается большая развязка между каналами (порядка 40 дБ). Однако для работы фазовых циркуляторов требуется большая напряжённость подмагничивающего поля, что является их недостатком при использовании в качестве быстродействующих переключателей.

**Волноводный Y-циркулятор.** *Y-циркуляторы* – это трёхплечие устройства, которые изготавливаются в волноводном, коаксиальном и полосковом исполнении. Они нашли широкое применение в диапазоне СВЧ из-за простоты конструкции и компактности.

Волноводный Y-циркулятор – это симметричный *H*-плоскостной волноводный тройник с ферритовой шайбой 4 в месте разветвления (рис. 3.12).

Феррит помещён в поперечное подмагничивающее поле  $H_0$ , перпендикулярное широким стенкам волновода. Поле создаётся постоянным магнитом 5, расположенным снаружи волновода. Величина напряжённости подмагничивающего поля значительно меньше резонансной.

*Принцип действия циркулятора.* При поступлении ЭМВ в плечо 1 циркулятора волны в плечах 2 и 3 являются результатом суперпозиции двух волн – первичной и вторичной. Первичная волна обусловлена непосредственно тройником, а вторичная – переизлучением ферритовой шайбы. Первичная волна на входе плеч 2 и 3 имеет одинаковые амплитуды и фазы вследствие симметричности схемы. Амплитуды и фазы вторичных волн на входе этих плеч зависят от размеров и электрических параметров подмагниченной ферритовой шайбы. Эти параметры подбираются так, чтобы первичные и вторичные волны имели бы одинаковые амплитуды и были бы на входе плеча 2 синфазны, а на входе плеча 3 – противофазны. Тогда энергия из плеча 1 поступает в плечо 2. *Вследствие симметрии устройства работа циркулятора происходит по схеме  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ . При изменении ориентации вектора подмагничивающего*

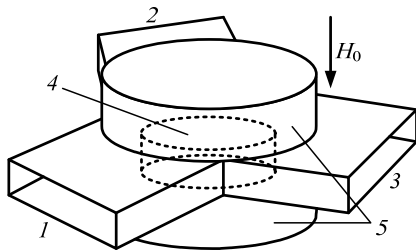


Рис. 3.12. Волноводный Y-циркулятор

*щего поля на противоположную в циркуляторе будет реализовываться последовательность передачи энергии вида  $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1$ .*

Такие циркуляторы имеют весьма низкие потери ( $< 0,5$  дБ), обеспечивают развязку между каналами не менее  $-20$  дБ и имеют КБВ  $0,90 \dots 0,95$ . В силу этого их используют в антенных переключателях радиолокационных станций.

### **Контрольные вопросы**

1. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводных невзаимных ферритовых фазовращателей.
2. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводных взаимных ферритовых фазовращателей.
3. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия вентилей со смещением поля.
4. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия вентилей с резонансным поглощением.
5. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия поляризационного циркулятора.
6. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводного циркулятора с двойным  $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом.
7. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия волноводного  $Y$ -циркулятора.

## **4. АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ**

### **4.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ АНТЕННЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ**

Антенный переключатель – это устройство, обеспечивающее автоматическое и с высоким быстродействием подключение антенны к передатчику в момент излучения зондирующего импульса и к приёмнику – в момент приёма отражённых от цели радиоволн.

Антенные переключатели используются в фидерных трактах РЛС, работающих в импульсном режиме, при котором одна и та же антенна в момент излучения зондирующего импульса должна подключиться к выходу передающего устройства, а в момент приёма отражённого от цели сигнала – к входу приёмного устройства. Применение одной и той же антенны даёт экономию в массе и габаритных размерах РЛС и исключает трудности синхронизации лучей передающей и приёмной антенн при обзоре пространства.

К антенному переключателю предъявляются следующие требования:

- минимальные потери ВЧ-энергии и максимальная развязка (не хуже  $60 \dots 70$  дБ) между передатчиком и приёмником в режиме передачи;

- минимальные потери сигнала в режиме приёма, не превышающие 1,5 дБ;
- время перехода антенного переключателя с передачи на приём должно быть на порядок меньше периода повторения РЛС, т.е. оно должно быть не более нескольких микросекунд;
- антенный переключатель не должен существенно повышать КСВ в фидерном тракте.

Классификация антенных переключателей:

1. По типу линии передачи: коаксиальные, волноводные.
2. По конструкции: на отрезках линии передачи, на основе мостовых устройств (балансные), с применением циркуляторов.

Выбор типа линии передачи для реализации антенного переключателя определяется диапазоном рабочих частот РЛС. В диапазоне УВЧ (дециметровых волн), как правило, применяются жёсткие коаксиальные линии, а в диапазоне СВЧ (сантиметровые волны) – волноводы.

## 4.2. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГАЗОВЫХ РАЗРЯДНИКОВ

Газовый разрядник является основным элементом большинства конструкций антенных переключателей, используемых в современных РЛС.

Существует две разновидности конструкции газовых разрядников:

1. В виде стеклянного баллона, заполненного смесью водорода или аргона с парами воды при низком давлении ( $10^2 \dots 10^4$  Па). В баллон помещаются два конусообразных электрода с дисковыми выводами для подключения к фидерному тракту. Также в некоторых разрядниках для ускорения возникновения разряда в баллон помещают дополнительный электрод поджига (рис. 4.1, а). К этому электроду подводится постоянное отрицательное напряжение поджига ( $-700 \dots -1000$  В), благодаря чему вблизи конусов всегда поддерживается слабый тлеющий разряд, создающий резерв свободных электронов внутри разрядника, за счёт которых ускоряется возникновение разряда между основными электродами.

2. В виде герметичного отрезка прямоугольного волновода, заполненного той же смесью газов (рис. 4.1, б). На входе и выходе разрядника установлены резонансные диафрагмы, герметизированные пластинками из стекла или керамики (так называемые «окна»). Внутри разрядника на средней линии широкой стенки волновода на расстоянии  $\Lambda/4$  от входного и выходного фланцев с окнами связи располагаются конусообразные разрядные электроды.

В обычном состоянии (режим приёма) разрядник представляет собой полосовой фильтр, имеющий относительную полосу пропускания  $\pm 5 \dots 10\%$ , и на прохождение ЭМВ существенного влияния не оказывает. При поступлении на его вход ЭМВ с большим уровнем мощности (в ре-

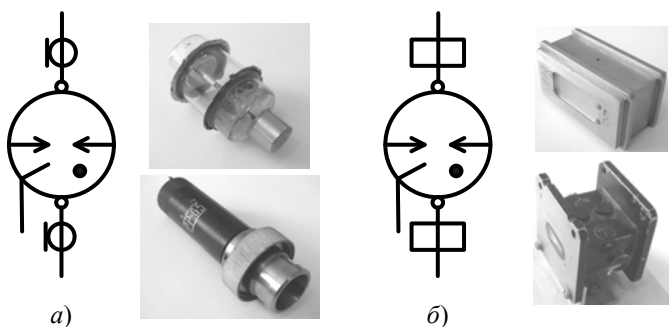


Рис. 4.1. Газовые разрядники

жиме передачи) он зажигается, его внутреннее сопротивление становится очень малым, что соответствует возникновению короткого замыкания в линии передачи в месте его включения.

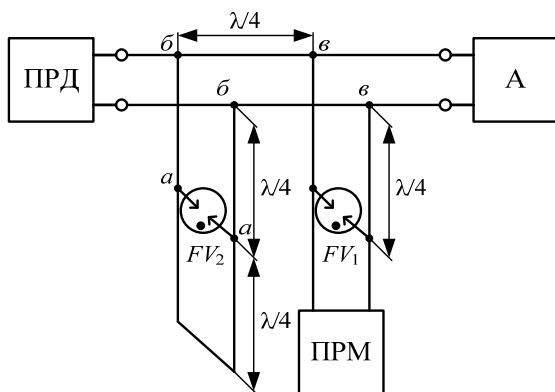
Для уменьшения порога срабатывания разрядник может конструктивно помещаться в объёмном резонаторе, связь которого с ответвлением линии передачи осуществляется с помощью петли связи или щели. В резонаторе для его подстройки используются подстроечные винты, что увеличивает полосу пропускания. Благодаря высокой собственной добротности  $Q$  объёмного резонатора (она исчисляется тысячами – десятками тысяч), в режиме передачи он зажигается при напряжении импульсов передатчика в  $Q$  раз меньшем, а в режиме приёма потери принимаемого сигнала невелики и не превышают 0,5...1,0 дБ.

### 4.3. ШЛЕЙФОВЫЕ АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

Шлейфовый антенный переключатель выполняется на отрезках коаксиальной или двухпроводной линии передачи в зависимости от рабочего диапазона волн. В диапазоне дециметровых волн используются антенные переключатели на отрезках жёстких коаксиальных фидеров, а в метровом диапазоне – на основе двухпроводных длинных линий.

В конструкции шлейфового антенного переключателя в отрезки (шлейфы) жёсткого коаксиального фидера или двухпроводной линии, присоединённые параллельно основному фидерному тракту, включены газовые разрядники (рис. 4.2).

Разрядник  $FV_1$  включён в ответвление к приёмнику на расстоянии  $\lambda/4$  от места присоединения к главному фидеру и называется разрядником защиты приёмника (РЗП). Разрядник  $FV_2$  включён в замкнутое на конце ответвление (в полуволновой шлейф) на расстоянии  $\lambda/4$  от места присоединения к главному фидеру и называется разрядником блокировки передатчика (РБП). Расстояние между местами присоединения обоих ответвлений также равно  $\lambda/4$ .



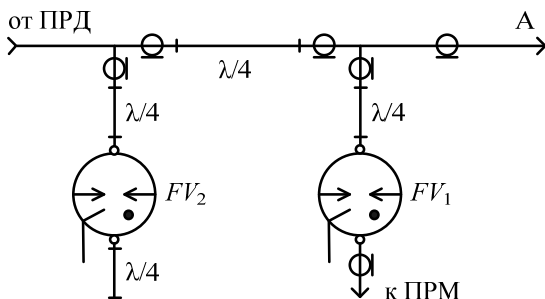
**Рис. 4.2. Шлейфовый антенный переключатель**

Принцип действия шлейфового антенного переключателя рассматривается на примере упрощённого варианта его конструкции, представленного на рис. 4.2, отдельно в режиме передачи и в режиме приёма.

*Режим передачи:* при поступлении в антенный переключатель мощного импульса от передатчика в разрядниках наступает газовый разряд, их сопротивление резко уменьшается, практически до нуля. Так как разрядники подключены к главному фидеру через отрезки длиной  $\lambda/4$ , то малое сопротивление зажжённых разрядников трансформируется этими отрезками в бесконечно большое сопротивление. Таким образом, в сечениях *бб* и *вв* входное сопротивление шлейфов практически равно бесконечности, поэтому они по высокой частоте оказываются отключёнными от основного фидерного тракта и не влияют на прохождение импульса от передатчика к антенне.

*Режим приёма:* от антенны в антенный переключатель поступает слабый по мощности отражённый от цели сигнал. Газового разряда в разрядниках не наступает. Короткое замыкание на конце шлейфа, в который включён РБП, находящееся на расстоянии  $\lambda/2 + \lambda/4$  от точек *вв*, трансформируется в очень большое сопротивление, которое отключает цепи передатчика в этих точках от антенны. В результате этого слабый отражённый от цели сигнал поступает на вход приёмного устройства с минимальными потерями, не превышающими 0,5...1,0 дБ.

На рисунке 4.3 представлена принципиальная схема шлейфового антенного переключателя на отрезках жёсткого коаксиального фидера, работающего в диапазоне дециметровых волн. Такой антенный переключатель используется, например, в фидерном тракте диспетчерского радиолокатора.



**Рис. 4.3.** Принципиальная схема шлейфового антенного переключателя

#### 4.4. АНТЕННЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ $T$ -МОСТА

Такой антенный переключатель широко используется в РЛС, работающих в сантиметровом диапазоне волн. Конструкция его представлена на рис. 4.4, *а*.

Из основного волноводного тракта выходят  $H$ - и  $E$ -плечи двойного  $T$ -моста, разнесённые между собой на расстояние  $\lambda/2$ .  $H$ -плечо представляет собой цилиндрический объёмный резонатор, связанный с основным волноводным трактом через щель в узкой стенке волновода. В объёмный резонатор включается разрядник блокировки передатчика (РБП). В  $E$ -плечо моста на расстоянии  $\lambda/2$  от места его подключения к основному тракту включается разрядник защиты приёмника (РЗП), выполненный в виде четвертьволновой секции волновода, имеющей с обеих сторон резонансные диафрагмы, герметизированные пластинами из кварцевого стекла. Поскольку  $H$ -плечо волноводного  $T$ -моста представляет собой ответвление параллельного типа, а  $E$ -плечо – последовательного, то эквивалентная схема такого антенного переключателя будет иметь вид, представленный на рис. 4.4, *б*.

Работа антенного переключателя рассматривается в режиме передачи и в режиме приёма.

**Режим передачи:** под воздействием мощного СВЧ-импульса передатчика оба разрядника загораются, их эквивалентные сопротивления уменьшаются практически до нуля. Следовательно,  $R_{aa} \rightarrow 0, R_{22} \rightarrow 0$ . Короткое замыкание в точках *аа* трансформируется четвертьволновым отрезком в бесконечно большое сопротивление в точках *бб* ( $R_{bb} \rightarrow \infty$ ). Следовательно,  $H$ -плечо моста оказывается по высокой частоте отключенным от основного тракта и не влияет на прохождение ЭМВ в антенну. Короткое замыкание в точках *гг* трансформируется полуволновым отрезком в короткое замыкание в точках *вв*, следовательно,  $E$ -плечо моста оказывается по высокой частоте закороченным, и СВЧ-энергия поступает в антенну.



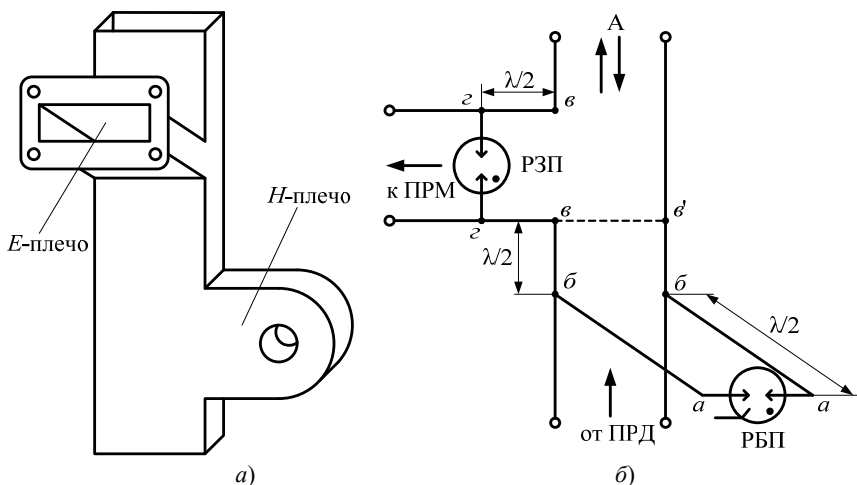
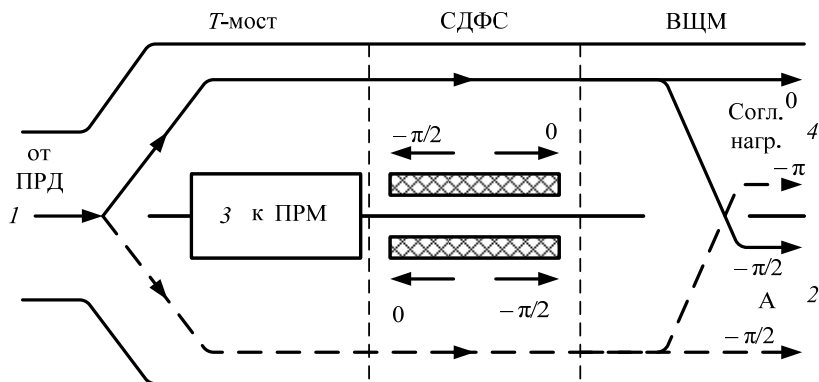


Рис. 4.4. Антенный переключатель на основе  $T$ -моста

**Режим приёма:** от антенны в антенный переключатель поступает слабый по мощности отражённый сигнал, не вызывающий газового разряда в разрядниках. Эквивалентные сопротивления обоих разрядников бесконечно велики ( $R_{aa} \rightarrow \infty, R_{zz} \rightarrow \infty$ ). Бесконечно большое сопротивление РБП трансформируется отрезком длиной  $\lambda/4 + \lambda/2 = 3\lambda/4$  в короткое замыкание в точках  $vv'$ , т.е. в этом сечении основного волноводного тракта по высокой частоте образуется короткозамыкающая перемычка, преграждающая путь отражённому от цели сигналу в цепи передатчика. Незажжённый РЗП практически не влияет на прохождение отражённого сигнала на вход приёмного устройства.

#### 4.5. АНТЕННЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ФАЗОВОГО ЦИРКУЛЯТОРА С ДВОЙНЫМ $T$ -МОСТОМ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫМ МОСТОМ

Такой антенный переключатель применяется в антенно-волноводном тракте посадочного радиолокатора. Конструктивно он представляет собой фазовый циркулятор с двойным  $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом. К плечу 1, являющемуся  $H$ -плечом  $T$ -моста, подключается передатчик. К плечу 3, являющемуся  $E$ -плечом  $T$ -моста, на расстоянии  $\lambda/2$  от его начала включается РЗП в виде четвертьволновой секции прямоугольного волновода с резонансными окнами. К плечам 2 и 4, являющимся выходными плечами волноводно-щелевого моста, подключаются антенна и согласованная нагрузка соответственно (рис. 4.5).



**Рис. 4.5. Антенный переключатель на основе фазового циркулятора с двойным  $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом**

Принцип действия антенного переключателя рассматривается отдельно для режимов передачи и приёма.

**Режим передачи:** при поступлении в плечо 1 переключателя мощного СВЧ-импульса в силу свойств циркулятора он проходит в плечо 2 и далее поступает в антенну. Поскольку развязка между плечами 1 и 3 двойного волноводного  $T$ -моста составляет приблизительно  $-30$  дБ, то ещё значительный уровень мощности проходит к разряднику (РЗП) и зажигает его. Так как он включается на расстоянии  $\lambda/2$  от начала плеча 3, то его малое эквивалентное сопротивление трансформируется в такое же малое сопротивление, и плечо 3 оказывается по высокой частоте закорочено, и в дальнейшем энергия СВЧ-импульса в него не проходит. Отразившаяся в первоначальный момент от зажжённого разрядника часть мощности из 3 плеча по свойству циркулятора поступает в плечо 4, где поглощается в согласованной нагрузке.

**Режим приёма:** от антенны в плечо 2 циркулятора поступает слабый по мощности отражённый сигнал. По свойству циркулятора из этого плеча он поступает в плечо 3. При этом РЗП не зажигается и не влияет на прохождение сигнала, поэтому вся мощность принятого антенной сигнала поступает в плечо 3 циркулятора и далее – во входные цепи приёмника.

#### 4.6. АНТЕННЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ФЕРРИТОВЫХ $Y$ -ЦИРКУЛЯТОРОВ

Конструктивно такой антенный переключатель состоит из двух  $Y$ -циркуляторов с поперечно-подмагничиваемыми ферритовыми пластинами. Циркулятор 1 рассчитан на прохождение большой мощности и обеспечивает передачу энергии между плечами в следующей последова-

тельности:  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$  (по часовой стрелке). Направление передачи энергии в нём не изменяется. Циркулятор II рассчитан на прохождение малой мощности, а направление прохождения энергии в нём может изменяться на правое и левое в зависимости от направления тока в катушке подмагничивания. Принципиальная схема рассматриваемого антенного переключателя представлена на рис. 4.6.

Работа антенного переключателя рассматривается в режимах передачи и приёма.

**Режим передачи:** в антенный переключатель в плечо 1 циркулятора I поступает мощный зондирующий импульс. В соответствии с принципом действия Y-циркулятора энергия, двигаясь по циркулятору по часовой стрелке, поступает в плечо 2 и далее проходит в антенну. Вследствие неидеальности циркулятора малая часть энергии СВЧ-импульса передатчика проходит в плечо 3 циркулятора I и поступает в плечо 2 циркулятора II. В момент излучения зондирующего импульса на подмагничивающую катушку циркулятора II подаётся обратное управляющее напряжение, и прохождение энергии меняется на обратное, т.е. прошедшая в циркулятор вторая часть энергии импульса передатчика поступает с плеча 2 этого циркулятора в его плечо 1 и поглощается в согласованной нагрузке, не поступая во входные цепи приёмника.

**Режим приёма:** отражённый от цели сигнал малой мощности поступает от антенны на вход 2 циркулятора I. Проходя в нём, энергия из его плеча 3 поступает в плечо 2 циркулятора II. В момент приёма на подмагничивающую катушку подаётся прямое управляющее напряжение, что обеспечивает передачу энергии в нём из плеча 2 в плечо 3 и далее – во входные цепи приёмника.

Данный антенный переключатель обладает меньшими потерями, чем переключатели с использованием разрядников, так как даже на незажжённом

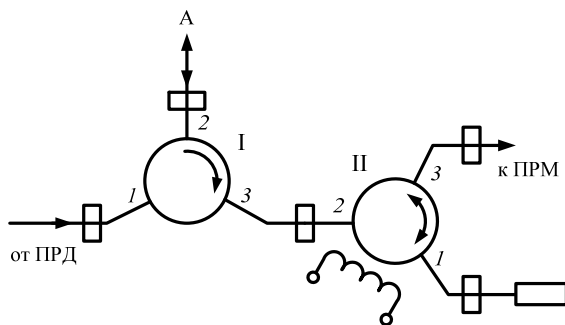


Рис. 4.6. Антенный переключатель на основе ферритовых Y-циркуляторов

ном разряднике вследствие наличия в нём тлеющего разряда теряется часть энергии отражённого сигнала.

Антенный переключатель такой конструкции используется в наземной РЛС сантиметрового диапазона волн.

### **Контрольные вопросы**

1. Поясните конструкцию и принцип действия газовых разрядников.
2. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия шлейфового антенного переключателя.
3. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия антенного переключателя на основе  $T$ -моста.
4. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия антенного переключателя на основе фазового циркулятора с двойным  $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом.
5. Поясните назначение, конструкцию и принцип действия антенного переключателя на основе ферритовых  $Y$ -циркуляторов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие содержит необходимый минимум сведений, который позволит студентам ориентироваться в вопросах конструкции и принципа работы устройств сверхвысокой частоты при разработке конструкции различных радиоэлектронных средств.

В представленном учебном пособии изложены принципы функционирования устройств сверхвысоких частот (СВЧ), аналитические и численные методы расчёта устройств СВЧ. Рассмотрены типовые узлы и элементы, применяемые в системах автоматизированного проектирования устройств СВЧ и антенн.

Учебное пособие предполагает наличие у читателя знаний математики, электродинамики и распространения радиоволн. Однако изложение материала построено таким образом, что менее подготовленный читатель усвоит все необходимые понятия. Материал снабжён большим количеством рисунков и диаграмм. Данное учебное пособие будет полезно не только студентам, но и инженерно-техническим работникам, работающим в области радиотехники.

Активное освоение материала учебного пособия позволит студентам перейти к знакомству с работами, указанными, например, в списках рекомендуемой литературы, а также к изучению других предметов по избранной специальности, подготовит к выполнению дипломных работ. К каждому занятию, лекции нужно готовиться заранее. В этом случае эффективность освоения и усвоения нового материала повысится многократно, придёт глубокое понимание, а значит, появится возможность использовать данный материал на практике.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Григорьев, А. Д.** Электродинамика и микроволновая техника : учебник для вузов / А. Д. Григорьев. – 2-е изд., доп. – СПб. : Лань, 2007. – 704 с.
2. **Джурицкий, К. Б.** Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ. Соединители, коаксиально-микроволновые переходы, адаптеры, СВЧ-вводы, низкочастотные вводы, изоляционные стойки, фильтры помех / К. Б. Джурицкий. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Техносфера, 2006. – 216 с.
3. **Нефедов, Е. И.** Техническая электродинамика : учебное пособие для вузов / Е. И. Нефедов. – М. : Академия, 2008. – 416 с.
4. **Максимов, В. М.** Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта : учебное пособие для вузов / В. М. Максимов. – М. : САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 72 с.
5. **Малков, Н. А.** Устройства сверхвысоких частот : учебное пособие для студ. 3-4 курсов, обуч. по спец. 210303, 210201 / Н. А. Малков, А. П. Пудовкин ; Тамб. гос. техн. ун-т. – Тамбов : Изд-во ТГТУ, 2008. – 92 с.
6. **Устройства СВЧ и антенны** : учебное пособие / С. И. Старченко [и др.]. – Тамбов : ТВАИИ, 2004. – 80 с.
7. **Панасюк, Ю. Н.** Микроволновая техника : учебное методическое пособие для проведения практических занятий / Ю. Н. Панасюк, А. П. Пудовкин. – Тамбов : Изд-во Першина Р. В., 2012. – 32 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	3
1. РЕГУЛЯРНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ .....	4
1.1. Общие сведения и характеристики линий передачи .....	4
1.2. Характеристики и параметры линий передачи .....	4
1.3. Коаксиальные линии передачи .....	6
1.4. Прямоугольные волноводы .....	7
1.5. Круглые волноводы .....	9
1.6. Волноводы сложного сечения .....	11
1.7. Полосковые и микрополосковые линии передачи .....	11
2. ЭЛЕМЕНТЫ УСТРОЙСТВ СВЧ .....	13
2.1. Соединительные устройства .....	13
2.2. Мостовые устройства .....	26
2.3. Развязывающие устройства .....	33
2.4. Фазирующие устройства .....	44
3. УСТРОЙСТВА СВЧ С НАМАГНИЧЕННЫМИ ФЕРРИТАМИ .....	54
3.1. Фазовращатели и вентили .....	54
3.2. Ферритовые циркуляторы .....	62
4. АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ .....	68
4.1. Назначение и классификация антенных переключателей .....	68
4.2. Конструкция и принцип действия газовых разрядников .....	69
4.3. Шлейфовые антенные переключатели .....	70
4.4. Антенный переключатель на основе $T$ -моста .....	72
4.5. Антенный переключатель на основе фазового циркулятора с двойным $T$ -мостом и волноводно-щелевым мостом .....	73
4.6. Антенный переключатель на основе ферритовых $Y$ -циркуляторов .....	74
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	77
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	78

Учебное издание

ПАНАСЮК Юрий Николаевич  
ПУДОВКИН Анатолий Петрович

# УСТРОЙСТВА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Учебное пособие

Редактор Л. В. Комбарова  
Инженер по компьютерному макетированию М. Н. Рыжкова

ISBN 978-5-8265-1378-1



Подписано в печать 26.01.2015.  
Формат 60 × 84/16. 4,65 усл. печ. л.  
Тираж 100 экз. Заказ № 29

Издательско-полиграфический центр  
ФГБОУ ВПО «ТГТУ»  
392000, г. Тамбов, ул. Советская, 106, к. 14.  
Тел./факс (4752) 63-81-08, 63-81-33.  
E-mail: izdatelstvo@admin.tstu.ru